

João Manuel Rendeiro Cardoso

Processamento Digital de Impulsos Aplicado à Espectroscopia de
Radiação Atómica e Nuclear



Dissertação apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra
para a obtenção do grau de Doutor em Física, especialidade de Física Tecnológica

Universidade de Coimbra
2005

Agradecimentos

Este trabalho é dedicado à Mariana e à Elisabete a quem muito agradeço o apoio, incentivo, carinho e compreensão que tornaram possível acabar este trabalho com êxito.

Um agradecimento muito especial ao meu supervisor Prof. Doutor José Basílio Simões pelo apoio técnico, científico e moral bem como pela orientação científica e tecnológica que vem permitindo a minha formação académica e profissional de forma sólida e intelectualmente estimulante. Agradeço, de igual modo, ao Prof. Doutor Carlos Correia pela motivação e pelo apoio constantes bem como pela orientação científica e permanente disponibilidade para discutir e ultrapassar os diversos obstáculos técnicos e profissionais.

Agradeço igualmente o apoio e a disponibilidade do Prof. Doutor Joaquim Santos pela forma como sempre me incentivou, bem como pelo modo como contribuiu para tornar este trabalho cientificamente mais completo e ainda pela disponibilidade permanente na resolução de problemas técnicos, científicos e logísticos.

Este trabalho deve muito à atenção e paciência de colegas de trabalho cujo sentido crítico e sugestões técnicas foram indispensáveis para tornar este trabalho uma realidade. De entre estes gostaria de agradecer especialmente ao Paul Knowles, Françoise Mulhauser, Prof. Franz Kottmann, Prof. David Taqqu, Randolph Pohl, Aldo Antognini, Álvaro Combo, Nuno Sérgio Cruz, Luis Artur, António Pinto Rodrigues, Rita Costa Pereira, Luis Panchorrinha Fernandes, Ana Fernandes, Luís Simão e de um modo geral a todos os membros do Grupo de Electrónica e Instrumentação (GEI). Um agradecimento particular à Elisabete Freitas pela disponibilidade e dedicação que permitiram a realização de uma parte importante deste trabalho.

Gostaria, ainda, de fazer um agradecimento especial aos meus pais pela constante paciência e motivação em todas as fases do meu trabalho e pela forma como sempre me incentivaram e apoiaram.

Finalmente gostaria de agradecer o apoio logístico e financeiro do Laboratório de Electrónica e Instrumentação do Departamento de Física da Universidade de Coimbra bem como da Fundação para a Ciência e Tecnologia (bolsa de doutoramento PRAXIS SFRH/BD/3316/2000).

Sumário

O presente trabalho centra-se no processamento digital de impulsos aplicado à espectroscopia de radiação atómica e nuclear, focando aspectos como as arquitecturas e os algoritmos digitais mais eficazes, os espectrómetros digitais desenvolvidos e actualmente disponíveis bem como os seus métodos de teste, de per si e comparativamente aos sistemas analógicos tradicionais, e ainda os resultados da aplicação destas metodologias de espectroscopia digital a uma experiência de física de médias energias.

As vantagens do processamento digital de impulsos face à abordagem tradicional de formação e amplificação analógica do sinal são apresentadas e discutidas, sendo dado relevo às soluções adoptadas na arquitectura dos sistemas de espectrometria digital da radiação. São, nomeadamente, apresentados com detalhe os principais algoritmos usados para a determinação do instante de ocorrência, amplitude e tempo de subida, e são discutidas as respectivas consequências para o desempenho em termos de resolução espectral. É demonstrado que este desempenho depende exclusivamente das condições de cada experiência e das características das componentes associadas ao bloco de aquisição (detector + pré-amplificador) e do bloco de acondicionamento do sinal detectado. Neste âmbito, é revisto o estudo das fontes de ruído presentes nestes blocos e o modo como estas afectam o sinal, apresentando-se a metodologia de determinação do filtro digital óptimo do ponto de vista da relação sinal-ruído.

Para além da determinação dos filtros digitais óptimos, estudos com base em simulação computacional foram efectuados com a finalidade de obter conclusões acerca do dimensionamento de um sistema de processamento digital de impulsos baseado em multi-processamento, bem como de efectuar a sua caracterização em termos de taxa de contagem e de tempo morto.

Com o propósito de aumentar a taxa de contagem de um sistema de processamento digital de impulsos é apresentado um sistema original baseado numa arquitectura híbrida (com processador de sinal - DSP (*Digital Signal Processor*) - e um dispositivo lógico programável de elevada densidade - FPGA (*Field Programmable Gate Array*)) baseado em *hardware* reconfigurável com o qual é possível beneficiar da alta velocidade de processamento conferido pelo *hardware* sem perder os benefícios inerentes à flexibilidade de reconfiguração características do *software*.

É ainda proposta uma plataforma de teste e caracterização de algoritmos de processamento digital de impulsos. São apresentados resultados da utilização desta plataforma os quais evidenciam a sua utilidade na determinação dos parâmetros ideais de configuração de um espectrómetro digital em face da sua aplicação ou dos objectivos em vista.

Finalmente, um caso concreto para uma aplicação de processamento digital de impulsos em experiências de física fundamental de médias energias é apresentado tendo como base uma experiência que resulta de uma colaboração internacional de várias instituições e tem por objectivo a determinação do desvio de Lamb no hidrogénio muónico com vista ao cálculo, com um maior grau de precisão, das dimensões do seu núcleo atómico i.e do protão.

Abstract

The present document is focused on digital pulse processing techniques applied to atomic and nuclear radiation spectroscopy. Special relevance is given to the issues related with the architecture and algorithm efficiency, as well as to the actual digital spectrometers currently available, along with its test procedures in comparison with the traditional analog systems, and finally the results of these techniques when applied to a medium energy physics experiment.

The advantages and benefits of digital pulse processing over the traditional analog amplification and formatting are presented and discussed. Special attention is given to the architectural solutions usually adopted for digital radiation spectrometers. Special emphasis and detail is given to the digital implementation of the algorithms used in the pulse parameter estimation to determine the pulse timing, the amplitude and the rise-time. The most important algorithms used with this purpose are presented and the consequent spectral performance is extensively discussed. This performance depends almost exclusively on the operating conditions of each experiment along with the physical characteristics of the components of the acquisition module (detector and pre-amplifier) and of the signal conditioning module. In this scope, a short review is made on the noise sources present in each of these blocks and how they affect the detected signal. The final purpose is to determine the optimal digital filter from the signal-to-noise point of view.

Along with the developed digital processing algorithms, a set of computational simulation studies is presented in order to determine the best dimensioning of a scalable architecture based on a multiprocessing platform, as well as to characterize its performance in terms of throughput and dead time losses.

In order to improve the count rate without software processing overload a different hybrid architecture is presented and discussed including both a digital signal processor (DSP - Digital Signal Processor) and a programable logical device (FPGA - Field Programmable Gate Array) based on reconfigurable hardware platform. The implementation of an online configurable digital filter for the pulse amplitude parameter estimation in this system is also discussed. With this system it is possible to benefit from the high processing power of the hardware modules without losing the flexibility and versatility of software processing.

A test platform for the digital pulse processing algorithm characterization is presented and discussed. This system allows for the acquisition, validation and storage of data referred to each single event by two concurrent processing methods (analog and digital) in parallel. Following the results obtained with this platform, special evidence is given to the ideal parameter estimation ability granted by the digital spectrometer solution used for a specific application.

Finally, a specific case for the application of these techniques is presented, namely in the experimental fundamental physics field. This experiment is being carried out by a consortium of several academic institutions in order to determine the Lamb shift in muonic hydrogen. The ultimate goal of the experiment is to determine the proton charge radius with unprecedented accuracy.

Lista de Publicações e Comunicações

Os trabalhos realizados no âmbito da presente tese originaram as seguintes publicações em revistas e comunicações em conferências internacionais com arbitragem.

Publicações em Revistas Internacionais com Arbitragem

- (P01) João M. Cardoso, J. Basílio Simões, Tiago Menezes and Carlos Correia, "CdZnTe Spectra Improvement through Digital Pulse Amplitude Correction using the Linear Sliding Method", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A505 (2003) 334 - 337.
- (P02) E.D.C Freitas, João Cardoso, L.M.P. Fernandes, J.A.M. Lopes, J.F.C.A. Veloso and J.M.F. dos Santos, "Energy linearity response of CZT detectors to X-rays with energy in the region of Zn, Cd and Te K-absorptions edges: experimental results", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 515 (2003) 618 - 623.
- (P03) João M. Cardoso, J. Basílio Simões and Carlos M. B. A. Correia, "Dead Time Analysis of Digital Spectrometers", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 522 (2004) 487 - 494.
- (P04) João M. Cardoso, J. Basílio Simões, Carlos M. B. A. Correia, A. Combo, R. Pereira, J. Sousa, N. Cruz, P. Carvalho and C. A. F. Varandas, "A High Performance Reconfigurable Hardware Platform for Digital Pulse Processing", IEEE Transactions on Nuclear Science vol 51, Issue 3 (2004) 921 - 925.
- (P05) L. Ludhova, F.D. Amaro, A. Antognini, F. Biraben, J. M. R. Cardoso, et al, "Planar LAAPDs: temperature dependence performance, and application in low energy x-ray spectroscopy", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A540(1) (2005) 169 - 179
- (P06) R. Pohl, A. Antognini, F.D. Amaro, F. Biraben, J.M.R. Cardoso, C.A.N. Conde et al, "The muonic hydrogen Lamb shift experiment", Can. J. Phys. 83 (2005) 339 - 349
- (P07) A. Antognini, F.D. Amaro, F. Biraben, J.M.R. Cardoso, C.A.N. Conde et al, "Powerful fast triggerable $6\mu\text{m}$ laser for the muonic 2S -Lamb shift experiment", Optics Communications 253 (2005) 362 - 374

Comunicações em Conferências Internacionais com Arbitragem

- (C01) João M. Cardoso, J. Basílio Simões, Tiago Menezes e Carlos M. B. A. Correia, "CdZnTe Spectra Improvement through Digital Pulse Amplitude Correction using the Linear Sliding Method", apresentação (poster) no 10th Symposium

on Radiation Measurements and Applications, Ann Arbor, Michigan, USA, 21 - 23 Maio de 2002.

- (C02) João M. Cardoso, J. Basílio Simões and Carlos M. B. A. Correia, "A High Performance Reconfigurable Hardware Platform for Digital Pulse Processing", apresentação no IEEE NSS-MIC 2003 (IEEE Nuclear Science Symposium 2003), Portland, Oregon, USA, 20-24 Outubro 2003.
- (C03) L. Ludhova, F.D. Amaro, A. Antognini, F. Biraben, J. M. R. Cardoso, et al, "Planar LAAPDs: temperature dependence performance, and application in low energy x-ray spectroscopy", apresentação no IEEE NSS-MIC 2004 (IEEE Nuclear Science Symposium 2004), Roma, Itália, 19-21 Outubro 2004.
- (C04) João M. Cardoso, J. Basílio Simões and Carlos M. B. A. Correia, "Optimization of Digital Spectrometers using a Pulse Streaming Generator", apresentação em poster no IEEE NSS-MIC 2004 (IEEE Nuclear Science Symposium 2004), Roma, Itália, 19-21 Outubro 2004.

Conteúdo

Agradecimentos	i
Sumário	iii
Abstract	v
Lista de Publicações	vii
Lista de Acrónimos	xiii
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xxi
1 Introdução	1
1.1 Sistemas de Espectroscopia da Radiação	1
1.2 Enquadramento e Trabalhos Anteriores	4
1.3 Organização do Trabalho	5
2 Espectrometria Digital Atómica e Nuclear	7
2.1 Introdução	7
2.2 Evolução da Instrumentação em Espectrometria	8
2.3 Arquitecturas de Sistemas Usados em Espectrometria Digital	12
2.3.1 Sistemas Híbridos Analógico-Digitais	12
2.3.2 Sistemas Digitais baseados em DSP	13
2.3.3 Sistemas com Multiprocessamento em DSP	13
2.3.4 Processamento Híbrido <i>Software-Hardware</i>	14
2.4 Principais Módulos e Sistemas Comerciais	15
3 Algoritmos de Processamento Digital de Impulsos	19
3.1 Introdução	19
3.2 Estrutura do Processamento	20

3.3	Parametrização de Impulsos	21
3.3.1	Instante de Ocorrência	22
3.3.1.1	Discriminação por nível	22
3.3.1.2	Determinação do máximo declive	24
3.3.1.3	Temporização de fracção constante digital	25
3.3.2	Amplitude	29
3.3.2.1	Filtragem Simétrica	29
3.3.2.2	Filtragem Assimétrica	31
3.3.3	Tempos de Subida	34
3.4	Correcção de Factores de Deterioração Espectral	36
3.4.1	Empilhamento de Impulsos	36
3.4.2	Flutuações do Tempo de Subida	37
3.4.2.1	Recolha Incompleta de Carga	37
3.4.2.2	Défice Balístico	39
3.5	Análise e Optimização da Relação Sinal-Ruído	40
3.5.1	Figuras de Mérito em Espectrometria	40
3.5.2	Tipologia de Fontes de Ruído Electrónico	41
3.5.3	Fontes de Ruído no Detector com Pré-Amplificador de Carga	41
3.5.4	Relação Sinal-Ruído e Enformação de Impulsos	45
3.5.5	Filtragem Óptima	47
3.6	Sintetizador de Impulsos com Ruído no Domínio Temporal	53
3.6.1	Modelização de Ruído	53
3.6.2	Modelização do Impulso	55
3.7	Optimização da Função de Ponderação com Ruído Arbitrário	57
3.7.1	Introdução	57
3.7.2	Método dos Mínimos Quadrados - LMS	57
3.7.3	Síntese das Funções de Ponderação	61
	Vector de Ruído	61
	Matriz de Covariância do Ruído	61
	Vector do Impulso-Padrão \mathbf{E}	62
	Matriz \mathbf{G}	63
3.7.4	Funções de Ponderação Optimizadas	64
3.8	Conclusões	67
4	Espectrómetros Digitais	69
4.1	Introdução	69
4.2	Sistemas Expansíveis baseados em Multiprocessamento	70
4.2.1	Arquitectura	70
4.2.2	Análise de Tempo Morto	71
4.2.2.1	Analizador Multicanal Convencional	72
4.2.2.2	Arquitecturas Digitais	73

	<i>Buffer</i> de 1 impulso	73
	<i>Buffer</i> de N impulsos	74
	4.2.2.3 Arquitectura Digital com Multiprocessamento	75
4.3	Sistemas Híbridos DSP-FPGA	78
	4.3.1 Introdução	80
	4.3.2 Arquitectura	81
	4.3.2.1 Bloco de Aquisição	81
	4.3.2.2 Bloco de Processamento e Controlo	82
	4.3.2.3 Bloco de Interface	82
	4.3.3 Descrição Funcional	83
	4.3.3.1 Filtros Digitais	83
5	Plataforma de Teste e Caracterização de Algoritmos de PDI	91
	5.1 Introdução	91
	5.2 Sistema de Aquisição Simultânea em Tempo Real	92
	5.2.1 Descrição e Arquitectura	92
	5.2.2 O Detector de Radiação	93
	5.2.2.1 Módulo Digitalizador	93
	5.2.2.2 Módulo Multicanal	94
	5.2.2.3 Módulos de Acondicionamento de Sinais	94
	Buffer Inversor	94
	Amplificador/Enformador	95
	Gerador de Sinais	96
	5.2.3 Descrição Funcional	96
	5.2.4 Parametrização de Controlo e Validação	96
	5.2.5 Testes de Desempenho	98
	5.3 Análise Espectral Comparativa	99
	5.3.1 Calibração	100
	5.3.2 Optimização da Resolução em Energia	103
	5.4 Conclusões	108
6	Aplicação do PDI a uma Experiência de Médias Energias	111
	6.1 Introdução	111
	6.2 Determinação do Desvio de Lamb no Hidrogénio Muónico	112
	6.2.1 Objectivos da Experiência	112
	6.2.2 Enquadramento e Revisão de Matérias	112
	6.2.3 Descrição da Experiência	113
	6.2.3.1 Feixe de Muões	113
	6.2.3.2 Sistema Óptico	115
	6.2.3.3 Detectores de raios-X	116
	6.2.4 Aquisição e Análise de Dados	117

6.2.5	Processamento Digital de Impulsos Dedicado	119
6.2.5.1	Seleccção e Classificação de Impulsos	119
6.2.5.2	Análise em Energia	120
6.2.5.3	Funções de Ponderação Assimétricas	125
6.2.5.4	Análise Temporal	126
6.2.5.5	Temporização de Fracção Constante	128
6.2.5.6	Distribuição Biparamétrica	129
6.2.5.7	Critérios de Discriminação	131
6.2.6	Conclusões	132
7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro	133
7.1	Trabalho Futuro	135
	Bibliografia	138

Lista de Acrónimos

Lista de acrónimos usados no presente documento.

ADC	Conversor analógico-digital (<i>Analog to Digital Converter</i>)
BCU	Unidade de controlo de bus (<i>Bus Control Unit</i>)
CEI	Centro de Electrónica e Instrumentação
CPU	Unidade de Processamento Central (<i>Central Processing Unit</i>)
CZT	Detector de Radiação de semicondutor de Telureto de Cádmio-Zinco (<i>Cadmium Zinc Telluride</i>)
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>
DAC	Conversor digital-analógico (<i>Digital to Analog Converter</i>)
DMA	Acesso directo à memória (<i>Direct Memory Access</i>)
DPP	Processamento digital de impulsos (<i>Digital Pulse Processing</i>)
DSP	Processador digital de sinal (<i>Digital Signal Processor</i>)
EISA	<i>Extended Industry Standard Architecture</i>
ENC	Carga equivalente de ruído (<i>Equivalent Noise Charge</i>)
FET	Transístor de efeito de campo (<i>Field Effect Transistor</i>)
FIFO	Arquitetura de memória sequencial do tipo <i>First In First Out</i>
FIR	Filtro de resposta finita ao impulso (<i>Finite Impulse Response filter</i>)
FPGA	Dispositivo lógico programável (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
FWHM	Largura a meia altura (<i>Full Width at Half Maximum</i>)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ISA	<i>Industry Standard Architecture</i>
LAAPD	Fotodíodo de Avalanche de Grande Área (<i>Large Area Avalanche Photodiode</i>)
LHC	<i>Large Hadron Collider</i>
LMS	Método dos mínimos quadrados (<i>Least Mean Squares</i>)
MCA	Analisador multicanal (<i>MultiChannel Analyser</i>)
MOSFET	Transístor de efeito de campo do tipo semicondutor metal-óxido (<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)

MSPS	Milhões de amostras por segundo (<i>Mega Samples Per Second</i>)
PA	Pré-Amplificador (<i>Preamplifier</i>)
PC	Computador Pessoal (Personal Computer)
PCI	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
PDI	Processamento digital de impulsos
rms	Valor eficaz (<i>root mean square</i>)
RAM	Memória de acesso aleatório (<i>Random Access Memory</i>)
SDRAM	<i>Synchronous Dynamic Random Access Memory</i>
SNR	Relação sinal-ruído (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SU	Unidade escrava (<i>Slave Unit</i>)
TPLU	Unidade de disparo e localização de impulsos (<i>Trigger and Pulse Locator Unit</i>)
VESA	<i>Video Electronics Standards Association</i>
VHDL	<i>Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language</i>
VME	Bus utilizado em arquitectura de computadores (<i>VERSA Module Eurocard</i>)
WLMS	<i>Weighted Least Mean Square</i> (Mínimos Quadrados Ponderados)

Lista de Figuras

1.1	Esquema simplificado de um sistema de espectroscopia da radiação.	2
2.1	O <i>Kick Sorter</i> de Otto Frisch. Este dispositivo permite construir automaticamente um histograma, i.e. um gráfico que mostra o número de eventos com diferentes energias. . . .	8
2.2	Exemplos de Analisadores Multicanal típicos da década de 60. Do lado esquerdo o LP4000 com 256 canais (1963) e do lado direito a versão LP4050 de 512 canais (1967). (Reproduzido de catálogo Nokia Electronics série LP4000.)	9
2.3	Analisadores Multicanal típicos da década de 70. Do lado esquerdo o exemplo de um MCA com 1600 canais e do lado direito a versão LP4900 de 4096 canais (1975). (Reproduzido de catálogo Nokia Electronics série LP4000.)	10
2.4	MCA para barramento PCI com 8192 canais (década de 90). (Reproduzido de catálogo Ortec - Trump Card.)	10
2.5	Arquitetura de um analisador multicanal (MCA) clássico (adaptado de [1]).	11
2.6	Arquitetura básica de um processador digital de impulsos - multicanal digital (adaptado de [1]).	11
2.7	Espectrómetro digital expansível com multiprocessamento baseado em DSPs (adaptado de [1]).	14
2.8	Plataforma para espectrómetro digital híbrido reconfigurável com DSP e FPGA (adaptado de [23]).	15
2.9	Exemplo de dois sistemas OEM em espectrometria digital de radiação. Do lado esquerdo o DXP-OEM da XIA Instruments e do lado direito o DX4 da Amptek.	16
3.1	Principais parâmetros de um impulso proveniente de um pré-amplificador de carga num evento de 512 amostras. A escala vertical de amplitude é arbitrária.	21
3.2	Incertezas introduzidas na determinação do instante de ocorrência de impulsos através do método de discriminação de nível: (A) <i>Time jitter</i> do flanco anterior provocado pela presença de ruído; (B) <i>Time walk</i> para dois impulsos de diferente amplitude (adaptado de [13]).	23
3.3	Diagrama de fluxo do algoritmo de determinação do instante de ocorrência do impulso por discriminação por nível.	24
3.4	Função de convolução no algoritmo do máximo declive e mecanismo do algoritmo.	25
3.5	Resultado da função de determinação do instante de ocorrência de impulso pelo método da máximo declive. Pormenor da região do degrau do primeiro impulso.	26

3.6	Mecanismo de temporização por fracção constante. O sinal de entrada ou impulso (a) é atenuado de um factor α e somado ao sinal original invertido (c). O resultado é o sinal (d) cujo instante de transposição do nível zero indica o instante em que o impulso alcança a fracção α da sua amplitude máxima (adaptado de [13]).	27
3.7	Algoritmo de determinação do instante de ocorrência de impulso pelo método da temporização por fracção constante.	28
3.8	Distribuição dos instantes de ocorrência de impulsos pré-amplificados determinados pelo método do disparo por nível, do declive máximo e da temporização de fracção constante.	29
3.9	Diagrama ilustrativo do processo digital de determinação da amplitude dos impulsos pré-amplificados (adaptado de [1] e [4]).	31
3.10	Resultado da convolução usada na determinação da amplitude dos impulsos. A função de ponderação normalizada, quando convoluída com os sinais do pré-amplificador, origina um sinal do tipo cúspide truncada. A amplitude do impulso corresponde ao máximo desta função é apresentada no gráfico de pormenor.	32
3.11	Exemplo de empilhamento de impulsos pré-amplificados de um detector do tipo LAAPD.	33
3.12	Zonas de aplicação da função de ponderação assimétrica. A função de ponderação calculada (a azul) é baseada numa função do tipo cúspide finita truncada.	34
3.13	Exemplo de dois impulsos com tempos de subida do degrau do impulso diferentes e pormenor da zona do degrau. Impulsos do fotopico de 59.5 keV do Am-241 recolhidos de detector de raios-X do tipo CdZnTe com digitalizador de 12 bits.	35
3.14	Representação biparamétrica (amplitude <i>vs</i> tempo de subida) de impulsos de uma fonte de Am-241 na região do foto-pico de 59.5 keV. Pormenor do espectro em energia para todos os tempos de subida. (Adaptado de [11]).	38
3.15	Dimensionamento do topo plano de uma função de ponderação do tipo cúspide finita. O topo plano é usado para garantir imunidade da parametrização digital em amplitude ao défice balístico (adaptado de [1]).	40
3.16	Circuito equivalente do conjunto detector + pré-amplificador (adaptado de [1]).	43
3.17	Simplificação do circuito equivalente do conjunto detector + pré-amplificador com as fontes de ruído série (<i>delta</i>) e paralelo (<i>step</i>). Repare-se que as componentes Z_t e Z_f dizem respeito às impedâncias de entrada e de realimentação respectivamente (adaptado de [9]).	44
3.18	Função do circuito de amplificação e enformação num sistema de espectroscopia (adaptado de [24]).	46
3.19	Processo de amplificação/enformação óptima do ponto de vista da SNR (adaptado de [24]).	48
3.20	Função cúspide infinita - função de ponderação óptima em termos da relação sinal-ruído.	49
3.21	Dependência da relação ENC/ENC_∞ com a constante temporal τ (adaptado de [24]).	50
3.22	Factores de demérito (F) das principais funções de enformação dos sistemas convencionais (adaptado de [9]).	51
3.23	Função cúspide finita com topo plano definida por Arecchi [36].	52
3.24	Resolução espectral em função da constante temporal para enformação em cúspide e triangular.	53
3.25	Estrutura básica do sintetizador de ruído e gerador de impulsos. As componentes de ruído e sinal são geradas independentemente e somadas para simular um sinal na saída de um pré-amplificador.	54
3.26	Distribuições da densidade espectral de potência para os dois tipos de ruído: ruído Browniano ($\beta = 2$) e ruído branco obtido através do método de fBm.	55

3.27	Exemplo de um segmento de um sinal gerado com o sintetizador de impulsos com ruído com evidência da ocorrência de empilhamento de impulsos. O ruído simulado contém as componentes de ruído branco e $1/f^2$	56
3.28	Vector de ruído presente no sistema detector + pré-amplificador. Amostragem na ausência de impulsos provocados por radiação incidente.	62
3.29	Exemplo de 3 impulsos padrão com diferentes parâmetros de τ_r e τ_d obtido pela expressão analítica (3.62).	63
3.30	Esquema do processo de determinação da função de ponderação óptima. A parte superior contém os dados de entrada e a parte inferior os resultados. Na parte central está representado o processo iterativo descrito anteriormente (equação 3.47).	65
3.31	Funções de ponderação (WF) obtidas pelo método de LMS para três combinações de ruído presente num sinal na saída do pré-amplificador. As três situações referem-se à presença de ruído branco, ruído branco com $1/f$ e ruído branco com $1/f$ e $1/f^2$	66
4.1	Arquitectura do espectrómetro digital baseado em multiprocessamento (DPP-M8). A configuração <i>Master-Slave</i> escalável permite ao DPP-M8 albergar até 8 unidades <i>Slave</i> . A unidade mestra (MU) supervisiona as transferências de dados dos impulsos digitalizados para as unidades SU e recolhe a informação resultante (parâmetros dos impulsos) após o processamento com vista à construção do espectro em energia (adaptado de [1]).	70
4.2	Modelos de tempo morto paralizável e não paralizável (adaptado de [13]).	73
4.3	Arquitectura simplificada de um espectrómetro digital. O sinal pré-amplificado é digitalizado e armazenado num FIFO local para processamento pelo DSP.	73
4.4	Arquitectura básica de um espectrómetro digital baseado em memória com extensão de vários impulsos (N-impulsos). O sinal pré-amplificado é digitalizado e armazenado localmente num FIFO sendo posteriormente transferido por DMA (<i>Direct Memory Access</i>) para a memória disponível aguardando processamento.	75
4.5	Taxa de contagens medida como função da taxa de eventos incidentes: A - Comparação entre o desempenho de um espectrómetro com <i>buffer</i> de 1 impulso e de um MCA convencional. (Δ representa a melhoria relativa no desempenho); B - Comparação entre diversas profundidades do <i>buffer</i> de processamento (1, 2 e 6 impulsos); C - Melhoria no desempenho em função da profundidade do <i>buffer</i> de processamento. Esta melhoria pode alcançar 62% para <i>buffers</i> de 2 impulsos ($\Delta 2$) e 78% para <i>buffers</i> de 6 impulsos ($\Delta 6$).	76
4.6	Fluxo de dados no espectrómetro digital com multiprocessamento DPP-M8. Configuração com N unidades <i>Slave</i> em que cada uma contém um FIFO de entrada e um <i>buffer</i> de 6 impulsos ($n = 6$). Os instantes de ocorrência dos impulsos são representados a cinza escuro, enquanto que a cinza claro surgem os dados sem impulsos (ruído).	77
4.7	Taxas de contagem (medidas) em função da taxa de eventos ou taxa de incidência: A - Usando filtragem adaptativa ou rejeição de empilhamento de impulsos (2 SU com <i>buffer</i> de 6 impulsos cada uma); B - Comparativo para diferentes configurações do DPP-M8 (1, 2, 4 e 8 SU), cada uma com <i>buffer</i> de 6 impulsos; C - Compromisso entre a taxa de contagens medida, o poder de processamento (número de SUs) e a complexidade dos algoritmos de processamento (método A - $630\mu s$ e método - B $160\mu s$).	79
4.8	Arquitectura simplificada do sistema híbrido que utiliza duas unidades de processamento: um DSP no processamento por <i>software</i> e uma FPGA no processamento por <i>hardware</i> reconfigurável.	81
4.9	Filtro digital trapezoidal implementado na FPGA do sistema híbrido de processamento.	84

4.10	Diagrama de blocos de um enformador triangular/trapezoidal recursivo e respectivos sinais $v(n)$, $d(n)$ (expressão 4.4), $p(n)$ (expressão 4.3) e $s(n)$ (expressão 4.2). Os blocos correspondem às seguintes funções: Σ - Somador/Subtractor; ACC - Acumulador; X - Multiplicador; $Atraso$ - Linha de atraso. O sinal de entrada resulta da amostragem (ADC <i>Flash</i>) do sinal de pré-amplificador de carga usado com um detector do tipo LAAPD (<i>Large Area Avalanche Photodiode</i>) (adaptado de [57]).	85
4.11	Diagrama da estrutura das linhas de atraso programáveis usadas nos filtros digitais para o sistema de processamento híbrido.	87
4.12	Sinais de entrada e saída do filtro digital reconfigurável usado na FPGA do sistema híbrido.	88
5.1	Esquema geral do sistema de aquisição simultânea de 2 canais (digital e analógico) com capacidade de controlo e validação em tempo real. A azul são representados as linhas de sinal e a castanho as de controlo.	92
5.2	Esquema electrónico do módulo <i>buffer</i> inversor projectado para acondicionar o sinal do pré-amplificador para o digitalizador (adaptado de [11]).	95
5.3	Diagrama temporal do sinais de dados e disparo do digitalizador (PDA12A) e do multicanal (MCA).	97
5.4	Espectros do Cd-109 com escala de amplitude (energia) uniformizada para 10 bits (1024 canais): (A) Comparação directa dos dois histogramas, (B) Pormenor dos histogramas na região de fluorescência da Ag-109m, (C) Pormenor dos histogramas na região do γ de 88 keV do Cd-109.	102
5.5	Espectros de fluorescência de CsI com fonte radioactiva de Am-241 com escala de amplitude (energia) uniformizada para 10 bits (1024 canais): (A) Comparação directa dos dois histogramas, (B) Pormenor dos histogramas na região de fluorescência dos elementos Cs (Césio) e I (Iodo). Os valores de energia das transições K_α e K_β estão tabelados por ordem crescente de energia.	104
5.6	(A) Resolução espectral do fotopico K_α de Ag-109m na fonte radioactiva de Cd-109 em função do parâmetro τ da função de ponderação de 700 pontos. Os dois conjuntos de pontos foram calculados com dois tipos de funções de ponderação: cúspide normal ou exponencial e cúspide finita (C). O gráfico (B) revela o comportamento da resolução espectral na região do mínimo.	106
5.7	Desempenho do processamento digital de impulsos em função da extensão da função de ponderação (cúspide finita) para o parâmetro τ que garante o mínimo de resolução. Dados originais do espectro de fluorescência do CsI com fonte de Am-241.	108
6.1	Estrutura simplificada de níveis energéticos no hidrogénio muónico para $n = 1$ e $n = 2$. . .	113
6.2	Esquema experimental para produção de hidrogénio muónico. O feixe de pions π^- é encaminhado para uma armadilha de ciclotrão onde são produzidos muões sendo então seleccionados no MEC garantindo um feixe colimado no solenóide com alvo de gás H_2 a baixa pressão onde é produzido o hidrogénio muónico (adaptado de [67]).	114
6.3	Representação esquemática da parte central da experiência. Os muões entram da lado esquerdo atravessando um conjunto de películas de carbono originando electrões. Estes são acelerados e detectados por dois cristais acoplados a fotomultiplicadores originando assim um sinal de disparo para o laser na cavidade óptica (adaptado de [67]).	114
6.4	Esquema do sistema de laser indicando o processo de conversão do comprimento de onda nos requeridos $6 \mu m$ (adaptado de [69]).	116

6.5	Tipologia de eventos digitalizados referentes a processos físicos distintos: (A) Eventos com impulsos simples originados por raios X ou um electrão; (B) Eventos com impulsos duplos empilhados originados pela detecção simultânea de raios-X e electrão; (C) Eventos com impulsos simples com saturação de escala; (D) Eventos com impulsos duplos com saturação de escala; (E) Eventos com impulsos provocados pela detecção de partículas energéticas α ; (F) Outros eventos como ruído, etc.	118
6.6	Diagrama de selecção e classificação prévia dos impulsos digitalizados segundo as cinco categorias principais descritas: impulsos simples, duplos, saturados, oscilantes e ruído. . .	120
6.7	Representação da dependência do valor do centróide do fotopico (Fig 6.8) com o valor da largura do topo da função de ponderação. O desvio (<i>offset</i>) deixa de ser significativo para um valor de topo superior a 24 pontos.	121
6.8	(A) - Função de ponderação (cúspide truncada) de 256 pontos, topo de 24 e $\tau = 80$ usada no algoritmo de determinação de amplitude dos impulsos. (B) - Espectro de energia das transições K do hidrogénio muónico obtido a partir de impulsos simples sem saturação (Fig. 6.5-A). A resolução em energia do fotopico é de aproximadamente 27 % (FWHM). .	122
6.9	Espectro para os primeiros e segundos impulsos para eventos com empilhamento de impulsos. Os primeiros impulsos correspondem ao fotopico dos 2 keV enquanto que os segundos são originados pelo carbono muónico das paredes da cavidade óptica.	123
6.10	Funções de ponderação assimétricas e normalizadas para o caso de um evento com dois impulsos empilhados. A dimensão das funções de ponderação é calculada dinamicamente em função das amostras válidas disponíveis em cada impulso.	125
6.11	(A) - Histograma da distribuição temporal dos instantes de ocorrência para impulsos simples sem saturação. (B) - Pormenor do gráfico A entre os canais 300 e 500. É evidente uma maior incidência temporal aproximadamente em torno do canal 380.	127
6.12	Distribuição dos instantes de ocorrência de impulsos simples sem saturação determinados pelo método do disparo por nível, do declive máximo e da temporização de fracção constante.	128
6.13	Representação biparamétrica de impulsos simples. (A) Representação de todos os impulsos simples na gama de entrada do digitalizador; (B) A zona com maior densidade de pontos corresponde ao fotopico de 2 keV da transição 2P-1S.	130
6.14	Espectro de amplitudes sem discriminação (ponteadado) e com discriminação (a cheio) de instante de ocorrência.	131

Lista de Tabelas

2.1	Tabela com resumo dos principais espectrômetros digitais portáteis.	17
3.1	Principais tipos de ruído presentes nos dispositivos electrónicos usados nos sistemas de espectrometria.	42
3.2	Constante temporal, resolução (FWHM) e figura de demérito para as funções de ponderação cúspide e triangular com impulsos simulados usando ruído sintetizado.	52
3.3	Principais tipos de ruído observado em sistemas de detector + pré-amplificador.	54
5.1	Principais características das fontes radioactivas utilizadas.	98
5.2	Características dos alvos usados para obter os espectros de fluorescência. Energias dos raios-X de emissão ($K\alpha$, $K\beta$, $L\alpha$, $L\beta$ e $L\gamma$) em keV.	98
5.3	Número total de contagens de eventos recolhidos e validados para cada um dos canais de aquisição (MCA e PDA12A).	99
5.4	Valores dos centróides das curvas gaussianas ajustadas a cada fotopico do espectro de emissão de Cd-109 para cada um dos canais de aquisição (MCA e PDA12A).	100
5.5	Resolução dos fotopicos $K\alpha_1 + K\alpha_2$ do iodo em função da duração da função de ponderação (cúspide finita).	107
6.1	Comparação do desempenho de três métodos de determinação do instante de ocorrência dos impulsos.	129
6.2	Efeito da discriminação do instante de ocorrência na resolução do fotopico.	132

Capítulo 1

Introdução

A espectroscopia da radiação é uma técnica de análise quantitativa usada em diversas áreas de aplicação (ambiente, indústria, segurança, património, exploração espacial, entre outras) e que tem por objectivo a identificação e quantificação de elementos em materiais de características parcial ou totalmente desconhecidas, bem como a caracterização da estrutura cristalina em materiais sólidos.

Historicamente, as técnicas de espectroscopia estão associadas ao advento da teoria atómica e nuclear, tendo observado o seu período de maior desenvolvimento em meados do séc. XX, associadas ao aparecimento das grandes áreas de aplicação permitidas por esta teoria (diagnóstico e terapia em medicina, produção de energia, armamento).

A radiação (raios-X e raios γ) é produzida em processos atómicos e nucleares resultando do rearranjo nas camadas electrónicas dos átomos mais próximos do núcleo (raios-X) ou da alteração da estrutura nuclear (raios γ). Fisicamente não é possível distinguir a origem (atómica ou nuclear) de um fóton isoladamente, nem sequer pela gama de energias, uma vez que estas se sobrepõem. No entanto, a análise estatística da distribuição das suas amplitudes (espectro) permite retirar importantes conclusões no que respeita ao tipo e quantidade dos elementos que constituem uma determinada amostra. O propósito final da espectroscopia é, portanto, a recolha do máximo de informação referente aos fótons emitidos por uma determinada amostra (como por exemplo energia, temporização ou forma) com vista à sua parametrização e contabilização para análise estatística e consequente apreciação do significado físico dos mecanismos presentes nessa amostra.

1.1 Sistemas de Espectroscopia da Radiação

A instrumentação usada neste duplo processo de parametrização e armazenamento e com este objectivo (espectrómetros de radiação) pode ser usada isoladamente ou inserida em sistemas de aquisição mais complexos que implicam a permuta de sinais com outros módulos de aquisição ou processamento (*trigger*, referências externas, sinais de controlo, etc). Contudo, independentemente do grau de complexidade, ou da tecnologia usada na sua construção, a estrutura funcional

de um espectrómetro é composta por três unidades fundamentais: o detector, o processador de impulsos e o analisador multicanal.

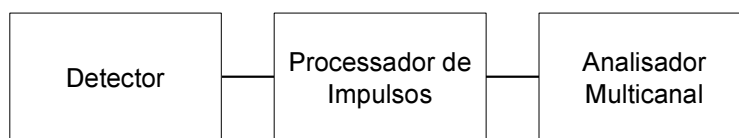


Figura 1.1: Esquema simplificado de um sistema de espectroscopia da radiação.

Ao detector cabem as funções de recolha e absorção da energia da radiação emitida pela amostra com vista à produção de um sinal eléctrico de amplitude proporcional. Fisicamente, o detector pode ser constituído por um elemento único sensível à radiação na gama de energia em questão ou por uma associação espacial destes elementos. As principais características do detector são a linearidade e eficiência de detecção na gama energética sensível, a resolução em energia e o tempo de recolha da carga produzida no processo de absorção da radiação. Existe uma série de factores que afectam ou distorcem estas características. Assim, a diminuição da eficiência de detecção ou a alteração da linearidade podem surgir fundamentalmente por limitações impostas pela geometria do próprio detector ou por perda da carga produzida no processo de detecção. Por seu lado, a resolução em energia é fortemente influenciada pelos níveis dos diversos tipos de ruído (térmico, correntes de fugas, etc.) presentes no detector¹. Finalmente, e no que diz respeito ao tempo de recolha da carga consideram-se todos os efeitos que concorrem para a degradação da resolução espectral em função da limitação deste parâmetro intrínseco do detector (e pré-amplificador). São exemplos as taxas de eventos muito elevadas passíveis de originar empilhamento de impulsos e flutuações da linha de base. Existem ainda outras distorções espectrais com origem no detector + pré-amplificador também dependentes da temporização e dimensionamento destes elementos, sendo o mais importante o chamado déficit balístico.

No que diz respeito ao processador de impulsos, a sua função consiste na transformação do sinal detectado, habitualmente disponibilizado na saída do pré-amplificador, por forma a realçar a informação relevante (amplitude, forma e temporização) face aos factores de degradação espectral descritos anteriormente. Este processo, usualmente associado à amplificação, denomina-se enformação (ou por vezes também referido na gíria experimental como formatação) e precede, nos sistemas tradicionais, o processo de amostragem ou digitalização. Tradicionalmente, os processadores de impulsos são construídos com base em componentes electrónicos analógicos (discretos ou integrados), cujas características estão sujeitas a variações com factores como o tempo, a temperatura ou outras condições de operação [1]. A estas limitações devem acrescentar-se as associadas às imperfeições físicas intrínsecas destas componentes, bem como a impossibilidade de produção de enformadores/amplificadores com funções de transferência ideais do ponto de

¹Na análise das fontes de ruído impõe-se a análise conjunta do detector e pré-amplificador devido à proximidade física e interligação destes elementos.

vista da relação sinal-ruído.

Finalmente, e no que se refere ao analisador multicanal, é sua função a amostragem do máximo (amplitude) de cada impulso previamente enformado e amplificado, seguindo-se a respectiva contabilização no canal (intervalo mínimo discriminável na gama de energias observada) correspondente. A cada impulso com uma determinada amplitude corresponde um incremento de uma unidade no canal em que essa amplitude está inserida. A contabilização cumulativa destes eventos resulta na distribuição que corresponde ao espectro em energia da radiação detectada. Tal como os outros elementos constituintes do espectrómetro, existem diversos factores que contribuem para a limitação no desempenho desta unidade. De entre estes, salientam-se as características dos conversores responsáveis pela amostragem da amplitude dos impulsos (ADCs). Os tempos de conversão, por exemplo, manifestam-se no funcionamento do espectrómetro como tempos em que o sistema não processa eventuais novos eventos que são assim perdidos para a contabilização estatística final. A esta limitação chama-se tempo morto. Por outro lado, os conversores apresentam desvios de linearidade nos canais que definem o espaço de energia em que as amplitudes são registadas. Nem todos os canais possuem exactamente a mesma largura (não-linearidade diferencial e não-linearidade integral) pelo que o espectro é forçosamente distorcido por este factor.

Como se pode constatar são inúmeros os factores que contribuem para a limitação do funcionamento dos sistemas em espectroscopia da radiação. Historicamente, o desempenho destes sistemas encontra-se fortemente dependente do desenvolvimento tecnológico, adoptando, em grande parte dos casos, as soluções técnicas em vigor em cada época. Contudo, a evolução tecnológica observada nas últimas décadas, nomeadamente ao nível da escala de integração permitida para as componentes electrónicas e do poder de computação disponibilizado em processadores a baixo custo, permitiram repensar seriamente a abordagem tradicionalmente seguida para um conjunto de sistemas de aquisição e processamento de dados, de que o espectrómetro é um exemplo. Ao invés de medir apenas a amplitude de cada impulso enformado e amplificado é agora possível amostrar todo o sinal logo na saída do pré-amplificador, permitindo assim, um processamento muito mais versátil mas simultaneamente moroso. Também estes sistemas de espectrometria digital observaram uma significativa evolução desde o seu aparecimento, permitida pelo desenvolvimento tecnológico no domínio da tecnologia de aquisição e processamento. O capítulo 2 apresenta uma perspectiva histórica deste desenvolvimento, com especial ênfase para o actual panorama destes sistemas de espectrometria digital da radiação.

As vantagens do processamento digital de impulsos são reconhecidas desde meados da década de 70 [2, 3]. Embora estas vantagens sejam apresentadas e discutidas extensivamente ao longo deste documento, devidamente enquadradas na temática analisada em cada capítulo, é possível sintetizar as principais na seguinte listagem:

- Imunidade às não linearidades e instabilidades das componentes analógicas [4];
- Diminuição da sensibilidade do sistema de aquisição a interferências externas;

- Aumento da flexibilidade e versatilidade dos sistemas por recurso a algoritmos e técnicas digitais de processamento vocacionadas para cada aplicação [5, 6];
- Capacidade de correcção de efeitos como o empilhamento de impulsos, recolha incompleta de carga e flutuação da linha de base [7, 8];
- Capacidade de aplicação de algoritmos impossíveis de implementar nos sistemas tradicionais [9, 10];
- Capacidade de determinação de múltiplos parâmetros de impulsos em simultâneo [11].

Muitas outras vantagens se podem acrescentar a esta lista dependendo da solução tecnológica adoptada na construção de cada espectrómetro digital em particular. Existem, por exemplo, soluções que permitem praticamente eliminar o tempo morto do sistema de aquisição e processamento, resultando num sistema de processamento em tempo real [1]. Noutros casos, é possível recorrer ao processamento por intermédio de funções que garantem uma relação sinal-ruído óptima para as condições reais de funcionamento, como se verá neste documento.

O âmbito dos trabalhos descritos na presente tese insere-se precisamente no desenvolvimento e aplicação de técnicas e algoritmos de processamento digital de impulsos vocacionados para a utilização em sistemas de espectrometria digital, sendo dado especial ênfase às vantagens e potencialidades que o seu uso garante.

1.2 Enquadramento e Trabalhos Anteriores

Muitos dos sistemas de espectrometria digital descritos na literatura são apenas protótipos realizados por diversos grupos de investigação e instituições tradicionalmente ligadas ao desenvolvimento de sistemas de aquisição e processamento na área da instrumentação nuclear. Grupos como o do Professor Gatti do Departamento de Electrónica e Informação do Politécnico de Milão ou o do Professor Glenn Knoll da Universidade de Michigan², têm vindo a produzir alguns destes protótipos que por vezes resultam em soluções com potencial comercial.

É precisamente neste contexto que se inserem as actividades do Grupo de Electrónica e Instrumentação (Centro de Instrumentação) da Universidade de Coimbra, que pela mão do Professor Doutor Carlos Correia e do Professor Doutor José Basílio Simões, mais contribuíram para a proposta e desenvolvimento de soluções criativas e tecnologicamente inovadoras nesta área [12, 1]. Este grupo possui um rico historial de trabalhos (apresentações, publicações e protótipos) que remonta a 1985. Nas duas décadas que o grupo leva de desenvolvimentos nesta área foram produzidas dezenas de publicações e apresentações³, contribuindo igualmente para a formação académica e profissional de um número significativo de alunos (estágios, projectos de licenciatura, teses de mestrado e teses de doutoramento).

²Apenas para destacar os mais importantes e citados. Outros grupos incluem o Brookhaven National Laboratory (USA), o Istituto Nazionale di Fisica Nucleare (Itália) e o Oak Ridge National Laboratory (USA).

³http://lei.fis.uc.pt/res_inst_nuclear.php

Os trabalhos apresentados no presente documento inserem-se no contexto de formação académica e investigação científica que é mantida nesta área pelo candidato desde que entrou para o grupo em 1996. Desde então participou em 5 projectos de financiamento da responsabilidade do GEI ou resultantes de colaborações com laboratórios externos e das quais resultaram 8 publicações em revistas internacionais (6 das quais inseridas no trabalho desta tese) e 11 apresentações em conferências internacionais.

O tema deste trabalho segue a linha de investigação seguida pelo candidato quer no seu projecto de licenciatura (Engenharia Física)[4], quer nos trabalhos envolvidos na sua tese de mestrado (Física, ramo de Física Experimental)[11], relacionada com o desenvolvimento de instrumentação e algoritmos de processamento para aplicações de espectroscopia da radiação atómica e nuclear.

1.3 Organização do Trabalho

O presente documento encontra-se organizado por capítulos temáticos que abordam diversas facetas das técnicas de processamento digital de impulsos em espectrometria digital da radiação.

O capítulo 2 apresenta uma perspectiva da evolução dos sistemas de instrumentação em espectrometria, com especial ênfase para as principais arquitecturas de espectrometria digital actualmente usadas.

No capítulo 3 são apresentados os principais algoritmos de processamento digital de impulsos pré-amplificados. Estes algoritmos foram sendo desenvolvidos no âmbito das diversas aplicações descritas neste documento, em experiências e condições distintas, mas com a característica básica comum de recorrerem ao processamento digital do sinal digitalizado na saída do pré-amplificador. Para compreender a forma das funções usadas na parametrização da amplitude dos impulsos é necessário analisar com algum detalhe quais as principais fontes de ruído do sistema detector + pré-amplificador, assim como o modo como estas afectam o desempenho do espectrómetro. Este estudo é igualmente apresentado neste capítulo. Finalmente, é apresentado um método para calcular a forma das referidas funções de parametrização (ou funções de ponderação) para as condições reais (fontes e tipos de ruído e interferências) efectivamente presentes no sistema independentemente do seu conhecimento e capacidade de modelização.

No capítulo 4 são apresentadas duas soluções possíveis para o problema da limitação da taxa de contagens nas arquitecturas de espectrometria digital: uma baseada no processamento por *software* mediante a utilização de uma arquitectura expansível de vários DSPs e outra em que o processamento é feito numa plataforma híbrida por *hardware* e *software*. Os estudos apresentados incidem, no primeiro caso, sobre os aspectos da eficiência da distribuição do processamento e respectiva consequência para o tempo morto do sistema, e no segundo caso, sobre uma implementação dos algoritmos de processamento na plataforma de processamento baseada em *hardware* reconfigurável.

O capítulo 5 apresenta uma plataforma de teste e caracterização do desempenho de algoritmos de processamento digital de impulsos. São apresentados e discutidos os resultados da comparação entre o método de processamento digital e o método analógico tradicional (multicanal). Para o

efeito foi projectado e construído um sistema de aquisição com capacidade de controlo em tempo real. Este sistema visou a aquisição de dados por dois canais distintos mas fisicamente relativos aos mesmo eventos por parte de um analisador multicanal (MCA) e por um digitalizador de elevada resolução e velocidade. Deste modo, é possível comparar inequivocamente os espectros obtidos pelos dois métodos, por forma a tirar conclusões e efectuar afinações e melhoramentos nos algoritmos de processamento. Para além disso, mostra-se que o sistema de digitalização garante muito mais versatilidade no processo de parametrização dos impulsos pela própria natureza do processamento digital.

No capítulo 6 é descrita a aplicação das técnicas de processamento digital de impulsos em experiências de física fundamental. Em particular focar-se-á a atenção na experiência que decorre desde 1999 no PSI (Paul Scherrer Institute, Suíça) com o objectivo de melhorar a precisão do conhecimento do raio do protão por intermédio da medida do desvio de Lamb no hidrogénio muónico. Uma maior precisão no conhecimento deste parâmetro tem como consequência imediata a confirmação dos processos descritos pela electrodinâmica quântica com muito maior precisão. O recurso ao processamento digital de impulsos permitiu melhorar significativamente o desempenho para as situações de empilhamento de impulsos, nomeadamente do que diz respeito à temporização e classificação de eventos.

Finalmente, no capítulo 7 são apresentadas as principais conclusões retiradas do trabalho descrito assim como algumas sugestões para trabalho futuro a desenvolver na área da instrumentação aplicada à espectrometria digital de radiação atómica e nuclear.

Capítulo 2

Espectrometria Digital Atômica e Nuclear

2.1 Introdução

O termo espectroscopia refere-se ao estudo dos espectros, ou seja, da dependência de quantidades físicas com a frequência, ou a sua equivalente - energia. O recurso à prática da espectroscopia é extensivamente feito em experiências de física desde as mais simples, como a decomposição das componentes da luz por um prisma óptico, até às mais complexas como os sofisticados instrumentos de estudo de energia de partículas elementares como por exemplo o LHC¹. Para qualquer dos casos é necessário utilizar instrumentos específicos, os espectrómetros, capazes de fornecer informação sobre a distribuição energética das componentes em estudo (radiação, partículas ou estruturas de matéria). Existe pois uma distinção subtil entre espectroscopia e espectrometria que importa fazer. Ao passo que a espectroscopia é normalmente classificada de acordo com a quantidade física que se pretende medir ou calcular ou o mecanismo físico envolvido nessa medição (emissão, absorção, etc.), a espectrometria diz respeito ao método usado na medição propriamente dita.

No caso particular da física atômica e nuclear o propósito do espectrómetro é a determinação da função de distribuição das amplitudes de impulsos gerados por interação de radiação ou partículas (eventos) de origem atômica ou nuclear num detector adequado (semiconductor, gasoso, cintilador, etc.). Para cada evento detectado, e conseqüente impulso gerado, o espectrómetro deve ser capaz de determinar a sua amplitude com a maior exactidão possível tendo em conta a discretização do seu espaço de medição (em canais). Quanto maior for o número de canais disponível, numa determinada gama dinâmica de entrada, maior será a resolução do espectrómetro e maior será também a capacidade de distinção entre eventos de energias semelhantes.

Os instrumentos e técnicas usados em espectrometria sofreram alterações significativas ao

¹Large Hadron Collider

longo dos tempos, evoluindo de dispositivos mecânicos rudimentares (como o *kick sorter*) até complexos sistemas quase integralmente digitais de processamento em tempo real. Nas secções seguintes é apresentada uma breve perspectiva histórica da evolução dos instrumentos usados em espectroscopia e é analisado o panorama actual das diferentes arquitecturas alternativas para os espectrómetros de radiação.

2.2 Evolução da Instrumentação em Espectrometria

Como se referiu, um dos primeiros instrumentos a ser utilizado com a função que hoje atribuímos a um espectrómetro, i.e. determinação e distribuição de energia, foi o *kick sorter*. Este dispositivo foi desenvolvido por Otto Frisch, em 1947, por forma a estudar a distribuição da energia cinética de pequenas esferas que recebem um impulso proporcional à energia dos eventos detectados. Cada esfera percorre uma distância que é tanto maior quanto a sua velocidade inicial (energia cinética), acabando por encontrar um canal onde é então armazenada (figura 2.1).

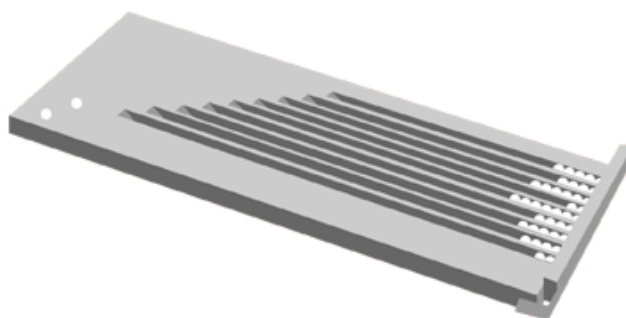


Figura 2.1: O *Kick Sorter* de Otto Frisch. Este dispositivo permite construir automaticamente um histograma, i.e. um gráfico que mostra o número de eventos com diferentes energias.

É interessante verificar que este mesmo princípio de separação espacial em função da energia cinética é ainda hoje adoptado em alguns dos espectrómetros actuais como os que são usados em espectrometria de massa, por exemplo.

O conceito subjacente ao *kick sorter*, de existência de um conjunto de canais adjacentes usados para armazenamento e contagem de eventos, manter-se-á durante toda a história do desenvolvimento deste instrumento. Os rudimentares multicanais desenvolvidos durante o resto da década de 1940 e início de 1950 consistiam em aperfeiçoamentos electromecânicos do *kick sorter*.

Os primeiros sistemas multicanais electrónicos (analisadores de altura de impulsos) resultavam da associação de uma sequência de módulos monocanais ligados a contadores dedicados. Cada monocanal define uma janela de discriminação em tensão em que são contabilizados os eventos por intermédio do respectivo contador associado.

A grande mudança tecnológica nestes dispositivos multicanais só se deu em meados dos anos 50 com a introdução de componentes electrónicos de conversão analógico-digital (ADCs). O

MCA tornou-se então um sistema mais fiável devido à eliminação das componentes electro-mecânicas embora os primeiros sistemas, baseados em válvulas termoiónicas e memórias de ferrite, fossem extremamente dispendiosos e tivessem um consumo de energia muito elevado. Durante a década de 60 estes multicanais aperfeiçoam-se surgindo, em 1963, alguns sistemas com 256 canais, como o LP 4000 da Nokia, para em apenas 4 anos surgir uma versão melhorada deste equipamento com 512 canais (figura 2.2). Nesta altura são introduzidos os primeiros circuitos integrados o que fez reduzir ainda mais as dimensões e custos dos MCAs tornando-os instrumentos de maior portabilidade e acessibilidade.



Figura 2.2: Exemplos de Analisadores Multicanal típicos da década de 60. Do lado esquerdo o LP4000 com 256 canais (1963) e do lado direito a versão LP4050 de 512 canais (1967). (Reproduzido de catálogo Nokia Electronics série LP4000.)

No início da década de 70 tornam-se comuns no mercado MCAs com cerca de 1600 canais (figura 2.3) ao passo que em 1976 já existiam sistemas independentes baseados na associação de módulos amovíveis e unidades de visualização (figura 2.3) com capacidade de 4096 canais e tempos de conversão de apenas $2\mu s$.

A introdução do microprocessador e a vulgarização do conceito de computador pessoal, no início da década de 80, promoveu o aparecimento de módulos acessórios para os barramentos disponíveis nos PCs (computadores pessoais). Durante a década de 80 e grande parte da de 90 a evolução dos MCAs acompanhou o desenvolvimento tecnológico dos barramentos disponíveis nestes PCs (XT, ISA, EISA, VESA e finalmente PCI). As capacidades de histogramação passaram para 8192 e 16k canais com tempos de conversão da ordem do μs (figura 2.4).

Apesar da extraordinária evolução tecnológica observada durante as quase 5 décadas de



Figura 2.3: Analisadores Multicanal típicos da década de 70. Do lado esquerdo o exemplo de um MCA com 1600 canais e do lado direito a versão LP4900 de 4096 canais (1975). (Reproduzido de catálogo Nokia Electronics série LP4000.)

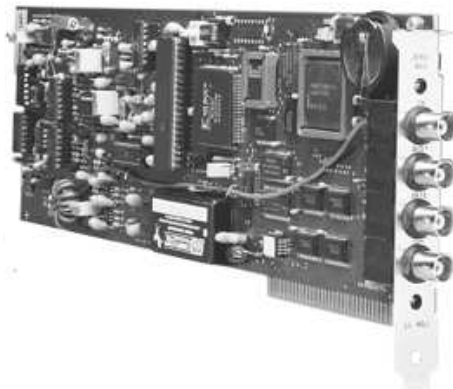


Figura 2.4: MCA para barramento PCI com 8192 canais (década de 90). (Reproduzido de catálogo Ortec - Trump Card.)

desenvolvimento dos multicanais, não se observaram alterações fundamentais na sua arquitectura (figura 2.5). Como se referiu, o seu princípio de funcionamento é baseado na conversão analógico-digital da amplitude dos impulsos e no seu armazenamento em memória. As características do conversor (ADC), nomeadamente a sua velocidade e resolução, são os factores chave que condicionam o desempenho do MCA [13]. Contudo existe um conjunto de outros elementos constituintes do MCA que é igualmente necessário para o seu correcto funcionamento. De entre estes destacam-se a porta linear de entrada (*Linear Gate*), o detector e alongador de pico (*Peak Stretcher*), o recuperador da linha de base (*Baseline restorer*) e toda a lógica de controlo associada à temporização entre os diferentes blocos descritos [1] (figura 2.5) .

Existe um conjunto de características que qualificam o desempenho de cada MCA sendo portanto de primordial importância no seu processo de dimensionamento e construção. As mais importantes são os já referidos resolução (número de canais) e tempos de conversão do ADC

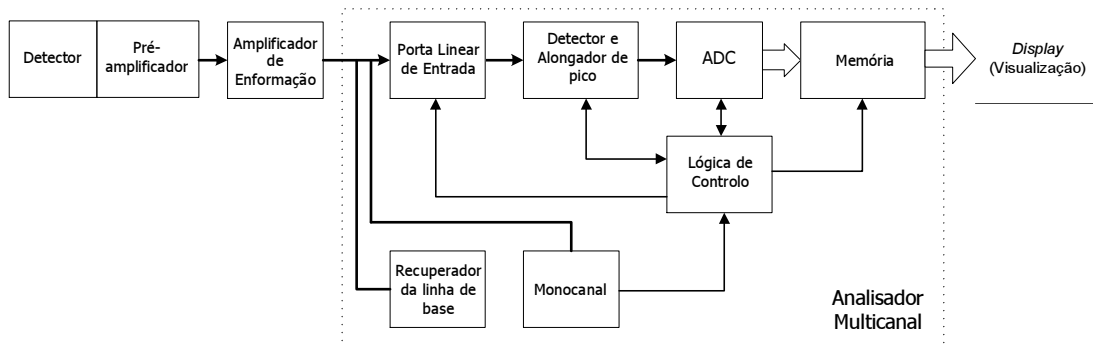


Figura 2.5: Arquitectura de um analisador multicanal (MCA) clássico (adaptado de [1]).

e a consequente taxa de contagem. Contudo, existem outros itens que classificam os MCAs e que importa ter em conta como a não-linearidade (diferencial e integral) devido ao ADC, a capacidade de ajuste de constante temporal de enformação, a rejeição de empilhamento de impulsos, a existência de recuperação de linha de base, etc. Em [1] é possível encontrar um estudo comparativo dos principais MCAs clássicos actualmente disponíveis no mercado.

Em meados da década de 90 surgem novamente mudanças significativas na arquitectura destes instrumentos devido fundamentalmente ao desenvolvimento de ADCs muito rápidos (tipo *Flash*) que possuem tempos de conversão da ordem das dezenas de *ns*. Estes dispositivos permitiram redesenhar toda a estrutura do MCA clássico levando a componente digital até à saída do pré-amplificador. A amostragem única da amplitude de cada impulso formatado, tal como é feita no MCA, é então substituída pela digitalização integral do impulso pré-amplificado mas não formatado analogicamente. Nesta abordagem a frente analógica de amplificação e enformação é substituída pelo digitalizador rápido e pelo processador digital de impulsos que determina a amplitude dos dados digitalizados (figura 2.6).

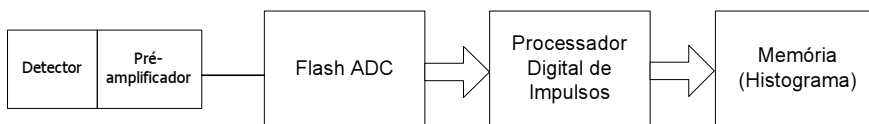


Figura 2.6: Arquitectura básica de um processador digital de impulsos - multicanal digital (adaptado de [1]).

As principais vantagens deste método residem, por um lado, no facto de se evitarem as não-linearidades e instabilidades da frente analógica e, por outro, na capacidade de síntese de funções de ponderação teoricamente óptimas do ponto de vista da relação sinal-ruído e que têm em consideração o ruído efectivamente presente na experiência [5]. Acresce ainda a capacidade de correcção, através do processamento digital, de efeitos tradicionalmente observados nas ex-

periências de espectroscopia da radiação como o empilhamento de impulsos, o déficit balístico ou a recolha incompleta de carga [8, 14].

Conceptualmente, a maneira mais rápida e imediata de implementar um processador digital de impulsos é provavelmente por intermédio de um conjunto de rotinas de *software* executadas num processador digital de sinal (DSP) dedicado. Contudo, como se verá nas secções seguintes esta abordagem apesar de ser extremamente versátil apresenta ainda grandes limitações de desempenho no que toca ao número de eventos processados por unidade de tempo (taxa de contagens), o que limita naturalmente qualquer solução comercial baseada exclusivamente nesta abordagem. Note-se que o número de amostras a tratar digitalmente é francamente maior assim como o é o esforço de processamento.

Na secção seguinte são abordadas as diferentes arquitecturas adoptadas na progressiva *digitalização* da cadeia de aquisição e processamento dos espectrómetros de radiação.

2.3 Arquitecturas de Sistemas Usados em Espectrometria Digital

Como se referiu anteriormente, a proliferação de dispositivos de aquisição e processamento muito rápidos tornou viável a implementação de uma nova e muito mais simplificada arquitectura para os MCAs. Os primeiros sistemas de espectrometria a utilizarem esta arquitectura, durante a década de 90, estavam ainda bastante limitados pelo desempenho da tecnologia disponível. As quatro secções seguintes apresentam um resumo de quatro das abordagens tecnológicas seguidas no processo de desenvolvimento de espectrómetros digitais.

2.3.1 Sistemas Híbridos Analógico-Digitais

Uma das primeiras soluções interessantes que incorpora o conceito da espectrometria digital resulta do compromisso entre o desempenho dos sistemas analógicos clássicos (MCAs) e a versatilidade dos espectrómetros de digitalização integral. Este compromisso resulta da utilização de um digitalizador rápido em conjunto com blocos de processamento analógico (módulo restaurador de linha de base, módulo de *trigger* e localização de impulsos, etc.) [15]. 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 utiliza sinais do módulo analógico para localizar o instante de ocorrência dos impulsos digitalizados. A gestão das duas cadeias de aquisição é feita por intermédio de uma unidade de processamento de sinal (DSP - *Digital Signal Processor*) [11].

A integração das duas soluções num único módulo híbrido permite realizar um conjunto de correcções e capacidades adicionais de difícil execução pela utilização independente de qualquer das soluções [4] como a análise da forma de impulsos, a correcção de déficit balístico e efeitos de captura de carga ou a estimativa e redução de ruído microfónico.

A opção por um sistema híbrido surge assim como uma possibilidade versátil capaz de substituir a complexidade de algumas experiências baseadas em dispositivos clássicos em espectro-

metria da radiação. Uma apresentação mais detalhada e descritiva da funcionalidade de um módulo deste género por ser encontrada em [15].

2.3.2 Sistemas Digitais baseados em DSP

Os espectrómetros baseados em processadores digitais de sinal (DSPs) dedicados são provavelmente os sistemas mais versáteis na medida em que permitem a aplicação de algoritmos de processamento impossíveis de implementar por via analógica. Nesta abordagem o processador digital de impulsos reduz-se a pouco mais que o DSP com alguma lógica de controlo associada e memória local. A escolha do tipo de DSP (vírgula flutuante ou vírgula fixa) depende da aplicação em que se pretende utilizar o espectrómetro. Os dois factores decisivos para esta escolha são, por um lado, o grau de precisão requerido para o resultado final do algoritmo utilizado e, por outro, a eficiência temporal exigida para o processamento na aplicação em questão. Em aplicações em que o primeiro factor seja predominante os DSPs de vírgula flutuante são recomendados sendo os de vírgula fixa usados em aplicações com variáveis de gama de variação mais limitada e em que a velocidade de processamento seja um factor crítico. Na maior parte dos espectrómetros de radiação, a resolução espectral (e como tal a precisão na determinação do parâmetro de amplitude do impulsos) é um factor crítico, pelo que o uso de DSPs de vírgula flutuante é habitualmente recomendado.

Os algoritmos de parametrização dos impulsos digitalizados encontram-se implementados em *software* sendo executados pelo DSP em tempo real, ou em *offline*. Estes algoritmos usados no processador digital de impulsos (figura 2.6) aproximam-se do ideal matemático [16], permitindo realizar um processamento mais preciso e flexível. Para além disso, a formatação digital também permite que os parâmetros de processamento sejam otimizados para cada configuração da experiência (condições de ruído, interferências, etc.) sem ajustes manuais externos. Esta enformação configurável pode recorrer a funções de ponderação assimétricas resultando em resoluções superiores com taxas de contagem bastante aceitáveis e pequenos tempos mortos.

Existem alguns sistemas comerciais baseados nesta arquitectura embora actualmente estes sistemas tenham tendência para incluir algum do processamento através de dispositivos lógicos programáveis o que os faz recair na categoria descrita na secção 2.3.4. Um exemplo de um sistema deste tipo é apresentado em [17] e em [18].

2.3.3 Sistemas com Multiprocessamento em DSP

Os espectrómetros baseados em multiprocessamento resultam da necessidade de aumentar o poder de processamento mantendo a arquitectura descrita na secção anterior e referida na figura 2.6. Com efeito, na actual fase de desenvolvimento tecnológico, um único DSP não é ainda capaz de efectuar o processamento necessário de forma suficientemente rápida para assegurar uma taxa de contagem de impulsos semelhante à dos melhores sistemas analógicos. Deste modo, é natural recorrer-se a soluções alternativas capazes de garantir que o processamento de toda a informação recolhida seja feita em paralelo por vários dispositivos (DSPs), sendo no final reunidas as contribuições de cada um. O sistema proposto em [1] (DPP-M8) recorre precisamente a esta solução

resultando num sistema expansível onde a capacidade de processamento é francamente maior. A arquitectura de multiprocessamento é baseada numa estrutura *Master-Slave* interligadas por três barramentos independentes (o bus de transferência de impulsos (*Pulse Transfer Bus*), o bus de controlo (*Control Bus*) e o bus de comunicações (*Communications Bus*).

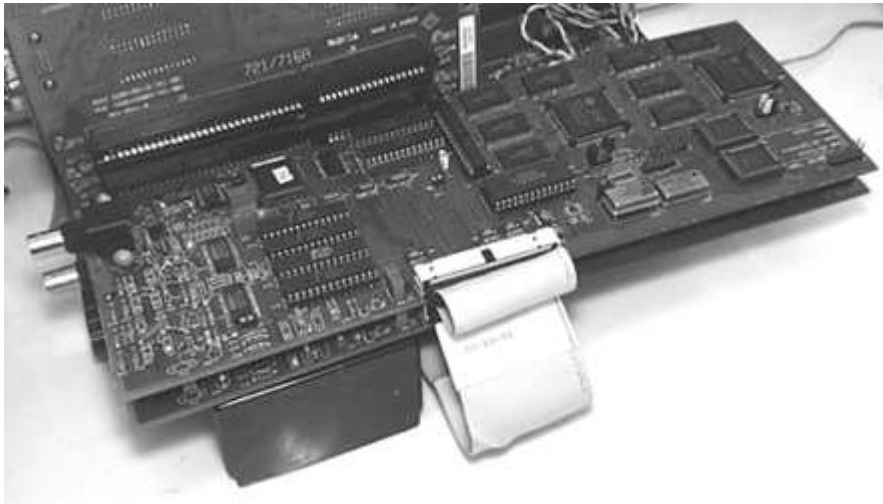


Figura 2.7: Espectrómetro digital expansível com multiprocessamento baseado em DSPs (adaptado de [1]).

A unidade *Master* contém o processador de sinal (DSP) dedicado bem como uma unidade de disparo e localização de impulsos (TPLU), uma unidade de controlo do barramento (BCU) e a frente analógica associada à unidade de aquisição (digitalização rápida).

Por seu lado, cada unidade *Slave* é responsável pelo processamento digital dos impulsos adquiridos com vista à sua parametrização (amplitude, energia, tempo de subida, etc.). Se o número de unidades escravas for suficientemente grande para assegurar que pelo menos uma delas esteja sempre disponível para receber os sinais digitalizados (ver esquema 4.1), este sistema de espectroscopia terá um tempo morto virtualmente nulo [1]. Este estudo é apresentado em pormenor no capítulo 4 onde é também feita uma apresentação mais detalhada do módulo DPP-M8.

2.3.4 Processamento Híbrido *Software-Hardware*

Outra das soluções possíveis para a implementação de espectrómetros digitais reside na utilização da extraordinária capacidade de processamento dos dispositivos lógicos programáveis actualmente disponíveis no mercado. Nestes sistemas o processador digital de impulsos, esquematicamente representado na figura 2.6, é composto por dois elementos distintos: uma FPGA² (processamento por *hardware*) e um DSP (processamento por *software*). Existem vários sistemas

²Field Programmable Gate Array

comerciais e experimentais baseados nesta arquitectura [19, 20, 21, 22]. As funções destinadas a cada uma das componentes do processador de impulsos são basicamente idênticas em todos eles embora com grau de complexidade cronologicamente crescente, acompanhando a tecnologia usada nas FPGAs e nos DSPs. A estrutura descrita de seguida diz respeito a um dos sistemas experimentais proposto por [23] e descrito em mais pormenor no capítulo 4 (secção 4.3).

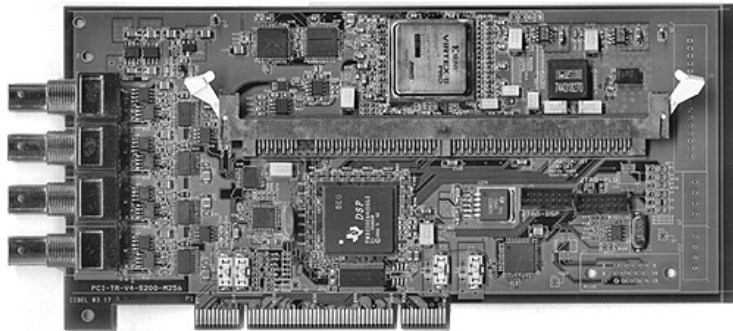


Figura 2.8: Plataforma para espectrómetro digital híbrido reconfigurável com DSP e FPGA (adaptado de [23]).

Neste sistema a função da FPGA consiste em duas tarefas fundamentais: a determinação da posição dos impulsos na sequência contínua de amostras resultantes da digitalização do sinal pré-amplificado e a aplicação de algoritmos de uso sistemático no processo de parametrização dos referidos impulsos. Por seu lado, a função do DSP é agora de configuração dos parâmetros dos algoritmos da FPGA (filtros digitais recursivos) assim como de gestão dos resultados do processamento por *hardware*.

O resultado é um instrumento adaptativo, auto-calibrável, em que funções como o cancelamento de pólo-zero, a recuperação de linha de base e a enformação do impulso são funções que são passíveis de ser executadas digitalmente. Para cada experiência, ou sempre que as condições de aquisição variem, o sistema tem a capacidade de síntese de uma nova função de ponderação usada na parametrização dos impulsos por forma a maximizar a relação sinal-ruído e tendo em consideração as fontes de ruído efectivamente presentes no aparato experimental.

Conclui-se desta forma que um sistema deste tipo é actualmente uma das soluções mais flexíveis e com maior relação de poder de processamento/preço pelo que constitui uma séria opção para a estrutura dos futuros espectrómetros digitais de tempo real.

2.4 Principais Módulos e Sistemas Comerciais

A actual oferta comercial de sistemas destinados à espectrometria digital de radiação atómica e nuclear é ainda relativamente limitada visto tratar-se de uma área relativamente recente. Para além disso, estes sistemas requerem investimentos significativos em desenvolvimento e estão ainda muito dependentes do poder de processamento disponibilizado pela tecnologia em constante

evolução.

Tal como nos sistemas clássicos, existem fundamentalmente dois tipos de sistemas deste tipo: sistemas portáteis (*stand-alone*) destinados as medidas de campo e sistemas para barramentos padrão com vista a utilização em laboratório e integrados noutros sistemas mais complexos.

Os sistemas portáteis têm recebido muita atenção por parte do mercado na última década. A tabela 2.1 apresenta as principais características das quatro mais importantes ofertas neste domínio. Outras propostas comerciais incluem o Titan DXP da Gresham³, o PiSpec Radiant da Radiant Detectors⁴, etc.

Em relação aos sistemas vocacionados para os barramentos padrão salientam-se os seguintes modelos:

- Modelos NIM 9660 ICB e 2060 ICB da Canberra⁵
- DXP-XMAP (para PXI) e DXP-2X (para CAMAC) da XIA Instruments⁶.

Existe ainda uma outra categoria de espectrómetros digitais destinados à inserção em sistemas mais completos. Estes módulos (OEM - "Original Equipment Manufacturer") receberam alguma atenção nos últimos 5 anos devido à enorme versatilidade que fornecem na construção de sistemas dedicados para experiências laboratoriais.

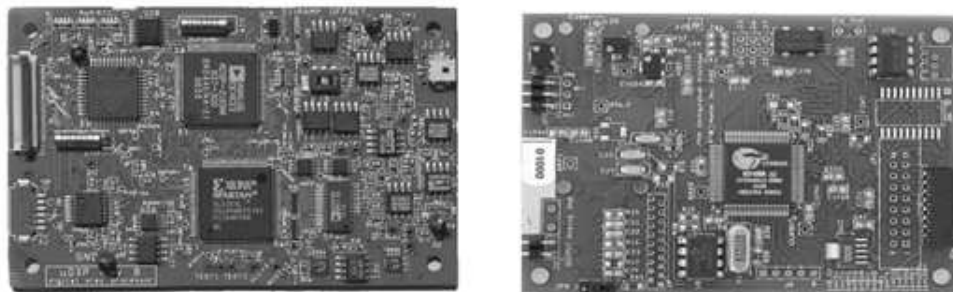


Figura 2.9: Exemplo de dois sistemas OEM em espectrometria digital de radiação. Do lado esquerdo o DXP-OEM da XIA Instruments e do lado direito o DX4 da Amptek.

A figura 2.9 ilustra dois exemplos deste tipo de módulos em que a miniaturização e o baixo consumo são factores preponderantes. De salientar que estes módulos serviram de base aos produtos que as próprias marcas oferecem como espectrómetros digitais portáteis e que são apresentados na tabela 2.1.

Em todos estes sistemas de processamento de impulsos, nas suas variadas formas e plataformas tecnológicas, o tradicional tratamento analógico do sinal é parcial ou totalmente substituído

³<http://www.gsinst.com/docfiles/products/titandxp.htm>

⁴<http://www.radiantdetectors.com/pdf/pispec.pdf>

⁵<http://www.canberra.com/products/651.asp>

⁶http://www.xia.com/DXP_products.html

Espectrômetro	Principais Características
<p>DSPECPro ORTEC</p> 	<p>Espectrômetro Portátil baseado em FPGA Taxa de Processamento até 1.4×10^5 imp/s Constante Enformação de $0.8\mu s - 25.6\mu s$ (ajuste contínuo) Rejeitador de empilhamento de impulsos e recuperador de linha de base Correcção de déficit balístico e de recolha incompleta de carga http://www.ortec-online.com/pdf/dsp_pro.pdf</p>
<p>PX4 - AMPTEK</p> 	<p>Espectrômetro Portátil baseado em FPGA Cypress Taxa de Processamento até 1×10^6 imp/s Parâmetros de Enformação de $0.8\mu s - 102\mu s$ (24 valores) Enformação Trapezoidal Rejeição de Empilhamento de Impulsos Interface USB e RS-232 http://www.amptek.com/px4.html</p>
<p>DXP - XIA</p> 	<p>Espectrômetro Portátil baseado em FPGA Baseado no módulo DXP-OEM Taxa de Contagem até 7×10^5 imp/s Capacidade espectral de 1024 a 8192 canais Parâmetros de Enformação de $0.25\mu s - 80\mu s$ Enformação Triangular/Trapezoidal Rejeição de Empilhamento de Impulsos Interface Porto Paralelo (EPP) http://www.xia.com/DXP_Saturn.html</p>
<p>Inspector2000 - Canberra</p> 	<p>Espectrômetro Portátil baseado em FPGA e DSP Taxa de Contagem até 1×10^5 imp/s Capacidade espectral até 16K canais Enformação Trapezoidal Interface USB e RS232 (EPP) http://www.canberra.com/products/640.asp</p>

Tabela 2.1: Tabela com resumo dos principais espectrômetros digitais portáteis.

pelo processamento digital da informação (sinal), visando a parametrização dos impulsos detectados. No próximo capítulo são apresentados os principais algoritmos desenvolvidos com este objectivo.

Capítulo 3

Algoritmos de Processamento Digital de Impulsos

3.1 Introdução

No presente capítulo são apresentados os principais algoritmos de processamento digital de impulsos pré-amplificados. Estes algoritmos foram sendo desenvolvidos no âmbito das diversas aplicações descritas neste documento, em experiências e condições distintas, mas com a característica básica comum de recorrerem ao processamento digital do sinal digitalizado na saída do pré-amplificador.

A descrição dos algoritmos desenvolvidos encontra-se dividida em 4 secções principais. Primeiramente são apresentados os algoritmos genéricos usados na classificação e/ou parametrização dos impulsos: instantes de ocorrência, amplitude e tempo de subida (secção 3.3). De seguida são apresentados dois casos de aplicação de algoritmos de processamento de impulsos na melhoria do desempenho de sistemas de espectrometria (empilhamento de impulsos e défice balístico) (secção 3.4). Para compreender a forma das funções usadas na parametrização da amplitude dos impulsos é necessário analisar com algum detalhe quais as principais fontes de ruído do sistema detector + pré-amplificador, assim como estas afectam o desempenho do espectrómetro. Este estudo é apresentado na secção 3.5. Finalmente, é apresentado um método para calcular a forma das referidas funções de parametrização (ou funções de ponderação) para as condições reais (fontes e tipos de ruído, interferências, etc) efectivamente presentes no sistema independentemente do seu conhecimento e capacidade de modelização (secção 3.7).

3.2 Estrutura do Processamento

A sequência de utilização dos algoritmos de processamento dos impulsos pré-amplificados depende da aplicação ou das condições da experiência a executar. Nesta secção são apresentados os algoritmos usados na parametrização de impulsos e na calibração das funções de ponderação usadas no processo de parametrização em amplitude. Estes algoritmos são genéricos e tanto quanto possível independentes da plataforma de processamento utilizada. Todos os algoritmos descritos foram implementados em *software*, em C/C++, tendo sido maioritariamente utilizados em aplicações de análise de impulsos previamente adquiridos e armazenados. Contudo, existem casos de outros métodos de implementação algorítmica em espectrometria de radiação para os sistemas com exigências de processamento em tempo real. Estes casos são analisados em mais pormenor na secção 4.3.3.1 e no capítulo 5.

No que diz respeito à estrutura do processamento por *software* existe um conjunto de procedimentos (habitualmente sequencial) que deve ser observado por forma a garantir a sua eficácia. As principais etapas no tratamento dos impulsos são:

- Determinação da temporização do impulso (cálculo do instante de ocorrência do impulso na sequência de dados digitalizada ou *evento*)
- Parametrização da amplitude (aplicação das rotinas de convolução com funções de ponderação)
- Parametrização de tempo de subida
- Aplicação de factores de correcção aos parâmetros calculados (défice balístico, recolha incompleta de carga, empilhamento de impulsos, etc.)
- Determinação de outros parâmetros (linha de base, factores de forma, etc.)
- Outros tipos de processamento (funções de ponderação adaptáveis e assimétricas, análise e modelização de ruído, etc.)

Os principais parâmetros referidos nos algoritmos de processamento estão representados na figura 3.1.

A implementação real dos algoritmos de processamento em sistemas de espectrometria, em última análise, depende da arquitectura adoptada em cada caso, bem como da aplicação em questão. Genericamente, em espectrometria é possível recorrer a diferentes soluções de processamento (capítulo 2), por exemplo, distribuindo o tratamento de dados entre o espectrómetro e o sistema hospedeiro [4] ou ampliando a capacidade de processamento com recurso a arquitecturas escaláveis baseadas em múltiplos processadores [1]. A solução tecnológica a adoptar para o espectrómetro digital em questão pode fazer uso destes algoritmos sem necessidade de recorrer a alterações fundamentais i.e. pretendeu-se criar um conjunto de ferramentas gerais independentes da plataforma física ou da solução tecnológica adoptada na implementação real do

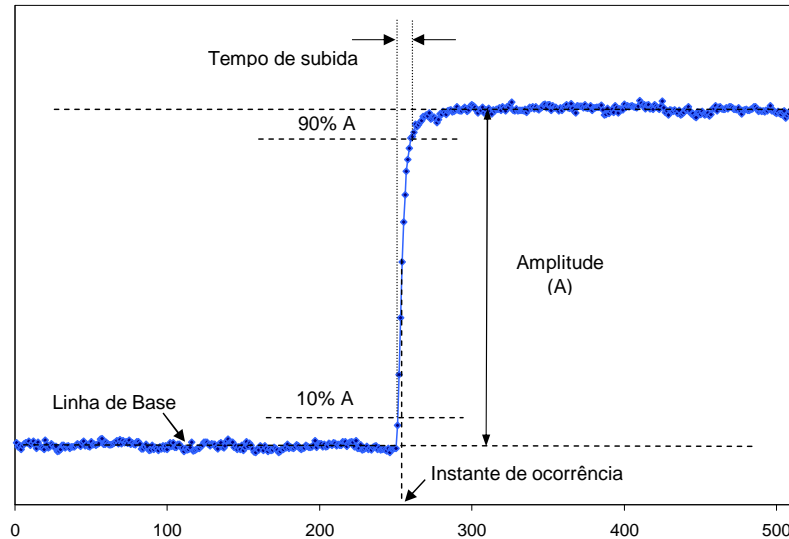


Figura 3.1: Principais parâmetros de um impulso proveniente de um pré-amplificador de carga num evento de 512 amostras. A escala vertical de amplitude é arbitrária.

espectrómetro digital. Por esta razão foi fundamental compartimentar ou modularizar o processamento dos impulsos por forma a facilitar o processo de customização para cada arquitectura. São estes *módulos* de processamento ou algoritmos dedicados que são apresentados e discutidos com algum detalhe neste capítulo.

Finalmente, importa fazer uma observação em relação à terminologia usada no presente documento. Os termos *evento* e *impulso* são usados com significados distintos. Optou-se por denominar evento a uma sequência de dados provenientes do pré-amplificador registados sob condição de ocorrência de um disparo (*trigger*) interno ou externo. Por outro lado, um impulso consiste no sinal efectivamente gerado pela radiação incidente no detector+pré-amplificador. Assim, um evento poderá conter um ou mais impulsos (ou nenhum no caso dos falsos *triggers*).

3.3 Parametriação de Impulsos

A parametrização de impulsos implica a determinação de parâmetros fundamentais cuja análise estatística é susceptível de fornecer informação com significado físico relevante de uma determinada experiência ou medição. São disto exemplos os espectros em energia resultantes da histogramação em amplitude, as distribuições temporais de instantes de ocorrência ou de tempos de subida de impulsos, as distribuições biparamétricas amplitude *vs* tempo de subida ou amplitude *vs* instante de ocorrência, etc.

3.3.1 Instante de Ocorrência

Um dos primeiros parâmetros que necessita de ser determinado quando se dispõe de um sequência de amostras (impulso) correspondentes a um evento é o instante de ocorrência. Este instante pode ser determinado digitalmente por diversos métodos e com eficiências distintas. A exactidão da medida do instante de detecção do evento no detector+préamplificador depende naturalmente dos aspectos relacionados com o dimensionamento físico destas duas componentes (forma e geometria do detector, electrónica do pré-amplificador, etc.). Para além disso, a precisão dessa medida pode ser afectada pelo método de processamento usado na sua determinação. A deficiente precisão na determinação do instante de ocorrência de determinado evento deteriora toda a parametrização posterior que dependa dela.

Os métodos descritos para determinar o instante de ocorrência encontram-se teoricamente abordados na maior parte dos manuais de electrónica nuclear [24] estando extensivamente estudados e testados. Nas secções seguintes são apresentados os métodos de disparo por comparação de nível (secção 3.3.1.1), por determinação de máximo declive (secção 3.3.1.2) e por temporização de fracção constante (secção 3.3.1.3). Estas secções apresentam uma implementação digital dos métodos sendo brevemente efectuada a apreciação da sua eficiência individual.

3.3.1.1 Discriminação por nível

O método mais rápido e directo de calcular o instante de ocorrência de um evento consiste no registo do instante temporal correspondente à transposição de um determinado nível de discriminação em amplitude. Este método é extremamente eficaz em particular nas situações em que a gama dinâmica do sinal é limitada [13].

Apesar da sua eficácia, o método de discriminação por nível é extremamente sensível às flutuações sobrepostas ao sinal apresentando consequentes incertezas (*time jitter*) na determinação do instante de transposição do nível de discriminação fortemente dependentes da forma do impulso e dos níveis de ruído presentes (figura 3.2). A solução mais eficaz para reduzir essas flutuações temporais consiste na alteração da forma do impulso no sentido de reduzir o intervalo de tempo do seu flanco anterior¹. Contudo, num sistema de processamento digital este procedimento nem sempre é fácil ou adequado de implementar.

Por outro lado, a discriminação de nível introduz um erro na determinação do instante do evento associado à amplitude do impulso (*time walk*). A figura 3.2 ilustra graficamente o mecanismo do *time walk* para dois impulsos de diferente amplitude. Os dois impulsos são gerados com a mesma referência temporal e a mesma forma. Contudo, a temporização de cada impulso é fortemente dependente da sua amplitude. Esta incerteza na determinação do instante é tanto maior quanto maior for a gama dinâmica do sinal de entrada. Para além disso, mesmo com amplitude constante, o *time walk* pode também ser observado sempre que se observem variações na forma dos impulsos devido a flutuações no tempo de recolha de carga no detector [13].

¹O termo flanco anterior surge neste documento como tradução do termo técnico *leading edge*. O termo complementar *trailing edge* é referido como flanco posterior.

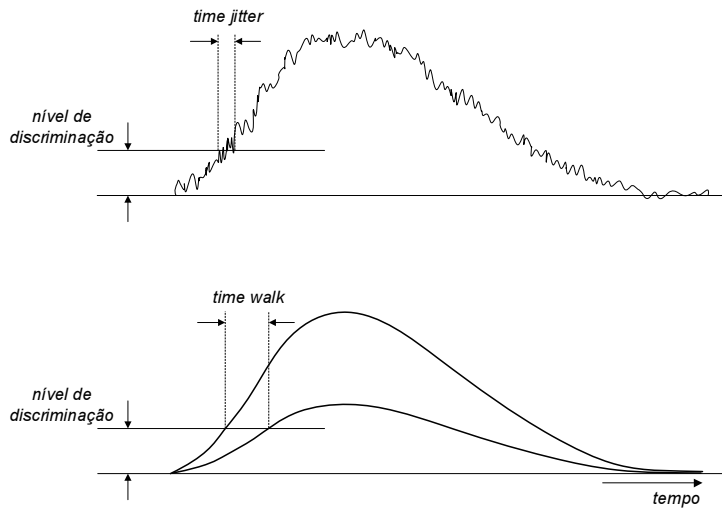


Figura 3.2: Incertezas introduzidas na determinação do instante de ocorrência de impulsos através do método de discriminação de nível: (A) *Time jitter* do flanco anterior provocado pela presença de ruído; (B) *Time walk* para dois impulsos de diferente amplitude (adaptado de [13]).

Tal como se referiu, e apesar das limitações descritas, este método é extremamente fácil de implementar recorrendo ao processamento digital de impulso por via digital. Para cada amostra do impulso digitalizado é feita a comparação simples do valor da amostra com o do predefinido nível de discriminação. A transposição do nível de discriminação sinaliza o impulso e é feita a leitura do canal ou instante (*time stamp*) respectivo.

O algoritmo tal como está descrito funciona bem para sinais com baixos níveis de ruído. Se existirem grandes flutuações no sinal na vizinhança do nível de discriminação, observa-se um *time jitter* proporcional à amplitude dessas oscilações. Para reduzir o efeito do *time jitter* recorre-se a uma pré-filtragem do impulso por forma a atenuar as flutuações locais. A filtragem adequada para este fim consiste numa simples média deslizante (ou *moving average*) onde cada amostra é substituída pela média dos M pontos anteriores e posteriores². O número M de pontos deve ser proporcional ao nível de ruído presente mas deve manter-se tão baixo quanto possível por forma a não alterar a forma do próprio impulso e afectar a exactidão do instante de disparo.

A forma desta média é dada pela seguinte expressão

$$\bar{s}_i|_{1 \rightarrow N-M} = \frac{1}{M} \sum_{j=i}^{i+M} e_j \quad \text{para } 1 < i < N - M \quad (3.1)$$

sendo s o impulso filtrado de dimensão N e onde e representa as amostras do impulso não filtrado.

²O efeito observado corresponde a um "alisamento" da forma do impulso por redução do nível de ruído visível, ou *smoothing*.

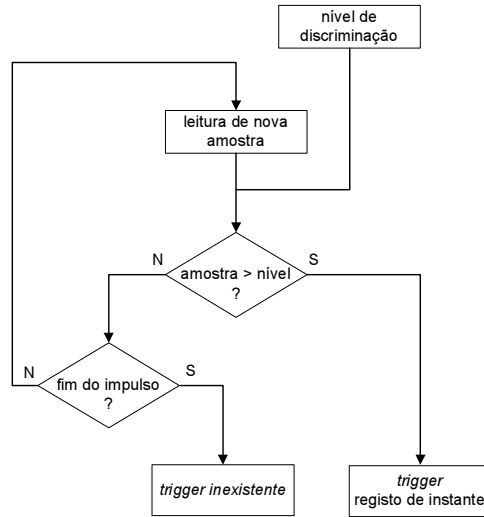


Figura 3.3: Diagrama de fluxo do algoritmo de determinação do instante de ocorrência do impulso por discriminação por nível.

Deste modo são evitados falsos disparos por picos de ruído na vizinhança do instante de ocorrência.

Como se referiu, este método de determinação do instante do evento é conceptualmente impreciso e relativamente permeável à sinalização de falsos eventos. Uma comparação entre os diferentes métodos é apresentada na figura 6.12 e na tabela 6.1, onde é possível constatar as limitações deste método.

3.3.1.2 Determinação do máximo declive

O método de determinação do máximo declive do flanco anterior (ou degrau) do impulso é intrinsecamente mais eficaz do que o da discriminação por nível apresentado anteriormente.

Este método consiste de uma convolução do sinal de entrada com a função com a forma semelhante à indicada na figura 3.4.

O valor de M corresponde agora a metade da largura desta função devendo ser tanto maior quanto maior for o nível de ruído presente nos dados do impulso. O resultado prático desta convolução é equivalente ao de uma diferenciação numérica de largura M podendo por isso ser descrita pelas expressões 3.2 e 3.3 de forma computacionalmente bastante mais rápida.

$$t_{step} = \max(y_i) \quad (3.2)$$

com

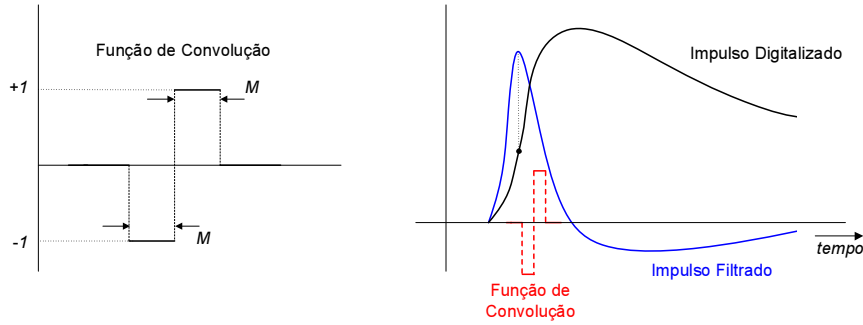


Figura 3.4: Função de convolução no algoritmo do máximo declive e mecanismo do algoritmo.

$$y_i = \sum_{j=1}^M e_{i+j} - \sum_{j=1}^M e_{i-j} = \sum_{j=1}^M (e_{i+j} - e_{i-j}) \quad M < i < N - M \quad (3.3)$$

sendo $2 \times M$ o número de pontos da função de convolução e N o número de pontos do impulso digitalizado.

Este método é mais eficaz que o anterior na medida em que apresenta maior imunidade ao *time walk* para sinais homotéticos³. O instante de ocorrência do impulso é assim determinado pelo máximo da convolução, ou seja, pelo declive máximo presente no flanco do impulso digitalizado.

A implementação deste algoritmo prevê não só as hipóteses de flanco ascendente ou descendente, para impulsos positivos ou negativos respectivamente, como também estabelece um nível de discriminação para o resultado da convolução. Somente após a transposição deste nível de discriminação é feita a procura do máximo local correspondente ao máximo declive do flanco do impulso (Figura 3.5).

Para além da imunidade ao *time walk* este método apresenta também um muito melhor desempenho no que diz respeito ao *jitter* temporal. O *jitter* é inversamente proporcional ao valor de M actuando este parâmetro de modo semelhante ao alisamento (*smoothing*) descrito anteriormente.

3.3.1.3 Temporização de fracção constante digital

O algoritmo de determinação do instante de um impulso visto anteriormente consiste na comparação de um sinal diferenciado rápido com um nível ajustável. O valor do instante de ocorrência do impulsos corresponde ao valor máximo da função resultante da diferenciação.

³Sinais com o mesmo tempo de subida e amplitude variável. A maior parte dos sinais provenientes dos amplificadores e pré-amplificadores em electrónica nuclear pertence a esta categoria, salvo nos casos em que se observam desvios no tempo de subida devido a efeitos como o défice balístico ou a recolha incompleta de carga [11].

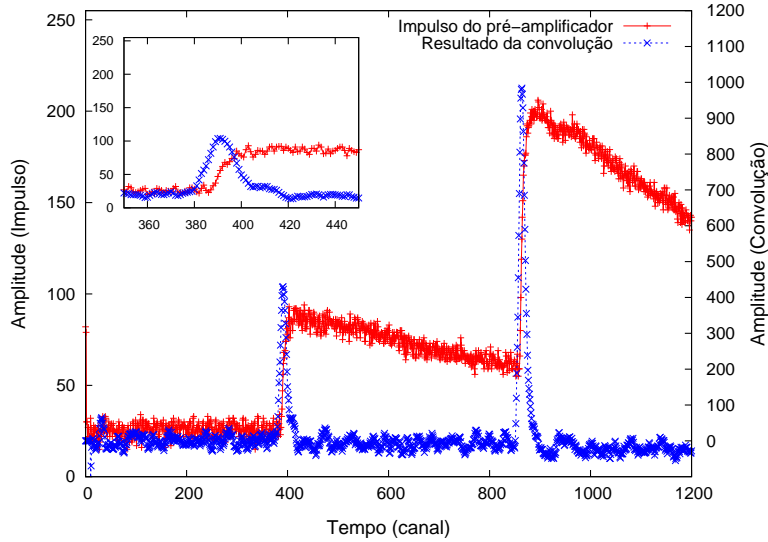


Figura 3.5: Resultado da função de determinação do instante de ocorrência de impulso pelo método da máximo declive. Pormenor da região do degrau do primeiro impulso.

Assim, o instante de ocorrência corresponde à maior variação entre amostras no flanco do impulso. Como se referiu, este método reduz o efeito do *time walk* para sinais em que o tempo de subida seja independente da amplitude. Outro dos métodos usado na tentativa de eliminação do efeito do *time walk* é o da chamada temporização de fracção constante (*constante fraction timing*). Este método é tradicionalmente usado para ultrapassar o problema da dependência do instante temporal de ocorrência com a sua amplitude.

O mecanismo envolvido neste algoritmo de temporização reside na produção de um sinal de disparo (*trigger*) num intervalo de tempo fixo após o flanco do impulso ter alcançado uma fracção constante da amplitude máxima do impulso [13]. Deste modo, o instante determinado é independente da amplitude do impulso desde que seja garantida a uniformidade na sua forma. O processo consiste na obtenção de um sinal atenuado por um factor α (figura 3.6-b) em relação ao sinal de entrada (figura 3.6-a). O impulso do pré-amplificador é então atrasado de um intervalo de tempo τ_d superior ao seu tempo de subida e é invertido em amplitude (figura 3.6-c). O sinal resultante é adicionado ao sinal atenuado. O resultado (figura 3.6-d) é um impulso cuja transposição do nível zero é independente da amplitude inicial do impulso e corresponde ao instante em que o impulso alcança a fracção α da sua amplitude máxima.

A expressão 3.4 descreve este algoritmo aplicado ao domínio temporal discreto. O sinal s_i representa a resultante da aplicação do algoritmo ao passo que e_i representa o sinal de entrada de dimensão N .

$$s_i = \alpha e_i - e(i - \tau_d) \quad 1 + \tau_d < i < N \quad (3.4)$$

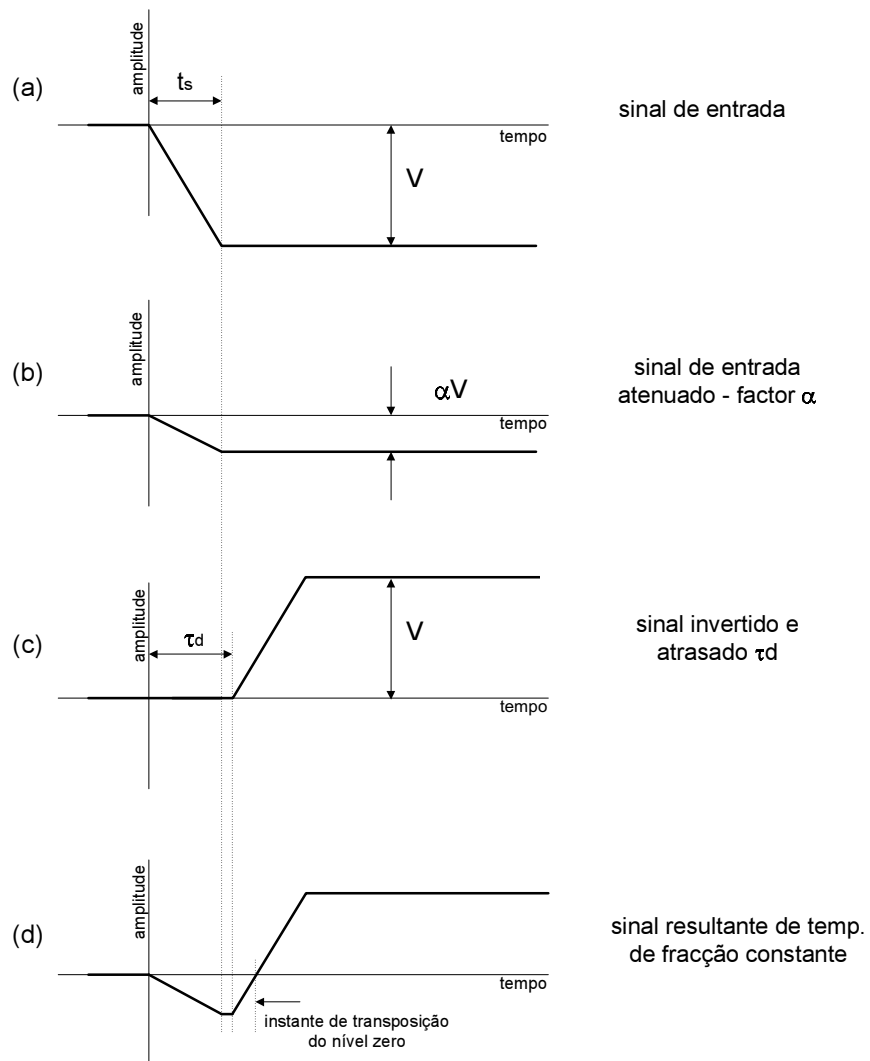


Figura 3.6: Mecanismo de temporização por fracção constante. O sinal de entrada ou impulso (a) é atenuado de um factor α e somado ao sinal original invertido (c). O resultado é o sinal (d) cujo instante de transposição do nível zero indica o instante em que o impulso alcança a fracção α da sua amplitude máxima (adaptado de [13]).

A figura 3.6 ilustra o método descrito para impulsos *invertidos* de um pré-amplificador.

A implementação digital deste algoritmo segue a expressão 3.4 tendo sido acrescentada a função de alisamento (*smoothing*) com o objectivo de reduzir a ocorrência de falsos disparos na região de transposição do nível zero devido ao ruído. Tal como nos casos anteriores, é possível configurar os parâmetros α e τ_d , bem como a largura da função de alisamento, embora esta deva ser mantida o mais pequena possível por forma a não degradar a resolução temporal final. Tal como se referiu, a determinação do instante de ocorrência do impulso é definido pela transposição do nível de amplitude nula.

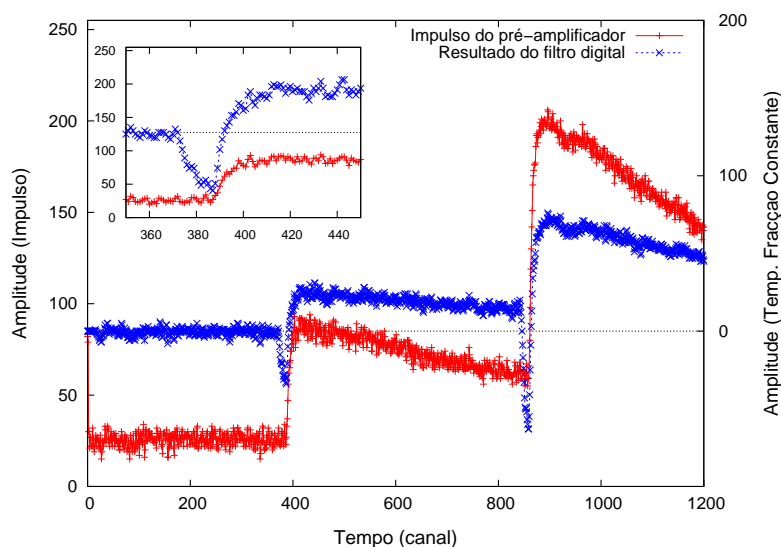


Figura 3.7: Algoritmo de determinação do instante de ocorrência de impulso pelo método da temporização por fracção constante.

A figura 3.7 ilustra a aplicação do algoritmo para impulsos reais obtidos de um detector do tipo LAAPD (*Large Area Avalanche Photodiode*). A determinação do instante do impulso é feita pela transposição do nível de amplitude nula (*zero crossing*).

Em jeito de conclusão é feita a análise comparativa do desempenho dos 3 métodos apresentados. A figura 3.8 representa a histogramação dos instantes de ocorrência dos impulsos para os 3 métodos.

Da observação desta figura conclui-se que o método de disparo por comparação com nível é bastante limitado enquanto os outros dois métodos são comparáveis em termos de eficácia. Os valores medidos para a resolução temporal encontram-se listados na tabela 6.1. Uma discussão mais pormenorizada sobre a aplicação destes algoritmos é feita na secção 6.2.5.4 deste documento.

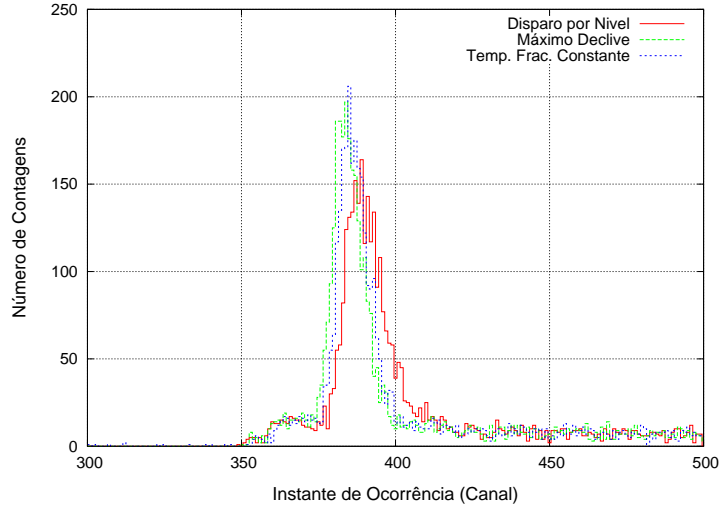


Figura 3.8: Distribuição dos instantes de ocorrência de impulsos pré-amplificados determinados pelo método do disparo por nível, do declive máximo e da temporização de fracção constante.

3.3.2 Amplitude

O principal parâmetro de interesse em espectrometria é a amplitude dos impulsos que é normalmente proporcional à energia depositada pela radiação no meio detector. A determinação deste parâmetro é conceptualmente simples pois consiste na diferença das medidas das amostras antes e após o degrau do impulso calculado por qualquer dos métodos descritos anteriormente (secção 3.3.1). No entanto, como se justifica na secção 3.5, a presença de ruído sobreposto ao sinal deteriora a exactidão e/ou a precisão no cálculo deste parâmetro pelo que é necessário recorrer a algoritmos que tomem em consideração um intervalo de pontos antes e após o degrau de cada impulso. Este processo, descrito de seguida, efectua-se digitalmente mediante a aplicação de uma função de ponderação (filtro digital).

3.3.2.1 Filtragem Simétrica

A aplicação de uma função de ponderação simétrica de dimensão M pressupõe a existência de $M/2$ amostras válidas (sem sobreposição de outros impulsos) antes e após o degrau do impulso. O processo é equivalente à realização de uma convolução do sinal de entrada com a resposta ao impulso unitário dada pelo sistema de processamento [1].

O processamento dos impulsos para determinação da amplitude obedece então às seguintes expressões que traduzem o processo da convolução:

$$A_{impulso} = \max(y(t)) \quad (3.5)$$

com

$$y(t) = \frac{1}{N} \sum_{\tau=1}^N e_{in}(\tau) \omega(t - \tau) \quad (3.6)$$

sendo $\omega(t)$ a função de ponderação

$$\omega(t) = -Kf(t) \quad (3.7)$$

Estas expressões descrevem o método de filtragem sendo o valor da amplitude de cada impulso determinado pelo máximo do *integral* de convolução entre o sinal de entrada e_{in} e a função de ponderação $\omega(t)$. A função de ponderação pode tomar várias formas conforme as condições da experiência, usando-se normalmente funções que maximizem figuras de mérito do sinal como a relação sinal-ruído (secção 3.5). Para manter a linearidade dos sistema e facilitar o processo final de calibração do espectro obtido usam-se funções de ponderação normalizadas (eq. 3.7) onde K representa a constante de normalização.

O valor da amplitude calculado corresponde à amplitude máxima dos impulsos de saída do amplificador de formatação nos sistemas de processamento analógico tradicionais (função do alongador de impulsos ou *stretcher*).

A figura 3.9 ilustra o processo de convolução descrita nas expressões 3.5 e 3.6 para uma função de ponderação do tipo cúspide finita. Repare-se que, uma vez que o sinal de entrada (impulso) é obtido da saída de um pré-amplificador de carga (ou seja uma integrador de carga com realimentação), deve usar-se a derivada numérica da função de ponderação [1].

Uma vez que se conhece a posição do degrau do impulso com bastante rigor torna-se redundante fazer o cálculo da convolução numérica em toda a sua extensão. Como se refere na expressão 3.5 o parâmetro da amplitude do impulso resulta no máximo desta convolução pelo que se reduz drasticamente o tempo de processamento se a expressão 3.6 for determinada apenas na vizinhança do degrau.

O resultado efectivo do processo de convolução ilustrado na figura 3.9 é um sinal com a forma da função de ponderação de que se partiu inicialmente. A figura 3.10 revela a forma deste sinal para um impulso pré-amplificado de um detector de estado sólido do tipo LAAPD. No processo de convolução foi usada uma função de ponderação de 256 pontos do tipo cúspide finita truncada com $\tau = 180$ e um topo de 26 pontos.

Na figura é visível não só a forma da cúspide como a existência de um *undershoot* negativo na zona temporal posterior da convolução. Este facto deve-se à existência de um pólo não compensado introduzido pelo próprio enformador digital (processo de convolução) usado sobre impulsos gerados em pré-amplificadores com realimentação resistiva. A compensação deste efeito por via digital é possível [25, 26] mas pressupõe a inclusão de um andar analógico (filtro de *anti-aliasing*) entre o pré-amplificador e o digitalizador. Este andar não foi incluído nos sistemas de digitalização usados pelo que a correcção deste efeito não foi considerada no presente trabalho. No entanto, esta compensação digital deve ser tida em consideração nos sistemas de espectrometria digital a desenvolver no futuro. Acrescente-se que no caso dos filtros de determinação de amplitude de impulsos por *hardware* (secção 4.3.3.1) este efeito foi devidamente compensado.

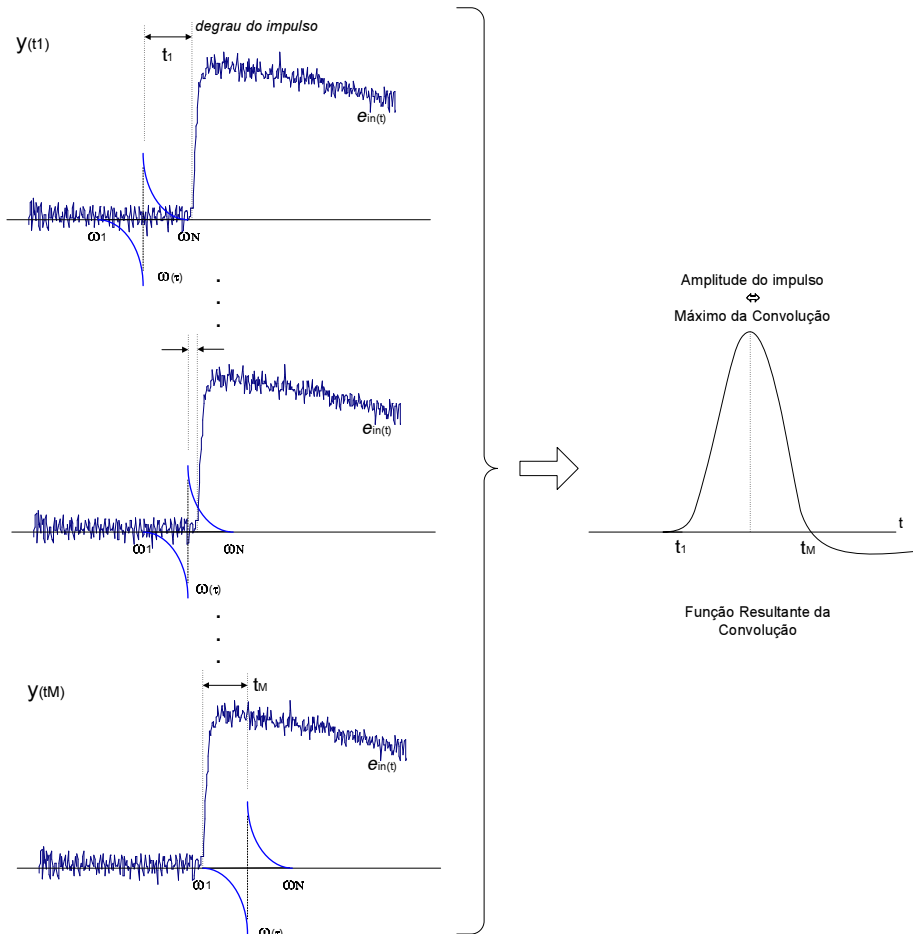


Figura 3.9: Diagrama ilustrativo do processo digital de determinação da amplitude dos impulsos pré-amplificados (adaptado de [1] e [4]).

3.3.2.2 Filtragem Assimétrica

O procedimento de determinação da amplitude de um impulso descrito na secção anterior é eficaz nas situações em que ocorre um impulso isolado, i.e. quando não há empilhamento de impulsos. Nestes casos a aplicação directa do procedimento anterior introduziria fortes desvios no valor da amplitude com consequências nefastas para a resolução espectral. A figura 3.11 mostra um exemplo extremo de empilhamento de dois impulsos registados à saída do pré-amplificador. A aplicação directa do algoritmo descrito na secção anterior teria como consequência a distorção dos respectivos fotopicos. No caso do primeiro impulso a amplitude seria fortemente sobrestimada devido à presença do segundo impulso da zona de aplicação da convolução com a função de ponderação. Por outro lado, no segundo impulso a amplitude seria subestimada contribuindo

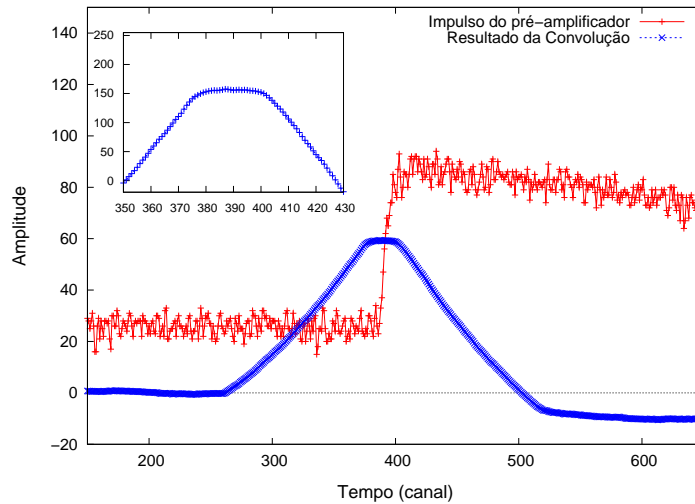


Figura 3.10: Resultado da convolução usada na determinação da amplitude dos impulsos. A função de ponderação normalizada, quando convolvida com os sinais do pré-amplificador, origina um sinal do tipo cúspide truncada. A amplitude do impulso corresponde ao máximo desta função é apresentada no gráfico de pormenor.

para o alargamento do fotopico para a zona de energias mais baixas.

Existem várias soluções possíveis para reduzir os efeitos espectrais do empilhamento de impulsos embora nem todas igualmente eficazes ou computacionalmente viáveis em tempo útil.

A solução tradicional consiste na simples rejeição deste tipo de impulsos, precisamente porque a informação adicional que a sua contabilização possa permitir usualmente não compensa a distorção espectral efectivamente verificada. Contudo, em casos de muito baixa taxa de eventos (secção 6.2.5.3), a contabilização de todos os impulsos é indispensável (inclusivé os empilhados) por forma a obter resultados fisicamente relevantes. Assim, optou-se por usar um algoritmo capaz de usar toda a informação efectivamente disponível na vizinhança do degrau de cada impulso. O princípio do algoritmo consiste na construção de uma função de ponderação de grandes dimensões (por exemplo, da dimensão do impulso digitalizado) que é assimetricamente *re-amostrada* de acordo com os intervalos disponíveis em torno de cada degrau dos impulsos.

As principais fases de aplicação do algoritmo são:

- **Construção da função de ponderação fonte** - É construída uma função de ponderação com as dimensões das secções de impulsos digitalizados. Esta função de ponderação (cúspide, triangular, exponencial, etc.) deve ser otimizada para as condições da experiência resultando de um processo de calibração específico efectuado anteriormente como o descrito na secção 3.7.
- **Determinação das posições dos degraus dos impulsos** - Aos impulsos é aplicado um dos algoritmos de determinação da posição do(s) degrau(s) de impulsos existentes em

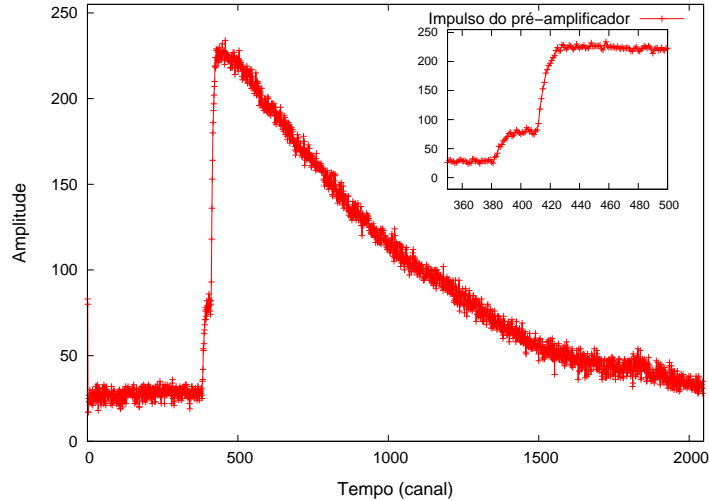


Figura 3.11: Exemplo de empilhamento de impulsos pré-amplificados de um detector do tipo LAAPD.

cada secção digitalizada. O resultado deste algoritmo revela o número de degraus e os respectivos instantes de ocorrência (secção 3.3.1).

- **Seleção das zonas de aplicação das funções de ponderação por impulso** - Este processo decorre do resultado da tarefa anterior. Pela identificação das posições dos degraus é possível determinar quais as zonas disponíveis para aplicar o algoritmo de determinação de amplitude. Neste processo está incluída a determinação do topo da função assimétrica (figura 3.12).
- **Re-amostragem assimétrica da função de ponderação** - A função de ponderação fonte é re-amostrada de modo assimétrico de acordo com as zonas de aplicação calculadas (figura 3.12).
- **Cálculo da amplitude** - Finalmente, é aplicado o algoritmo de determinação da amplitude através da convolução da função assimétrica com o impulso na vizinhança do degrau. (secção 3.3.2).

A re-amostragem da função de ponderação fonte (simétrica) é feita de modo linear na medida em que os intervalos de re-amostragem são iguais para todas as novas amostras. A figura 3.12 apresenta um exemplo de uma função de ponderação assimétrica calculada para o segundo impulso. O procedimento é repetido para cada um dos impulsos empilhados de uma secção digitalizada.

A equação que traduz genericamente este processo pode ser escrita como

$$WF_{assimetrica}(t) = WF_{Fonte}(\beta t) \quad (3.8)$$

sendo β a relação entre as dimensões da função de ponderação fonte e as das zonas (antes e depois do degrau) de aplicação da função assimétrica.

Tal como na filtragem simétrica também no caso destas funções é fundamental manter a normalização por forma a manter a linearidade do espectro final.

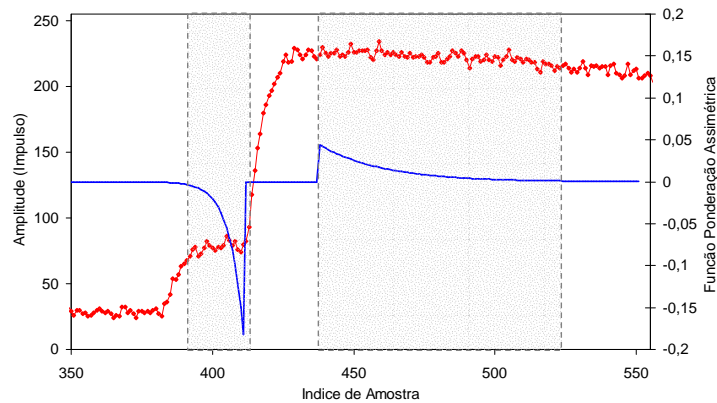


Figura 3.12: Zonas de aplicação da função de ponderação assimétrica. A função de ponderação calculada (a azul) é baseada numa função do tipo cúspide finita truncada.

A aplicação destas funções de filtragem assimétricas garante assim a contabilização de impulsos empilhados que em situações habituais seriam rejeitados.

O desenvolvimento deste algoritmo foi particularmente útil para as condições de análise descritas na secção 6.2.5.3 onde o próprio empilhamento de impulsos revela um ou mais aspectos físicos relevantes da experiência em questão. No entanto, constitui um algoritmo de aplicação genérica a situações onde ocorra empilhamento de impulsos.

3.3.3 Tempos de Subida

O tempo de subida de impulsos pré-amplificados individuais normalmente apresenta flutuações decorrentes de mecanismos físicos que ocorrem no detector, da natureza da radiação detectada, das limitações e dimensionamento do pré-amplificador, etc. São exemplos destes processos a recolha incompleta de carga devido à presença de "centros de captura" num cristal detector ou o chamado déficit balístico do bloco de integração no andar de pré-amplificação, relacionado com a sua resposta ao impulso unitário e com as imprecisões no tempo de recolha de carga [11]. Independentemente da sua origem, estes processos alteram muitas vezes a forma do sinal com consequências importantes nos espectros em energia (aparecimento de *caudas* nos fotopicos, fundos indesejáveis, desvios sistemáticos, etc.)

Pelas razões apresentadas é muitas vezes útil, e em alguns casos indispensável, determinar o tempo de subida (ou duração do degrau) de cada impulso pré-amplificado com vista à correção do efeito responsável pela introdução destas flutuações.

O método descrito pressupõe o conhecimento da posição do degrau do impulso ou instante de

ocorrência, descrito anteriormente (secção 3.3.1) bem como da respectiva amplitude do impulso (secção 3.3.2).

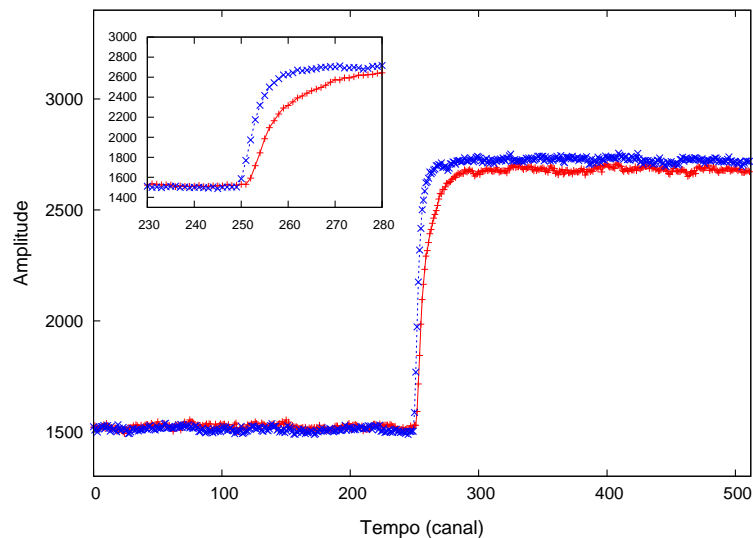


Figura 3.13: Exemplo de dois impulsos com tempos de subida do impulso diferentes e pormenor da zona do degrau. Impulsos do fotopico de 59.5 keV do Am-241 recolhidos de detector de raios-X do tipo CdZnTe com digitalizador de 12 bits.

Repare-se que o cálculo da amplitude dos impulsos requer o conhecimento aproximado dos seus tempos de subida para dimensionamento das funções de ponderação (topo plano). Contudo, este parâmetro resulta da análise estatística do espectro, num processo de calibração inicial, sendo escolhido o valor que não introduz desvios sistemáticos (*offset*) no centróide dos fotopicos. É possível encontrar um estudo mais aprofundado sobre este assunto em [11].

De posse da posição do degrau e da respectiva amplitude seguem-se as seguintes fases do algoritmo:

- **Determinação da Linha de Base** - É determinado o valor da amplitude correspondente à linha de base. Este procedimento consiste na regressão linear realizada sobre um conjunto de amostras (> 50) anteriores ao degrau do impulso.
- **Avaliação do intervalo de amplitude correspondente ao tempo de subida** - De posse dos valores da linha de base e da amplitude do impulso são determinados os valores mínimo e máximo da intervalo de amplitude (10-90%; 5-95%; etc.) correspondente ao tempo de subida.
- **Contagem do número de amostras** - É realizada a contagem do número de amostras desde o valor mínimo (10%, por exemplo) até ao valor máximo (90%).

O resultado obtido do cálculo de tempo de subida é obtido em amostras podendo ser convertido em tempo mediante calibração adequada tendo em conta a duração de cada amostra (*bin*).

3.4 Correção de Factores de Deterioração Espectral

O recurso ao processamento digital de impulsos permite ultrapassar de modo relativamente simples algumas das principais limitações funcionais dos sistemas tradicionais usados em espectrometria. Nesta secção são apresentados dois casos típicos destas limitações e dos possíveis métodos digitais de as ultrapassar ou corrigir.

3.4.1 Empilhamento de Impulsos

O empilhamento de impulsos pode decorrer basicamente de duas situações: uma elevada taxa de contagem de impulsos gerados no detector ou uma correlação temporal entre dois ou mais impulsos decorrente de um mecanismo físico mais abrangente.

O primeiro caso é o mais comum pois depende quase exclusivamente das condições da experiência (actividade e intensidade da fonte de radiação, etc.). É possível reduzir o empilhamento de impulsos com recurso a um conjunto de práticas laboratoriais adequadas sem afectar grandemente o desempenho final da experiência (colimação, filtragem de partículas muito energéticas, etc.). Contudo, por vezes estes procedimentos não são suficientes, ou adequados, pelo que o empilhamento de impulsos é inevitável. Os espectrómetros analógicos tradicionais estão preparados para responder linearmente a cada impulso. A ocorrência de dois, ou mais, impulsos num curto intervalo de tempo distorce o seu desempenho provocando saturações e tempos de latência adicionais. Para além disso, o espectro obtido em condições de empilhamento de impulsos apresenta distorções indesejáveis comprometedoras para a análise do significado físico da experiência em questão. A solução usual nestes casos é a identificação das situações de empilhamento e a consequente rejeição dos respectivos eventos [24].

A implementação de unidades de rejeição de empilhamento de impulsos em sistemas tradicionais pode tornar-se complexa em virtude da tecnologia electrónica utilizada, apesar de alguns dos módulos mais recentes possuírem já unidades incorporadas deste tipo [27]. Por seu lado, a eventual rejeição destes impulsos nos sistemas digitais de processamento é extremamente simples uma vez conhecidos os instantes de ocorrência dos diversos impulsos de um evento. É possível inclusive obter simultaneamente espectros de situações com e sem rejeição de empilhamento sobre os mesmos dados adquiridos deixando ao experimentador a decisão posterior da sua contabilização ou não.

Para além de permitir muito facilmente a rejeição de empilhamento, o processamento digital permite a contabilização dos impulsos adquiridos nestas situações minimizando ou eliminando as distorções espectrais daí resultantes. Como se viu na secção 3.3.2.2, o recurso a funções de ponderação assimétricas dimensionadas, de acordo com as amostras efectivamente disponíveis para cada impulso de um evento, permite melhorar significativamente o espectro final obtido.

Tal como se referiu no início desta secção, existem situações em que a rejeição do empilhamento de impulsos não é uma opção uma vez que a informação temporal contida no evento de dois ou mais impulsos é ela própria fundamental para a experiência. Um exemplo destes casos é apresentado na secção 6.2.5.3. Nestas situações, a solução tradicional passa pela elaboração de sistemas electrónicos dispendiosos e complexos. O recurso à filtragem adaptativa com funções de ponderação assimétricas é bastante mais simples e eficaz. Em situações em que o empilhamento é muito provável, é possível obter taxas de contagem consideráveis com uma ligeira degradação da resolução espectral da resolução em energia [1].

3.4.2 Flutuações do Tempo de Subida

Existem vários factores susceptíveis de introduzir flutuações nos tempos de subida de impulsos observados na saída de um pré-amplificador usado em conjunto com um detector de radiação. De entre estes destacam-se:

- A recolha incompleta de carga devido à presença de *centros de captura* no cristal detector. Este factor é particularmente observável em detectores de semiconductor constituídos por vários elementos como, por exemplo, o CdZnTe [11];
- O *défice balístico* do bloco de integração no andar de pré-amplificação, intimamente relacionado com a temporização da sua resposta ao impulso unitário [11];
- a diversidade na tipologia das perturbações que geram o sinal no detector (partículas ou fótons).

Estes factores afectam a forma do impulso e introduzem efeitos quase sempre indesejáveis na forma dos foto-picos dos espectros em energia. De seguida, é apresentada um breve resenha de algumas soluções propostas pelo processamento digital de impulsos para minimizar estes efeitos.

3.4.2.1 Recolha Incompleta de Carga

A variação no tempo de subida dos impulsos devido à recolha incompleta de carga é um problema intrínseco dos detectores de semiconductor como por exemplo o CdZnTe (CZT). Um dos factores principais que afectam o mecanismo de transporte e recolha da carga produzida no cristal detector é a existência de centros de captura de carga [28]. Estes centros de captura são originados pelos mais diversos tipos de anomalias na estrutura cristalina do semiconductor (ocorrência de impurezas químicas, defeitos cristalinos, difusão de impurezas, efeitos de superfície, etc.) e manifestam-se por uma alteração localizada e temporária da densidade de portadores na matriz cristalina promovendo, deste modo, a recombinação [29]. A existência de centros de captura de carga afecta assim as propriedades do sinal induzido com potenciais consequências para a resolução em energia do espectrómetro [11]: *a)* os fotopicos deixam de ser simétricos; *b)* surgindo uma "cauda" na zona de menor energia dos foto-picos; *c)* a relação entre as amplitudes de pico e de fundo diminui [30] (*peak-to-valley ratio*).

A evidência deste processo nos detectores do tipo CZT decorre da diferença na mobilidade dos seus portadores de carga (electrões e lacunas). Sendo a mobilidade das lacunas muito inferior à dos electrões é comum estes detectores apresentarem défices de amplitude devido à recombinação desta componente lenta do sinal [11].

Na figura 3.10 é evidente como a amplitude de um impulso é atenuada por este mecanismo de recolha incompleta de carga, para uma fonte de Am-241. A versatilidade permitida pela parametrização digital dos impulsos do pré-amplificador permite a fácil representação biparamétrica dos impulsos recolhidos do CZT com esta fonte radioactiva.

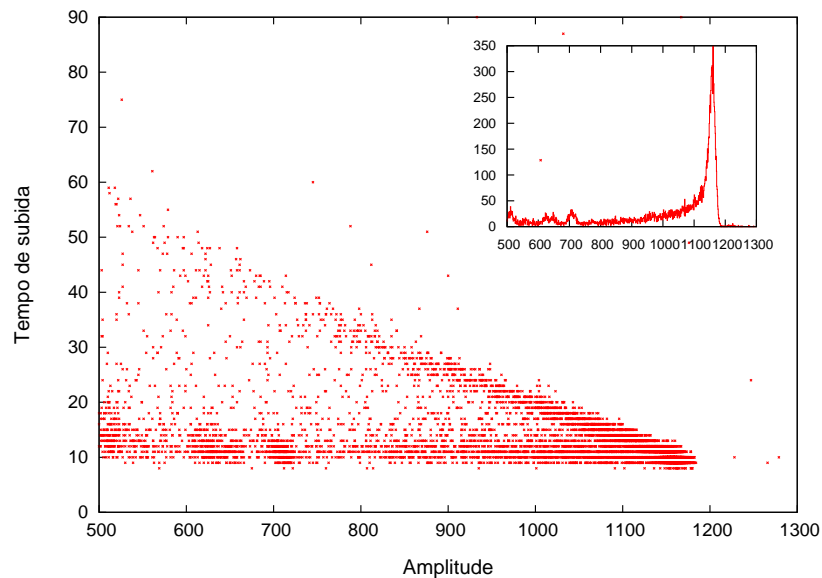


Figura 3.14: Representação biparamétrica (amplitude *vs* tempo de subida) de impulsos de uma fonte de Am-241 na região do foto-pico de 59.5 keV. Pormenor do espectro em energia para todos os tempos de subida. (Adaptado de [11]).

A observação desta distribuição biparamétrica torna evidente que os impulsos na região em rampa correspondem a interações com energia correspondente à do foto-pico mas que pelo elevado tempo de subida apresentam um défice de amplitude. De igual modo é possível observar que este défice na amplitude depende linearmente (nesta zona pelo menos) do tempo de subida. O efeito espectral independentemente dos tempos de subida dos impulsos corresponde ao esperado alargamento do foto-pico para a região de menor energia (pormenor da figura 3.14).

Para atenuar este efeito é possível recorrer a dois processos distintos: a discriminação em tempo de subida ou a correcção da amplitude. A primeira solução é a mais eficaz do ponto de vista da relação *peak-to-valley* mas também corresponde aquela que apresenta menor rendimento da taxa de contagens de impulsos [1]. Por seu lado, a solução da correcção da amplitude é bastante mais eficiente no ponto de vista da taxa de contagens (os impulsos não são discriminados e são integralmente contabilizados). Este método pressupõe a linearidade do défice em amplitude

com o tempo de subida (figura 3.14) e recorre a uma expressão simples de correcção do tipo:

$$A_{corrigida} = A_{medida} + \frac{t_{subida}}{m} \quad (3.9)$$

sendo o parâmetro m a constante de proporcionalidade entre o tempo de subida e a amplitude medida na região da rampa (i.e. o declive da recta de ajuste nesta região).

Este processo de correcção de amplitude, denominado de deslizamento linear [31], pode ser considerado como uma particularização do método genérico proposto por [32] para melhorar a resolução espectral dos detectores de semiconductor (como o CdZnTe) em toda a sua gama dinâmica. Este método constitui uma importante aplicação do processamento digital de impulsos com enormes vantagens sobre as soluções tradicionais.

A aplicação deste método ao espectro do Am-241 considerado neste caso permitiu aumentar a resolução do foto-pico (de 1.8 % para 1.6 %), bem como a sua eficiência face à cauda de menor energia. A redução desta *cauda* atinge os 34 % na vizinhança inferior dos 59.5 keV [11].

3.4.2.2 Déficit Balístico

O déficit balístico traduz a medida da eficiência da integração da carga no andar de amplificação (pré-amplificador) e é usualmente definido como sendo um déficit fraccional da amplitude do sinal de saída quando comparado com a integração ideal (ou seja, total) da carga gerada pelo detector [24]. Deste modo, a amplitude de um impulso na saída do pré-amplificador apresenta flutuações decorrentes das variações de duração do impulso de corrente produzido no detector. Estas flutuações de duração surgem como consequência natural da variação da posição das interações da radiação dentro do próprio cristal detector [13]. Eventos gerados em posições distintas produzem impulsos de corrente com durações diferentes que após integração afectam o tempo de subida e a própria amplitude do sinal pré-amplificado.

Os impulsos sujeitos ao processamento digital apresentam assim um tempo de subida mensurável (secção 3.3.3) bem como variações apreciáveis que devem ser tidas em consideração por parte dos algoritmos de parametrização. A figura 3.15 evidencia a consequência da aplicação directa de uma função de ponderação do tipo cúspide finita no processo de parametrização da amplitude. O máximo da convolução (amplitude) apresenta um déficit decorrente da utilização de uma função de ponderação que oferece maior peso às amostras na região de subida do impulso [1, 4].

Para ultrapassar esta limitação são usadas funções de ponderação com o topo plano ou truncado. Deste modo, as amostras na região de subida do impulso não são contabilizadas para o cálculo da amplitude eliminando o efeito do déficit balístico no processamento digital. Note-se aqui uma grande vantagem da parametrização digital que permite a construção de funções de ponderação praticamente impossíveis de sintetizar por via analógica tradicional.

A consequência espectral do déficit balístico consiste no aparecimento de desvios sistemáticos nos centróides dos foto-picos afectando a própria linearidade do espectrómetro. O dimensionamento do topo da função de ponderação deve ser feita por forma a eliminar eficientemente estes

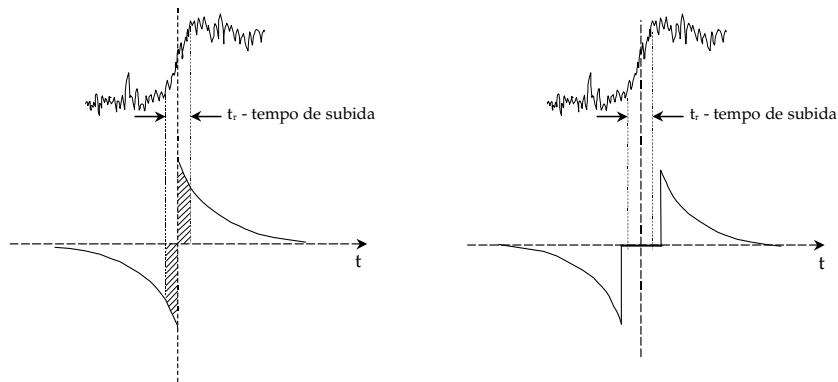


Figura 3.15: Dimensionamento do topo plano de uma função de ponderação do tipo cúspide finita. O topo plano é usado para garantir imunidade da parametrização digital em amplitude ao déficit balístico (adaptado de [1]).

desvios espectrais. A figura 6.7 apresenta um exemplo típico deste dimensionamento e da forma como a largura do topo da função de ponderação afectam a linearidade do espectro de energia.

Importa referir que o déficit balístico pode surgir associado a outros mecanismos como a anteriormente referida recolha incompleta de carga. Eventos gerados nas regiões mais *profundas* do cristal afectam a temporização do impulso de corrente e conseqüentemente aumentam a probabilidade de recombinação durante o processo de recolha de carga.

3.5 Análise e Optimização da Relação Sinal-Ruído

3.5.1 Figuras de Mérito em Espectrometria

Em espectrometria da radiação é necessário recorrer a figuras de mérito capazes de avaliar qualitativa e quantitativamente o desempenho de um sistema ou módulo. Existem diversas figuras deste género embora as mais comuns devam ser a relação sinal-ruído (SNR^4) e a carga equivalente de ruído (ENC^5). Estas duas quantidades estão naturalmente relacionadas entre si na medida em que ambas medem a capacidade de um sistema isolar a informação relevante de um determinado sinal que contém ruído de uma ou mais fontes.

Enquanto a SNR permite medir a amplitude média, A , de um sinal relativamente ao valor eficaz do ruído, a ENC avalia a quantidade de carga necessária para produzir um sinal igual a esse valor eficaz. Como se referiu, as duas figuras de mérito estão relacionadas pela expressão 3.10 onde Q representa a carga necessária para produzir um sinal de amplitude A .

$$SNR = \frac{Q}{ENC} \quad (3.10)$$

⁴Signal to Noise Ratio

⁵Equivalent Noise Charge

Para além destas figuras de mérito é comum encontrar referência a uma outra quantidade de interpretação mais intuitiva e que avalia a dispersão estatística provocada pelas fontes de ruído em torno de uma linha monoenergética. Esta quantidade é a largura a meia altura $FWHM$ ⁶ relacionando-se com a SNR através da expressão 3.11

$$FWHM = \frac{2.355 A}{SNR} \quad (3.11)$$

Estas figuras de mérito são cruciais no processo de avaliação comparativa do desempenho e respectiva optimização dos diversos processadores de impulsos.

Independentemente do método de avaliação, o processo de optimização do desempenho de um sistema de espectrometria depende inteiramente das diferentes fontes de ruído presentes no sistema. Para compreender melhor este processo são apresentados na secção seguinte os principais tipos de ruído observado nos dispositivos electrónicos que compõem os sistemas de detecção e aquisição de radiação.

3.5.2 Tipologia de Fontes de Ruído Electrónico

O ruído pode definir-se genericamente como um conjunto de flutuações aleatórias capazes de deteriorar o conhecimento de uma determinada informação que se pretende medir. Praticamente todos os processos físicos são influenciados por fontes de ruído de várias origens e que afectam a precisão no processo de medição dos parâmetros que estão associados a esses processos.

Esta secção do presente trabalho foca a atenção nos tipos de ruído mais comuns que estão associados aos dispositivos electrónicos usados nos sistemas de detecção e processamento em espectrometria. A tabela 3.1 apresenta um resumo destes principais tipos de ruído não tendo sido consideradas as fontes de ruído externas (interferências) ao sistema de aquisição.

O tipo e proporção de cada uma das componentes de ruído tabeladas num sistema de detecção e aquisição real é variável de caso para caso bem como dependente das condições de operação do sistema.

Qualquer sistema de processamento deve ter estas condições, e as suas consequências no ruído, em consideração para um correcto dimensionamento das funções de filtragem e amplificação.

3.5.3 Fontes de Ruído no Detector com Pré-Amplificador de Carga

O detector de radiação e o respectivo pré-amplificador são dois elementos que estão intimamente ligados na cadeia de aquisição em espectrometria da radiação. Para compreender o modo como um sinal, gerado por uma interacção de radiação, é produzido e afectado por estes elementos é necessário recorrer à sua análise em conjunto.

Um detector de radiação comporta-se electricamente como um condensador polarizado onde são produzidos impulsos de carga, em instantes aleatoriamente distribuídos, e que correspondem à interacção da radiação com o meio dieléctrico (gás, líquido, semiconductor, etc.).

⁶Full Width at Half Maximum

Nome	Tipo	Origem	Dens. Espectral
<i>Johnson</i>	Branco	Associado ao movimento térmico aleatório dos portadores de carga (portadores majoritários) no material condutor. É dominante em FETs e dispositivos CMOS e o seu valor <i>rms</i> é proporcional à resistência. Também é conhecido como ruído térmico.	$\frac{\overline{di_n^2}}{df} = \frac{4kT}{R}$
<i>Shot</i>	Branco	Deve-se a flutuações estatísticas do número de transportadores. É importante em dispositivos percorridos por correntes de portadores minoritários. Também se denomina ruído de corrente.	$\frac{\overline{di_n^2}}{df} = 2qI$
<i>Flicker</i>	1/f	Ruído autosemelhante no tempo [33] que tem origem nas deficiências de fabrico das componentes electrónicas. Importante em dispositivos MOSFET e de uma forma geral nos dispositivos MOS [1]. Outra designação comum é ruído de excesso ou 1/f.	-

Tabela 3.1: Principais tipos de ruído presentes nos dispositivos electrónicos usados nos sistemas de espectrometria.

Por outro lado, o pré-amplificador surge associado ao detector com a finalidade de obter um impulso de tensão ou corrente correspondente a cada radiação detectada. A forma deste impulso depende não só do detector como também das características de entrada deste circuito de pré-amplificação [1].

O circuito equivalente para este conjunto de um detector ligado a um pré-amplificador está representado na figura 3.16.

Neste circuito o detector é representado pela fonte de corrente ideal I , sendo C_{tot} a capacidade total que se encontra em paralelo com o detector (capacidade do próprio detector, capacidade de entrada do pré-amplificador, capacidades parasitas, etc.). A capacidade de realimentação, C_f , é responsável pela integração da carga originada no detector ao passo que R_{eq} representa a resistência de entrada do pré-amplificador em paralelo com a resistência de polarização do detector. No caso de um pré-amplificador com realimentação resistiva existe ainda uma resistência R_f que é responsável pela descarga controlada da carga armazenada na capacidade de realimentação (C_f) por forma a garantir o funcionamento em modo contínuo.

Representando o sistema de detecção por este modelo (figura 3.16) é possível identificar e classificar as principais fontes de ruído capazes de afectar o sinal gerado no detector. A análise apresentada de seguida representa um resumo de uma abordagem mais completa realizada em [1].

Assim, o ruído neste sistema detector + pré-amplificador pode agrupar-se em dois grupos fundamentais:

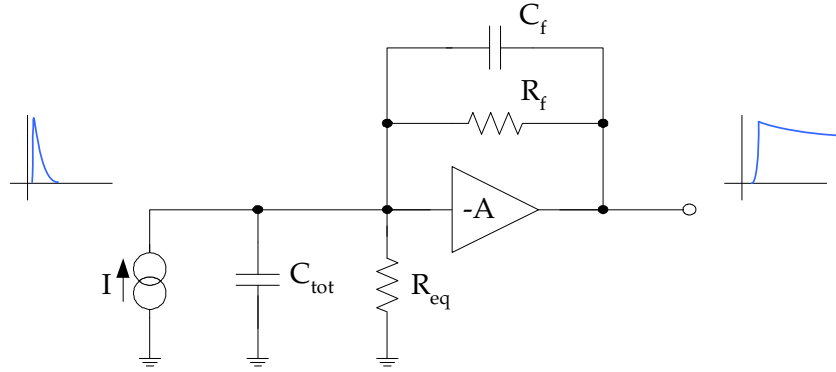


Figura 3.16: Circuito equivalente do conjunto detector + pré-amplificador (adaptado de [1]).

- **Ruído Série** - Este tipo de ruído está intimamente relacionado com o mecanismo de amplificação [34], incluindo uma componente de ruído branco ($\overline{dv_1^2}$) associado à corrente no canal do FET de entrada do pré-amplificador, e uma componente de ruído $1/f$ (ou de excesso) predominante a baixas frequências e igualmente originado no FET ($\overline{dv_f^2}$). Do ponto de vista do domínio dos tempos esta componente de ruído série é bastante intuitiva podendo ser interpretada como como uma consequência do carácter discreto da corrente de entrada e no circuito de amplificação (modelo de Goulding [35]). A não integração dos picos de corrente na capacidade de entrada origina uma sequência aleatória de impulsos do tipo delta na saída. No modelo temporal de Goulding este ruído é denominado *ruído série* ou *ruído delta* e a sua densidade espectral é descrita pela expressão:

$$\overline{dv_s^2} = \overline{dv_1^2} + \overline{dv_f^2} \quad (3.12)$$

Esta expressão pode ser reescrita tendo em conta as expressões de cada componente da densidade espectral

$$\overline{dv_s^2} = \frac{8 kT}{3 g_m} df + \frac{A}{f} df \quad (3.13)$$

sendo g_m a transcondutância do FET de entrada.

- **Ruído Paralelo** - O ruído paralelo resulta das imperfeições do amplificador bem como das correntes de fuga no detector. De um modo geral este tipo de ruído surge associado aos elementos dissipativos ligados à entrada sendo as mais importantes das suas componentes
 - $\overline{di_2^2}$ ruído de corrente associado à corrente de fuga na *gate* do FET do pré-amplificador (I_g)
 - $\overline{di_3^2}$ ruído de corrente associado às correntes de fuga do detector (I_D)
 - $\overline{di_4^2}$ ruído térmico associado à resistência de polarização do detector
 - $\overline{di_5^2}$ ruído térmico associado à resistência de realimentação do pré-amplificador.

No modelo de Goulding é possível interpretar esta componente ruído como o resultado da integração das cargas, que circulam na entrada do pré-amplificador, na capacidade de entrada C_{tot} . Deste modo é originada uma sequência aleatória de pequenos degraus de tensão o que motiva a nomenclatura por vezes adoptada de ruído de degrau (*step noise*). A expressão da densidade espectral virá então

$$\overline{di_p^2} = \sum_{n=2}^5 \overline{di_n^2} \quad (3.14)$$

e desenvolvendo cada uma das parcelas

$$\overline{di_p^2} = 2qI_gdf + 2qI_Ddf + \frac{4kT}{R_{eq}}df + \frac{4kT}{R_f}df \quad (3.15)$$

O circuito equivalente de um detector ligado a um pré-amplificador de carga tendo em consideração as fontes de ruído presentes no sistema está representado na figura 3.17.

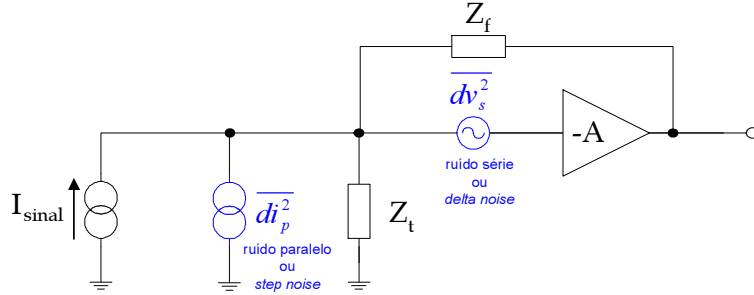


Figura 3.17: Simplificação do circuito equivalente do conjunto detector + pré-amplificador com as fontes de ruído série (*delta*) e paralelo (*step*). Repare-se que as componentes Z_t e Z_f dizem respeito às impedâncias de entrada e de realimentação respectivamente (adaptado de [9]).

Tendo em consideração estas duas componentes de ruído independentes é possível escrever, após alguma simplificação [24, 1], a expressão para a tensão de ruído equivalente

$$\overline{dv^2} = \overline{dv_s^2} + \overline{dv_p^2} \quad (3.16)$$

ou seja,

$$\overline{dv^2} = \left[\frac{8kT}{6\pi g_m} + \frac{A}{\omega} + \frac{1}{2\pi\omega^2 C_{in}^2} \left(2q(I_g + I_D) + \frac{4kT}{R_{in}} \right) \right] d\omega \quad (3.17)$$

Esta expressão pode ser simplificada podendo então o ruído ser representado por uma fonte de tensão à entrada do pré-amplificador com densidade espectral

$$\frac{\overline{dv^2}}{d\omega} = a + \frac{a_f}{\omega} + \frac{b}{\omega^2} \quad (3.18)$$

com os coeficientes

Coeficiente	Tipo	Origem	Expressão
a	Branco	Série	$\frac{8kT}{6\pi g_m}$
a_f	1/f	Série	A
b	-	Paralelo	$\frac{1}{2\pi C_{in}^2} \left(2q(I_g + I_D) + \frac{4kT}{R_{in}} \right)$

3.5.4 Relação Sinal-Ruído e Enformação de Impulsos

Após a detecção de uma radiação e respectiva pré-amplificação do sinal requer-se que um espectrómetro processe o impulso resultante de modo a minimizar o ruído electrónico e maximizar a informação contida no sinal. Com este objectivo recorre-se a diversas técnicas como a integração conjunta do detector com o pré-amplificador, o arrefecimento conjunto destas componentes ou a aplicação de circuitos alternativos que eliminem algumas das componentes do ruído pela supressão da resistência de realimentação. Como se afirmou, estas e outras técnicas, bem como as escolhas de dimensionamento, visam a maximização da relação sinal-ruído (SNR). No entanto, não é viável construir um conjunto detector e pré-amplificador otimizado para cada aplicação em particular. Justifica-se, por isso, que a SNR deva poder ser maximizada pela aplicação de um filtro externo capaz de alterar a distribuição espectral do ruído, baixando ou eliminando algumas das suas componentes sem afectar significativamente o sinal. Com este propósito é normalmente usado um amplificador/enformador de impulsos (ou mais genericamente, um processador de impulsos) na saída do pré-amplificador.

A inclusão de um módulo externo parametrizável na saída no pré-amplificador potencia a versatilidade do conjunto uma vez que permite determinar o filtro óptimo para cada aplicação sem alterar a configuração do andar de detecção.

Considerando um amplificador de enformação parametrizável através de um factor τ de escala temporal e com uma resposta ao impulso unitário, $s(t/\tau)$, é possível demonstrar que a variância do ruído à saída do enformador pode ser escrita como

$$\overline{v_o(t)^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} V(\omega) |G(j\omega\tau)|^2 d\omega \quad (3.19)$$

sendo $G(j\omega\tau)$ a função de transferência de todo o sistema (detector, pré-amplificador e enformador).

Atendendo a que

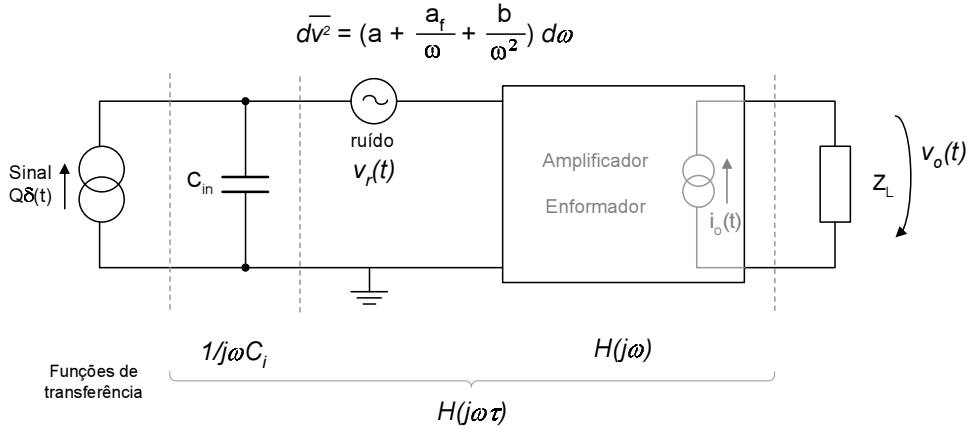


Figura 3.18: Função do circuito de amplificação e enformação num sistema de espectroscopia (adaptado de [24]).

$$V(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d\bar{v}^2}{d\omega} d\omega \quad (3.20)$$

e considerando a equação 3.18, a expressão 3.19 pode ser representada como

$$\overline{v_o(t)^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \left(a + \frac{a_f}{\omega} + \frac{b}{\omega} \right) |G(j\omega\tau)|^2 d\omega \quad (3.21)$$

$$\overline{v_o(t)^2} = \frac{a}{\tau} I_a + a_f I_c + b\tau I_b \quad (3.22)$$

onde I_a , I_b e I_c representam os integrais da forma

$$I_j = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{|G(j\omega\tau)|^2}{\omega^j \tau^j} d(\omega\tau) \quad (3.23)$$

com $j = 0$ para I_a , $j = 1$ para I_c e $j = 2$ para I_b .

Estes integrais são independentes dos parâmetros a , b e a_f e como se pode constatar pela expressão 3.23 apenas dependem da forma da função $S(j\omega\tau)$ e portanto da respectiva resposta ao impulso unitário.

A expressão 3.23 é particularmente útil pois permite verificar como o amplificador/enformador afecta cada uma das componentes do ruído.

Com efeito, atendendo a que o valor eficaz do ruído é dado por

$$\sigma_r = |\overline{v_r(t)^2}|^{1/2} \quad (3.24)$$

e sabendo que se relaciona com a SNR pela expressão

$$SNR = \frac{A}{\sigma_r} \quad (3.25)$$

é possível estabelecer a seguinte relação

$$(SNR)^2 \propto \frac{1}{\frac{a}{\tau}I_a + b\tau I_b + a_f I_c} \quad (3.26)$$

que também se pode escrever em função da ENC atendendo à expressão 3.10.

$$(ENC)^2 = K^2 \left(\frac{a}{\tau}I_a + b\tau I_b + a_f I_c \right) \quad (3.27)$$

sendo K independente dos parâmetros a , a_f , b e τ .

Analisando a expressão 3.27, torna-se evidente que o aumento da constante temporal τ do amplificador de enformação atenua a contribuição do ruído série ao passo que aumenta a do ruído paralelo e não afecta o ruído $1/f$ (o termo $a_f I_c$ é independente de τ).

A minimização da expressão da variância do ruído na saída do enformador permite determinar qual o valor da constante temporal óptima do ponto de vista da relação sinal-ruído⁷.

Deste modo obtém-se que

$$\tau_{optimo} = \left(\frac{a I_a}{b I_b} \right)^{1/2} = \tau_c \left(\frac{I_a}{I_b} \right)^{1/2} \quad (3.28)$$

Os valores dos integrais I_a e I_b são fixos para cada tipo de enformação pelo que o valor do τ_{optimo} apenas depende da relação entre a (ruído branco série) e b (ruído paralelo) através do chamado τ_c (*noise corner time*).

Assim, a proporção das contribuições destes dois tipos de ruído define qual a enformação temporal que deve ser feita para o sinal de saída do amplificador/enformador por forma a maximizar a relação sinal-ruído do conjunto [24].

3.5.5 Filtragem Óptima

Na última secção analisou-se a forma como as diferentes componentes do ruído presentes num sinal produzido pelo conjunto detector + pré-amplificador afectam a relação sinal-ruído. Como foi mostrado, é possível determinar o valor de uma constante temporal óptima, τ_{optimo} , para o amplificador/enformador capaz de maximizar a SNR. Este τ_{optimo} corresponde à situação em que se igualam as contribuições do ruído série e do ruído paralelo dependendo o seu valor da forma da própria função de transferência do enformador. Este estudo é fundamental para se poder comparar quantitativamente o desempenho dos diferentes filtros.

⁷Por 3.19, quando a expressão 3.23 for mínima, a SNR é máxima.

Por uma questão de simplificação da determinação da função de transferência óptima considere-se nesta fase que o ruído de excesso (ou $1/f$) é desprezável reduzindo assim a densidade espectral de ruído a

$$\frac{d\bar{v}^2}{d\omega} = a \left(1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_c^2} \right) \quad (3.29)$$

sendo τ_c o *noise corner time* definido como $\tau_c = \sqrt{a/b}$

A teoria dos sistemas lineares afirma que a resposta ao impulso unitário que maximiza a SNR corresponde à imagem ao espelho do sinal de entrada nas situações em que apenas o ruído branco é considerado⁸. Uma vez que o sinal do modelo de ruído usado não é deste tipo é necessário usar um filtro *branqueador* intermédio (filtro CR passa-alto) com uma constante temporal τ_c .

O sinal resultante virá então

$$u'(t) = \frac{Q}{C_{in}} e^{-\frac{t}{\tau_c}} u(t) \quad (3.30)$$

sendo a densidade espectral do ruído

$$d\bar{v}^2 = a d\omega. \quad (3.31)$$

Nestas condições, é pois possível aplicar um filtro com uma resposta ao impulsos unitário temporalmente simétrica (imagem ao espelho) da função 3.30 com vista à maximização da SNR. O impulso de saída, resultante da convolução deste sinal com a imagem ao espelho, será a cúspide infinita definida por

$$W(t) = \frac{Q\tau_c}{2C_{in}} e^{-\frac{|t|}{\tau_c}} \quad (3.32)$$

Este processo pode ser visualizado na figura 3.19.

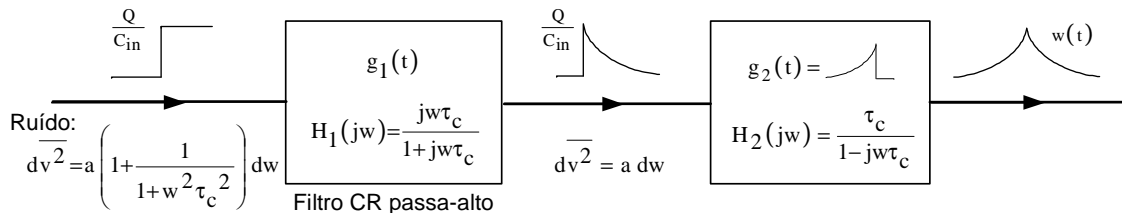


Figura 3.19: Processo de amplificação/enformação óptima do ponto de vista da SNR (adaptado de [24]).

⁸A análise para o caso de outros tipos de ruído, como o $1/f$, estarem presentes no sinal é realizada na secção seguinte.

A cúspide infinita resultante tem então a forma representada na figura 3.20, com uma amplitude máxima dada por $Q\tau_c/2C_{in}$

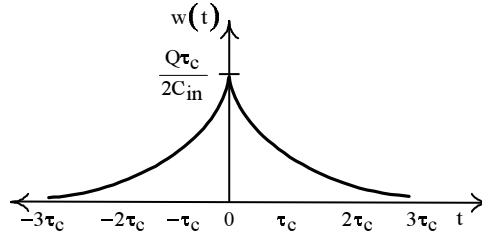


Figura 3.20: Função cúspide infinita - função de ponderação óptima em termos da relação sinal-ruído.

Conhecidas as funções de transferência dos dois andares do amplificador/enformador (figura 3.19) é possível calcular a variância do ruído na saída e em função desta a relação sinal-ruído (expressão 3.25) correspondente à função de ponderação óptima [24].

Obtém-se assim para as expressões equivalentes de SNR e ENC:

$$SNR_{\infty} = \frac{Q}{C_{in}} (ab)^{-\frac{1}{4}} \quad (3.33)$$

$$ENC_{\infty} = C_{in} (ab)^{\frac{1}{4}} \quad (3.34)$$

Tendo em consideração a expressão da ENC para um circuito genérico (3.27) mas nas mesmas condições da análise feita, i.e. desprezando a componente de ruído $1/f$, bem como a expressão do τ_{optimo} (3.28), é possível estabelecer a relação

$$\frac{(ENC)^2}{(ENC)_{\infty}^2} = \frac{F^2}{2} \left(\frac{\tau_{opt}}{\tau} + \frac{\tau}{\tau_{opt}} \right) \quad (3.35)$$

ou seja, nas condições óptimas ($\tau = \tau_{optimo}$)

$$ENC = F(ENC)_{\infty} \quad (3.36)$$

sendo F um factor independente do ruído presente (a e b) e da constante temporal τ , mas característico de cada tipo de função de ponderação.

A figura 3.21 representa a dependência da relação das ENC traduzida pela expressão 3.35. Neste gráfico é possível constatar não só a existência de um τ mínimo para esta relação (que consequentemente minimiza o ruído), como também é observável a predominância de cada tipo de ruído para valores de τ superiores e inferiores a τ_{optimo} . Assim, para pequenos valores de τ ($\tau < \tau_{optimo}$) predomina o ruído série ao passo que para valores de $\tau > \tau_{optimo}$ o ruído paralelo é predominante. Acresce ainda referir que ruído $1/f$ não afecta o valor do τ_{optimo} mas degrada a correspondente relação ENC/ENC_{∞} .

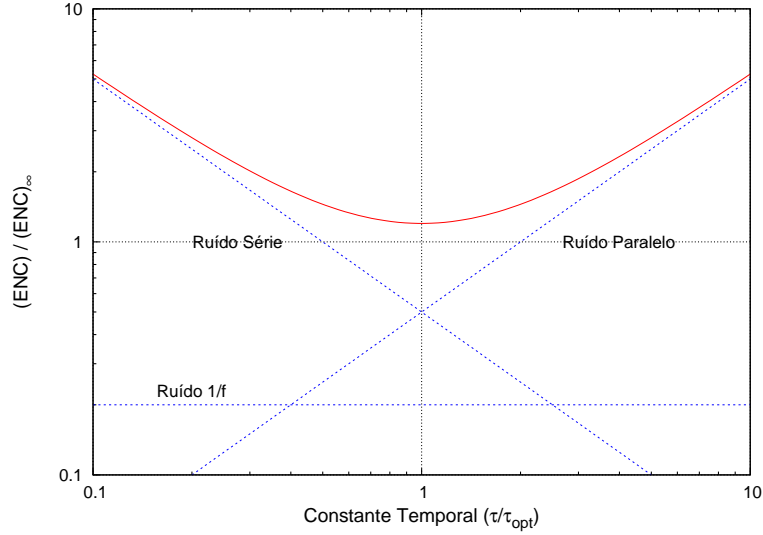


Figura 3.21: Dependência da relação ENC/ENC_{∞} com a constante temporal τ (adaptado de [24]).

Como se viu na expressão 3.36 o factor F é característico do tipo de filtro utilizado podendo ser encarado como um factor de demérito do filtro usado face ao ideal (cúspide infinita) do ponto de vista da SNR. A tabela 3.22 apresenta uma listagem destes valores para os tipos de enformadores mais comuns [24, 9].

Os valores tabelados para I_a e I_b [9] são usados no cálculo de F através da expressão 3.37.

$$F^2 = \sqrt{I_a I_b} \quad (3.37)$$

É interessante notar que a ENC pouco varia, face à cúspide infinita, quando se usa um filtro com a mesma forma mas de duração limitada (cúspide finita) (o seu valor quadrático não varia mais de 0.005). Mesmo usando o filtro triangular o valor de F não é muito inflacionado (1.075). Esta razão, associada à sua linearidade e consequente facilidade de síntese, justifica porque os sistemas de processamento digital comerciais optam pela utilização deste tipo de filtro como solução de compromisso na obtenção de resultados com boa qualidade espectral. A inclusão de um topo plano⁹ neste tipo de filtro (trapezoidal) aumenta consideravelmente o valor de F .

Pelo que foi considerado na secção 3.4.2, a utilização de um filtro com topo plano é praticamente incontornável pelo que se tornou necessário desenvolver um filtro finito de topo plano que maximiza a relação sinal ruído. A resposta encontrada foi a cúspide finita truncada [36] desenvolvida por Arecchi e que é regida pela expressão 3.38.

$$h(t) \propto \sinh \left(\left| \left(\frac{\tau_w}{2} - t \right) / \tau_c \right| \right) \quad (3.38)$$

⁹Com vista a atenuação dos efeitos das flutuações do tempo de subida devido ao défice balístico, recolha incompleta de carga, etc.

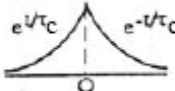



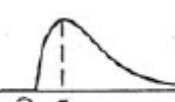
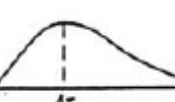
Enformador	Função	la	lb	F
Cúspide Infinita		1	1	1
Cúspide Finita		1.31	0.78	1.005
Triangular		2	0.67	1.075
Trapezoidal		2	1.67	1.352
RC-CR		1.85	1.85	1.36
Semi-Gaussiana CR-(RC)^4		0.51	3.58	1.16

Figura 3.22: Factores de demérito (F) das principais funções de enformação dos sistemas convencionais (adaptado de [9]).

sendo $t \leq \tau_w/2$. Nesta expressão τ_w representa a extensão total do filtro.

O factor de demérito F para esta cúspide finita truncada não é superior a 15% garantido que $\tau_w > 2\tau_c$. Ou seja, é inferior a qualquer outro tipo de enformação que considere um topo plano (ou aproximadamente plano) tornando-a a escolha evidente para o processamento digital de impulsos.

Todas as considerações realizadas não têm em conta o ruído de excesso do tipo $1/f$, ou qualquer outro tipo de ruído. No entanto, o estudo do comportamento dos filtros considerados em condições de presença de ruído de excesso podem ser encontradas em [37, 6]. Um estudo mais completo desta situação é apresentado na secção 3.7 sendo neste caso determinada a forma da função de ponderação óptima tendo em conta as fontes de ruído efectivamente presentes no sistema e independentemente do seu conhecimento.

Para finalizar esta secção referente ao estudo da função de ponderação óptima com as prin-

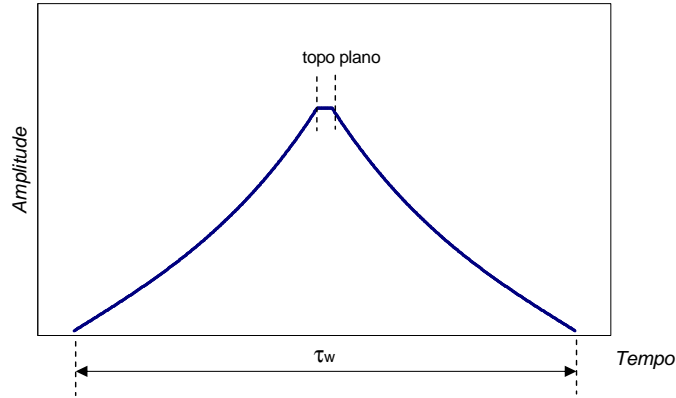


Figura 3.23: Função cuspide finita com topo plano definida por Arecchi [36].

cipais fontes de ruído foi efectuado um estudo de simulação das fontes de ruído série e paralelo (*a* e *b*) foi realizado com impulsos sintetizados digitalmente (ver secção 3.6).

Neste estudo foram simulados impulsos de 2048 amostras com as duas fontes de ruído em cada amostra sobrepostas ao sinal¹⁰ também sintetizado. Cada impulso é então convoluído com duas funções de ponderação distintas (cuspide e triangular) e calculada a respectiva amplitude do sinal tal como no procedimento habitual descrito anteriormente (secção 3.3.2). A análise estatística de 10.000 impulsos permite obter uma curva para a ENC (ou equivalente FWHM) em função do parâmetro τ da função de ponderação. O resultado para estas funções de ponderação está representado na figura 3.24.

Este gráfico permite tirar algumas conclusões interessantes. Desde logo é evidente a existência de um mínimo da FWHM para os dois casos a que correspondem valores de resolução e da constante temporal distintos.

	τ_{opt}	FWHM (%)	F
Cuspide	54	0.0832	1
Triangular	104	0.0894	1.0747

Tabela 3.2: Constante temporal, resolução (FWHM) e figura de demérito para as funções de ponderação cuspide e triangular com impulsos simulados usando ruído sintetizado.

O valor do τ_{opt} é diferente para os dois casos e a FWHM é mais elevada no caso do filtro triangular. Para além disso, a relação das larguras a meia altura (linearmente relacionadas com a ENC) é de 1.0747, o que é bastante próximo do teoricamente previsto e tabelado em 3.22. Finalmente, refira-se que a variação da proporção das contribuições dos dois tipos de ruído não fez variar este valor de F mais de 2 % para o caso do mesmo filtro triangular.

¹⁰Sinal de pré-amplificador modelizado por $u(t) * \exp(-t/\tau)$

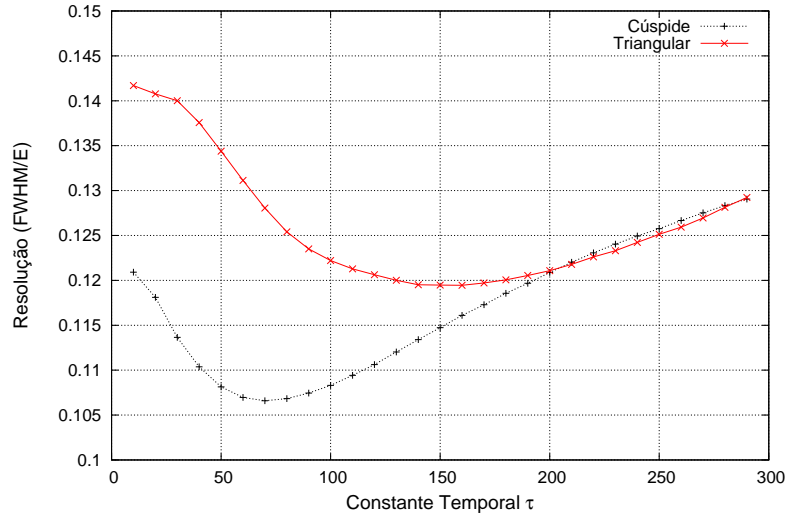


Figura 3.24: Resolução espectral em função da constante temporal para enformação em cúspide e triangular.

A secção seguinte apresenta o método seguido para sintetizar as fontes de ruído usadas nesta simulação.

3.6 Sintetizador de Impulsos com Ruído no Domínio Temporal

O sintetizador de impulsos com ruído é baseado num processo iterativo de simulação de amostras digitais resultantes da soma de diferentes componentes calculadas de acordo com parâmetros pré-definidos. Cada amostra depende, não só destes parâmetros, como das amostras anteriormente geradas numa consequência directa da largura finita da resposta ao impulso unitário de qualquer componente usada num pré-amplificador.

Existem duas componentes fundamentais no sinal simulado: o sinal propriamente dito (ou impulso) e o ruído. Cada uma destas componentes é gerada independentemente, assumindo que não existe correlação directa entre elas. Por seu lado, o ruído possui 3 sub-categorias de diferentes densidades espectrais e também elas consideradas como independentes (figura 3.25).

Os modelos usados para gerar cada uma das componentes são apresentados de seguida.

3.6.1 Modelização de Ruído

Cada uma das componentes de ruído descritas na expressão 3.18 pode ser gerada através da convolução de uma sequência de impulsos, com distribuição de Poisson (no tempo e em sinal), com a resposta ao impulso unitário previamente armazenada em memória [33, 38, 39]. Contudo, este processo de convolução é bastante moroso quando se pretende gerar amostras intensivamente.

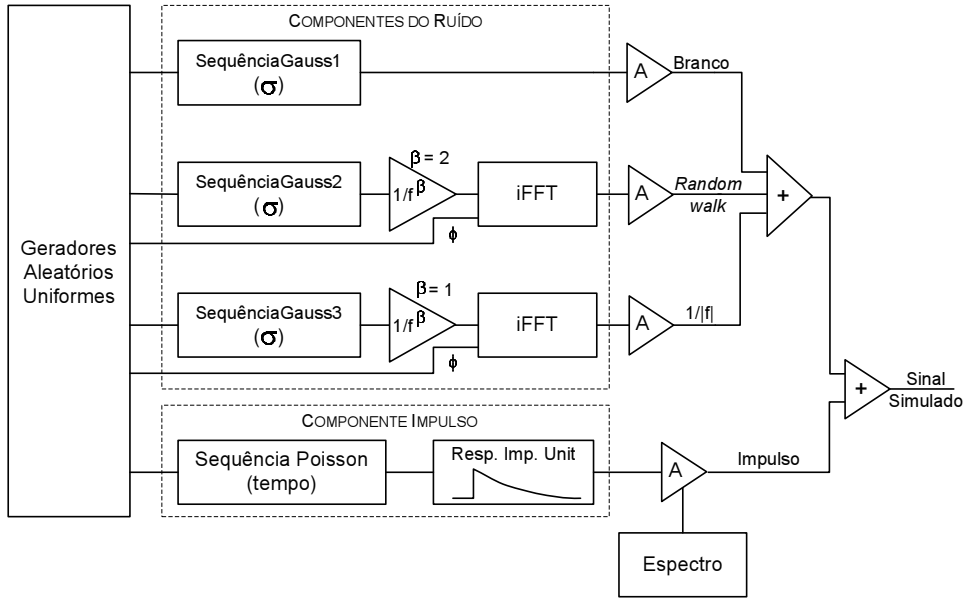


Figura 3.25: Estrutura básica do sintetizador de ruído e gerador de impulsos. As componentes de ruído e sinal são geradas independentemente e somadas para simular um sinal na saída de um pré-amplificador.

Tipo de Ruído	Coefficiente β ($1/f^\beta$)
Ruído Delta ou Série	$\beta = 0$ (ruído branco)
Ruído $1/ f $	$\beta = 1$
Ruído <i>Browniano</i> ou <i>Random Walk</i>	$\beta = 2$

Tabela 3.3: Principais tipos de ruído observado em sistemas de detector + pré-amplificador.

Existe um método mais eficaz de gerar estas componentes de ruído que consiste na utilização das suas densidades espectrais de ruído para os casos em que esta varia inversamente com a potência da frequência. Isto é o mesmo que afirmar que o espectro de potência $P(f)$ é proporcional a $1/f^\beta$ (com $\beta \neq 0$). A representação logarítmica do espectro de potência *vs* frequência para uma componente específica de ruído é uma recta cujo declive é o próprio valor de β correspondente a essa componente.

Deste modo, conhecido o espectro de potência com a distribuição adequada (β), é possível gerar uma sequência temporal de ruído com essa distribuição espectral usando o seguinte método. É gerada uma sequência aleatória de N números complexos $[d_f = m_f j + \phi_f]$, em que para cada um:

- A **magnitude** é dada pela expressão $1/f^\beta$ multiplicada por um valor de ganho baseado

numa distribuição gaussiana de amplitude e desvio padrão configurável.

- A fase ϕ_f é obtida com base numa distribuição uniforme entre 0 e 2π .

O ruído no domínio temporal com a distribuição requerida é então obtido após o cálculo da transformada de Fourier inversa da sequência complexa determinada [40]. Este método é denominado método Browniano fraccional (*fBm de fractional Brownian method*).

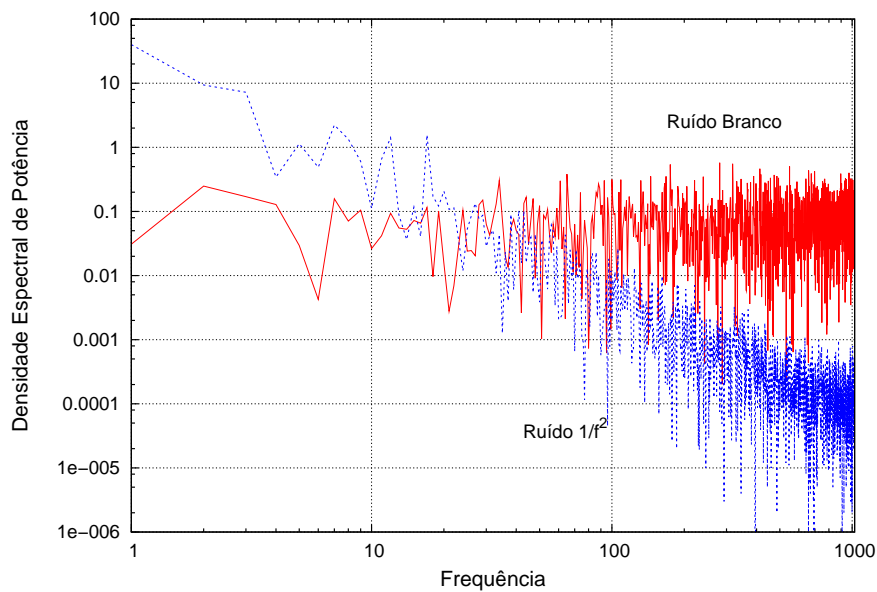


Figura 3.26: Distribuições da densidade espectral de potência para os dois tipos de ruído: ruído Browniano ($\beta = 2$) e ruído branco obtido através do método de fBm.

Este método é bastante útil no cálculo de sequências independentes de ruído com escalas de amplitude distintas. Estas componentes podem ser adicionadas simulando integralmente a componente de ruído do sinal. Desde que a densidade espectral seja do tipo $1/f^\beta$, o que acontece na maior parte das fontes de ruído, é possível aplicar eficazmente este método.

3.6.2 Modelização do Impulso

A componente do sinal referente ao impulso resulta da convolução de uma sequência de Poisson no domínio dos tempos (referente aos instantes de ocorrência de cada impulso) com a resposta ao impulso unitário normalizada do pré-amplificador [33]. O resultado da convolução é então convenientemente multiplicado por um valor proporcional à amplitude pretendida para o impulso pré-amplificado. Esta amplitude pode ser variável ao longo do tempo de acordo com uma distribuição obtida com impulsos reais (espectro de raios-X). O factor de amplitude é neste caso produzido com base num espectro pré-adquirido, através da técnica de superfície relativa usada em simulação pelo método de Monte-Carlo.

A forma do impulso também foi tida em consideração na elaboração deste simulador. A aplicação pode fazer uso de respostas a impulsos unitários obtidas por via experimental ou analítica. No modo experimental é feita uma média de diversos impulsos previamente adquiridos obtendo-se um impulso padrão médio. No modo analítico recorre-se a uma expressão capaz de modelizar a forma dos impulsos. A expressão (3.39) usada neste caso consiste numa versão simplificada da proposta por Hecht [30]:

$$v(t) = \frac{A}{\tau_d - \tau_r} (e^{-\frac{t}{\tau_d}} - e^{-\frac{t}{\tau_r}}) \quad (3.39)$$

sendo A o factor de normalização usado para manter a linearidade do processo, τ_r o tempo de subida do impulso e τ_d a constante de decaimento (para pré-amplificador com realimentação resistiva).

O impulso gerado, ou obtido estatisticamente, é armazenado em memória e convoluído com a sequência temporal de Poisson. Deste modo, a taxa de eventos depende exclusivamente dos parâmetros da distribuição de Poisson. Efeitos como o empilhamento de impulsos surgem naturalmente dependendo dos valores desses parâmetros (figura 3.27).

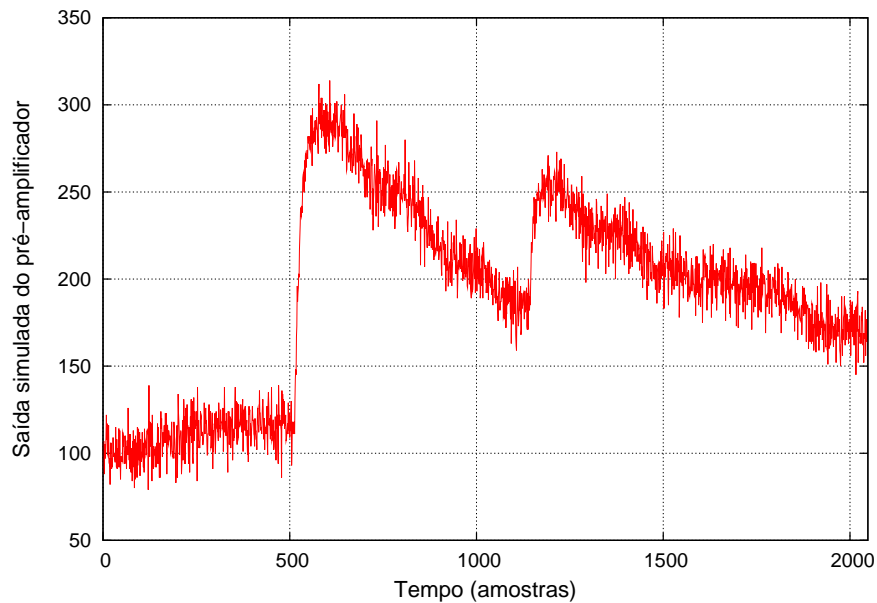


Figura 3.27: Exemplo de um segmento de um sinal gerado com o sintetizador de impulsos com ruído com evidência da ocorrência de empilhamento de impulsos. O ruído simulado contém as componentes de ruído branco e $1/f^2$.

A combinação das componentes de ruído com o impulso resulta num sinal que simula a saída do pré-amplificador e que é usado no teste e desenvolvimento de espectrómetros digitais.

3.7 Optimização da Função de Pondera o com Ru ido Arbitrário

3.7.1 Introdu o

Como se viu anteriormente (sec o 3.5.4), a escolha e a parametriza o do filtro de enforma o capaz de maximizar a SNR exige o conhecimento das condi es experimentais bom como do tipo de ru ido presente na experiência. Existem diversos métodos para efectuar a medi o do ru ido de um sistema experimental analógico (detector com pré-amplificador) sendo um dos mais simples o apresentado por [1]. Este método faz uso de um gerador de impulsos para gerar um impulso rectangular do tipo degrau que após a passagem por um condensador origina um sinal de carga semelhante ao gerado pela radia o ionizante no detector. Este sinal   injectado no pré-amplificador de carga sendo a sua saída medida por intermédio de um voltímetro *rms* ou um osciloscópio com vista   histrograma o. O valor eficaz do ru ido   dado pela largura a meia altura (FWHM) da linha espectral resultante. A escolha e parametriza o da enforma o analógica pode então ser feita por forma a minimizar o valor da FWHM.

Porém, num sistema digital existe um método que permite que o próprio sistema determine o ru ido presente e desta forma sintetize a fun o de pondera o óptima do ponto de vista da rela o sinal-ru ido. A vantagem deste método   a de ter em considera o todas as fontes de ru ido efectivamente presentes no sistema independentemente do seu conhecimento.

O algoritmo   apresentado por Sampietro e Bertuccio [41, 10] e consiste na aplica o do método dos mínimos quadrados ponderados (também referenciado como Weighted LMS - *Weighted Least Mean Square*) para determinar a forma óptima da fun o de pondera o, partindo do conhecimento do ru ido e da resposta ao impulso dada pelo pré-filtro analógico. Este método   iterativo e pretende calcular a amplitude de um impulso mediante a minimiza o da soma dos quadrados dos desvios entre as amostras experimentais e um impulso padrão.

Nas sec es seguintes deste capítulo   apresentado o método LMS usado no cálculo da fun o de pondera o óptima.

3.7.2 Método dos Mínimos Quadrados - LMS

A interac o de radia o ionizante num meio detector produz um impulso na saída do pré-amplificador com a forma $As(t - T)$, sendo A a amplitude, que   proporcional   carga gerada no meio detector, e T representa o instante de ocorrência da interac o. As medidas dos dois parâmetros (A e T) são afectadas tanto pelo ru ido presente no detector como pela electrónica associada. O objectivo deste algoritmo   a estimativa destes parâmetros (A e T) da forma do impulso, com o menor erro possível. Assume-se para isso que a forma do sinal está normalizada em área sendo referenciada como *curva de referência* ou *impulso padrão*. Para além do conhecimento desta curva de referência   também requerido o conhecimento do ru ido na ausência de sinal. O conhecimento destes dois elementos   essencial para que se consiga alcançar a condi o de resolu o óptima. A melhor estimativa dos parâmetros A e T   conseguida, como se referiu, pelo método dos mínimos quadrados ponderados (WLMS) na forma matricial. A op o por esta forma   particularmente aconselhada para computa o numérica.

No processo de cálculo do filtro por WLMS pretende-se filtrar uma sequência de valores de entrada $s[t]$, usando um filtro com resposta ao impulso unitário $h[t]$ (de comprimento m), por forma a produzir uma saída que coincida o mais possível com uma determinada sequência padrão $d[t]$. Este método é também referido por vezes como filtragem adaptativa.

Se se considerar que $y[t]$ é a saída do filtro, a sua expressão será naturalmente dada pela convolução

$$y[t] = \sum_{i=0}^{m-1} h[i]s[t-i] \quad (3.40)$$

Pode igualmente considerar-se que $d[t] = y[t] + e[t]$, sendo $e[t]$ o erro entre a saída do filtro e a saída desejada.

Desta forma pode escrever-se que $d[t]$ é dada por

$$d[t] = \sum_{i=0}^{m-1} h[i]s[t-i] + e[t] \quad (3.41)$$

O objectivo da filtragem é então o de determinar os coeficientes do filtro $h[i]$ de tal modo que o erro entre a saída do filtro e o sinal desejado seja o mais pequeno possível, ou seja pretende-se que

$$e[t] = d[t] - y[t] \quad (3.42)$$

seja minimizado para cada valor de t .

O método LMS usa precisamente o critério de minimização da soma do quadrado dos erros:

$$\min \sum_{i=i_1}^{i_2} |e[i]|^2 \quad (3.43)$$

sendo i_1 e i_2 os limites em que se pretende fazer a minimização [42].

No caso particular do LMS aplicado ao cálculo dos coeficientes do filtro óptimo é necessário recorrer ao seguinte conjunto de dados:

- **S - Vector de amostras experimentais** - Este vector é obtido pela digitalização do sinal na saída do pré-amplificador. Corresponde a um impulso normal tal como visto por qualquer espectrómetro digital. O número de amostras N registadas por cada impulso constitui a dimensão do vector **S**.
- **E - Curva de referência ou Impulso Padrão**- É o vector que contém a forma do sinal na saída do pré-amplificador mas sem as componentes de ruído. Contém os valores dos parâmetros A e T .

$$E = Af(t - T). \quad (3.44)$$

- **Y - Vector dos desvios** - É obtido pela diferença elemento a elemento do vector das amostras experimentais e da curva de referência:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S} - \mathbf{E}. \quad (3.45)$$

- **R - Matriz de covariância do ruído** - Esta matriz contém a informação de autocorrelação do ruído na saída do pré-amplificador.

De posse do vector dos desvios \mathbf{Y} entre as amostras experimentais e a curva de referência e da matriz de covariância do ruído \mathbf{R} , este método pretende obter os valores de A e T que minimizem o erro que é dado pela expressão 3.46 como se demonstra em [41].

$$\epsilon = \mathbf{Y}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} \quad (3.46)$$

A aplicação directa desta expressão não é possível nesta aplicação uma vez que o problema não é linear em relação ao parâmetro T . Por essa razão, o método dos mínimos quadrados é usado iterativamente, numa forma linearizada, para sucessivos valores dos parâmetros A e T a estimar. Dados os valores iniciais a estes parâmetros A_0 e T_0 o algoritmo de ajuste produz as correcções ΔA e ΔT através da seguinte equação:

$$\begin{pmatrix} \Delta A \\ \Delta T \end{pmatrix} = (\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} \quad (3.47)$$

contendo a matriz \mathbf{G} as derivadas da curva de referência em ordem aos parâmetros, para cada um dos instantes de amostragem.

A solução da equação (3.47) origina novos valores de A e T dados por:

$$\begin{aligned} A_1 &= A_0 + \Delta A \\ T_1 &= T_0 + \Delta T \end{aligned} \quad (3.48)$$

Estes valores são então usados para actualizar a curva de referência $E(t)$, o vector dos desvios \mathbf{Y} e a matriz \mathbf{G} . O processo é mantido iterativamente até que os valores de ΔA e ΔT se tornem desprezáveis. No final do processo iterativo, a curva $E(t)$, a que correspondem os parâmetros \bar{A} e \bar{T} representa o melhor ajuste ao sinal de amostras experimentais. Os valores de \bar{A} e \bar{T} representam a melhor estimativa da amplitude e do instante de ocorrência do impulso $f(t)$.

Para além dos parâmetros, o algoritmo permite determinar a matriz de variância dos parâmetros estimados

$$\begin{pmatrix} \sigma_A^2 & \sigma_{\bar{A}\bar{T}} \\ \sigma_{\bar{T}\bar{A}} & \sigma_T^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \quad (3.49)$$

Estes valores das variâncias dependem dos valores experimentais por intermédio das características do ruído (\mathbf{R}) e do impulso experimental (\mathbf{S}) através da dependência de \mathbf{G} com o parâmetro T [43].

Um processador de impulsos (o enformador analógico ou um processador digital) é normalmente caracterizado pela sua resposta ao impulso unitário. No entanto, para sistemas lineares e invariantes no tempo, é usual usar a nomenclatura de função de ponderação (*Weighting Function* ou WF) sendo esta definida como a imagem ao espelho dessa resposta ao impulso unitário sendo portanto indiferente utilizar os dois termos. Assim, a função de ponderação pode ser definida para cada filtro (variante ou invariante no tempo) como a função $W(t)$ que nos dá a resposta na saída no instante de medida t_m de um impulso $\delta(t)$ na entrada para cada instante $t < t_m$. O pulso $\delta(t)$ pode ser um impulso de sinal ou o próprio ruído (representação de Campbell do ruído).

Para determinar a função de ponderação (WF) a partir deste algoritmo deve notar-se que no final do processo iterativo o vector das correcções deve ser nulo:

$$\begin{pmatrix} \Delta A \\ \Delta T \end{pmatrix} = 0 \quad (3.50)$$

pelo que

$$(\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} = 0 \quad (3.51)$$

Esta equação de forma matricial representa tantas equações independentes quantos os parâmetros a ser estimados. Neste caso os parâmetros A e T :

$$\begin{aligned} [(\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1}]_A \mathbf{Y} &= \mathbf{W}_A \mathbf{Y} = 0 \\ [(\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1}]_T \mathbf{Y} &= \mathbf{W}_T \mathbf{Y} = 0 \end{aligned} \quad (3.52)$$

atendendo a que

$$\mathbf{W} = (\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \quad (3.53)$$

Lembrando a expressão do vector dos desvios \mathbf{Y} , as expressões (3.52) virão

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_A (\mathbf{S} - \mathbf{E}) &= 0 \\ \mathbf{W}_T (\mathbf{S} - \mathbf{E}) &= 0 \end{aligned} \quad (3.54)$$

É possível demonstrar [44] que estas equações são equivalentes a

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \mathbf{W}_A \mathbf{S} \\ 0 &= \mathbf{W}_T \mathbf{S} \end{aligned} \quad (3.55)$$

cuja forma escalar é

$$\bar{A} = \mathbf{W}_A \mathbf{S} = \sum_{i=1}^N w_A(t_i) s(t_i) \quad (3.56)$$

$$0 = \mathbf{W}_T \mathbf{S} = \sum_{i=1}^N w_T(t_i) s(t_i) \quad (3.57)$$

O valor \bar{A} é assim a melhor estimativa para a amplitude do sinal, i.e. o valor de pico da curva na saída de um sistema com a mesma WF. Para sintetizar a totalidade da curva WF para qualquer valor de t , e não apenas para o valor de pico, deve substituir-se o vector \mathbf{S} pela curva de referência $E(t)$ obtendo-se então

$$A(\lambda) = \sum_{i=1}^N w_A(t_i) E(t_i - \lambda) \quad (3.58)$$

E, de igual modo, é possível obter a função de ponderação $T(\lambda)$.

$$T(\lambda) = \sum_{i=1}^N w_T(t_i) E(t_i - \lambda) \quad (3.59)$$

Facilmente se observa que estas funções de ponderação mais não são que a convolução dos coeficientes w com o impulso padrão \mathbf{E} . Uma vez que os elementos \mathbf{W}_A e \mathbf{W}_T determinados serão os óptimos, as funções de ponderação obtidas (WFs) estão naturalmente optimizadas com a única limitação de possuírem a dimensão temporal do impulso amostrado.

3.7.3 Síntese das Funções de Ponderação

Tal como foi apresentado nas secções anteriores, a função de ponderação óptima apenas depende do ruído efectivamente presente no sistema detector e pré-amplificador bem como do impulso padrão na sua saída. Seguidamente é apresentado, com algum detalhe, o processo de implementação do algoritmo descrito com realce para o modo de construir cada um dos vectores e matrizes utilizados.

Vector de Ruído O vector de ruído (X) não é usado directamente no algoritmo. No entanto, é essencial para construir a matriz de covariância \mathbf{R} . Este vector deve ser de dimensão (M) substancialmente superior ao do número de amostras (N) presentes no impulso padrão \mathbf{E} ou no vector de amostras experimentais \mathbf{S} . A sua construção resultou da amostragem digital do sinal na saída do pré-amplificador na ausência de impulsos (figura 3.28).

O número de amostras consideradas neste vector de ruído deve ser substancialmente maior que o número de amostras dos impulsos usados no algoritmo de ajuste.

Matriz de Covariância do Ruído A matriz de covariância do ruído (R) é construída com base no vector de ruído descrito anteriormente através da seguinte expressão:

$$R(i, j) = R(j, i) = K_{XX}(j - i) \quad (3.60)$$

sendo o elemento K_{XX} dado pela expressão da autocorrelação

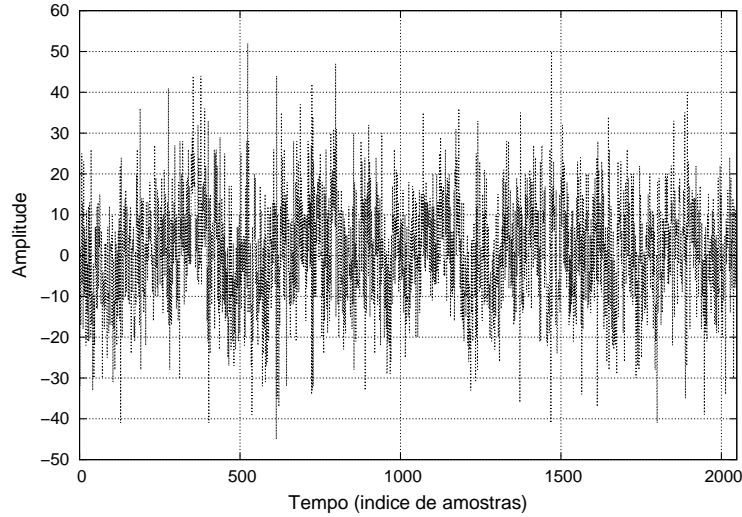


Figura 3.28: Vector de ruído presente no sistema detector + pré-amplificador. Amostragem na ausência de impulsos provocados por radiação incidente.

$$K_{XX}(i) = \sum_{j=1}^{M-i} \frac{X(j)X(j+i)}{M-i} \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (3.61)$$

e tendo em consideração que $N \ll M$.

A matriz de covariância é assim uma matriz simétrica que apenas depende do ruído presente no sistema e que pode ser actualizada ao longo do tempo por forma a manter a função de ponderação otimizada ao longo do tempo.

Vector do Impulso-Padrão \mathbf{E} O vector de impulso padrão (\mathbf{E}) foi obtido por via analítica, considerando a forma dos impulsos provenientes de pré-amplificadores de carga com detectores de radiação. Tal como foi referido, este impulso deverá ser da forma $E(t) = As(t - T)$.

Contudo, segundo [45], este sinal consiste num impulso de corrente centrado no instante T com uma forma característica do tipo de detector bem como do tipo e local da interacção da radiação no volume do detector. O objectivo do algoritmo LMS é precisamente estimar os valores de A e T para o impulso com a forma $As(t - T)$. Para além disso, este vector deve ter a sua área normalizada à unidade.

Atendendo ao processo de formação de impulsos no meio detector, uma boa aproximação à forma destes impulsos é dada pela seguinte expressão:

$$E(t) = A \left(e^{-\frac{(t-T)}{\tau_d}} - e^{-\frac{(t-T)}{\tau_r}} \right) \quad (3.62)$$

sendo τ_r e τ_d os coeficientes de subida e decaimento do impulso assumindo o comportamento exponencial nos dois flancos.

A utilização desta expressão tem a "limitação" imediata de apenas se poder utilizar para valores de tempo t imediatamente posteriores ao início do flanco ascendente do impulso (T), uma vez que para valores anteriores a função se torna assintoticamente negativa.

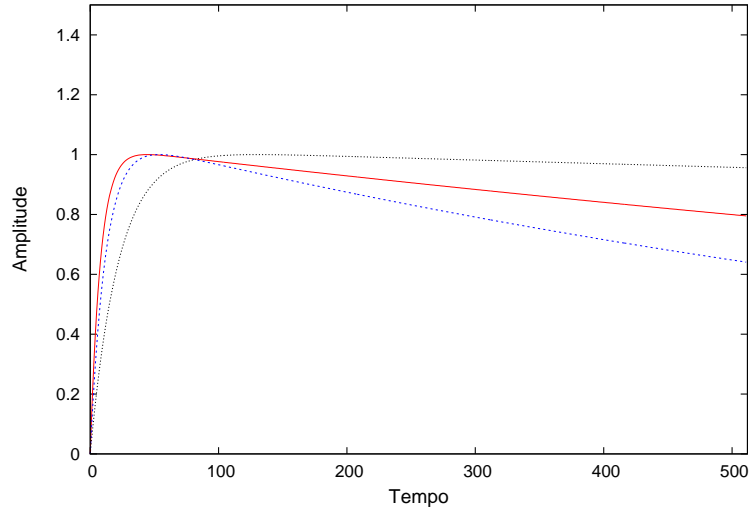


Figura 3.29: Exemplo de 3 impulsos padrão com diferentes parâmetros de τ_r e τ_d obtido pela expressão analítica (3.62).

Outro processo de obter este impulso padrão seria a amostragem e média de vários impulsos provenientes do pré-amplificador com conseqüente ajuste de uma função polinomial. No entanto, o presente algoritmo apenas faz uso da expressão analítica que também é usada na construção da matriz \mathbf{G} .

Matriz \mathbf{G} É possível demonstrar [43] que a matriz \mathbf{G} resulta do processo de expansão em série de Fourier da expressão do impulso padrão e que após linearização desta se obtém a expressão recursiva

$$E(t_i, A, T) = E(t_i, A', T') + \mathbf{G} \begin{vmatrix} \Delta A \\ \Delta T \end{vmatrix} \quad (3.63)$$

sendo t_i os instantes de amostragem e A' e T' os valores actuais dos parâmetros.

A matriz \mathbf{G} é então definida como

$$\mathbf{G} = \begin{vmatrix} \frac{\partial E(t_1)}{\partial A} \Big|_{A',T'} & \frac{\partial E(t_1)}{\partial T} \Big|_{A',T'} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{\partial E(t_N)}{\partial A} \Big|_{A',T'} & \frac{\partial E(t_N)}{\partial T} \Big|_{A',T'} \end{vmatrix} \quad (3.64)$$

sendo as derivadas parciais da expressão 3.62 dadas por

$$\frac{\partial E(t_i)}{\partial A} \Big|_{A',T'} = e^{-\frac{t_i-T'}{\tau_d}} - e^{-\frac{t_i-T'}{\tau_r}} \quad (3.65)$$

$$\frac{\partial E(t_i)}{\partial T} \Big|_{A',T'} = A' \left(\frac{e^{-\frac{t_i-T'}{\tau_d}}}{\tau_d} - \frac{e^{-\frac{t_i-T'}{\tau_r}}}{\tau_r} \right) \quad (3.66)$$

Com a construção desta matriz \mathbf{G} ficam definidas todos os vectores e matrizes necessários para a aplicação do método LMS que se encontra esquematizada na figura 3.30.

Na secção seguinte são apresentadas e analisadas as funções de ponderação obtidas com base neste algoritmo iterativo para diversas condições de ruído presente num sinal pré-amplificado.

3.7.4 Funções de Ponderação Optimizadas

Tal como foi descrito na secção anterior, a vantagem do cálculo das funções de ponderação pelo método LMS é poder sintetizar a função adequada para as condições particulares de cada experiência. Para mostrar como esta função de ponderação varia na forma e sinal em função do ruído presente no sinal foram utilizados impulsos com componentes de ruído como as descritas na expressão 3.18. Para obter as sequências de ruído necessárias para construir a matriz de covariância foi usado o método descrito na secção 3.6.

Na figura 3.31 são apresentadas as funções de ponderação obtidas apenas com cada uma das componentes descritas na expressão 3.18 individualmente.

A análise qualitativa destas funções de ponderação é concordante com a prevista na literatura para as mesmas combinações de fontes de ruído presentes no sinal de um pré-amplificador [41]. Com efeito, a forma característica de "sino" surge claramente com a presença de ruído $1/f$ e $1/f^2$ [5, 46]. A variação dos pesos dados a cada componente de ruído sintetizado permite fazer variar esta forma da função de ponderação. É inclusivamente visível o aparecimento da inflexão nos extremos da função de ponderação para os casos em que o ruído $1/f$ está presente tal como foi demonstrado por Gatti [37].

Refira-se ainda que o procedimento de síntese da função de ponderação na forma matricial é particularmente adequada para a implementação num processador digital de sinal (DSP).

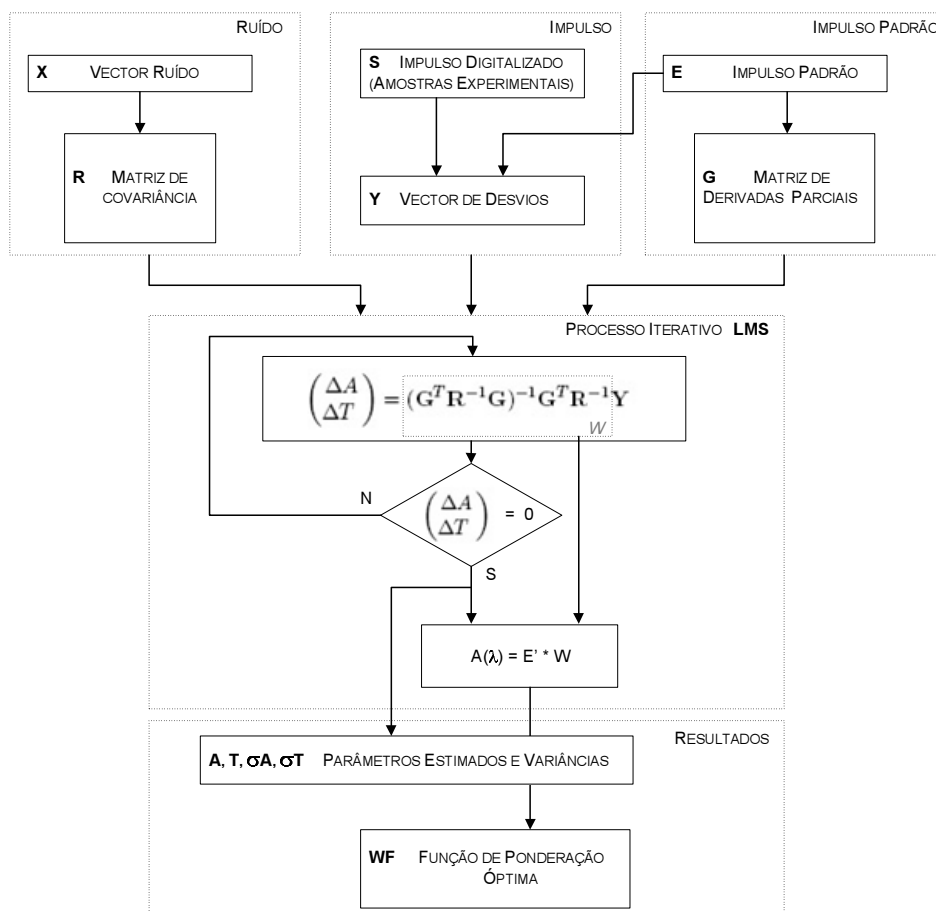


Figura 3.30: Esquema do processo de determinação da função de ponderação óptima. A parte superior contém os dados de entrada e a parte inferior os resultados. Na parte central está representado o processo iterativo descrito anteriormente (equação 3.47).

Existem bibliotecas de funções otimizadas de manuseamento matricial que podem tornar este procedimento relativamente expedito. O método LMS pode então ser usado num processo de inicialização ou calibração do sistema de espectrometria [46, 23, 1].

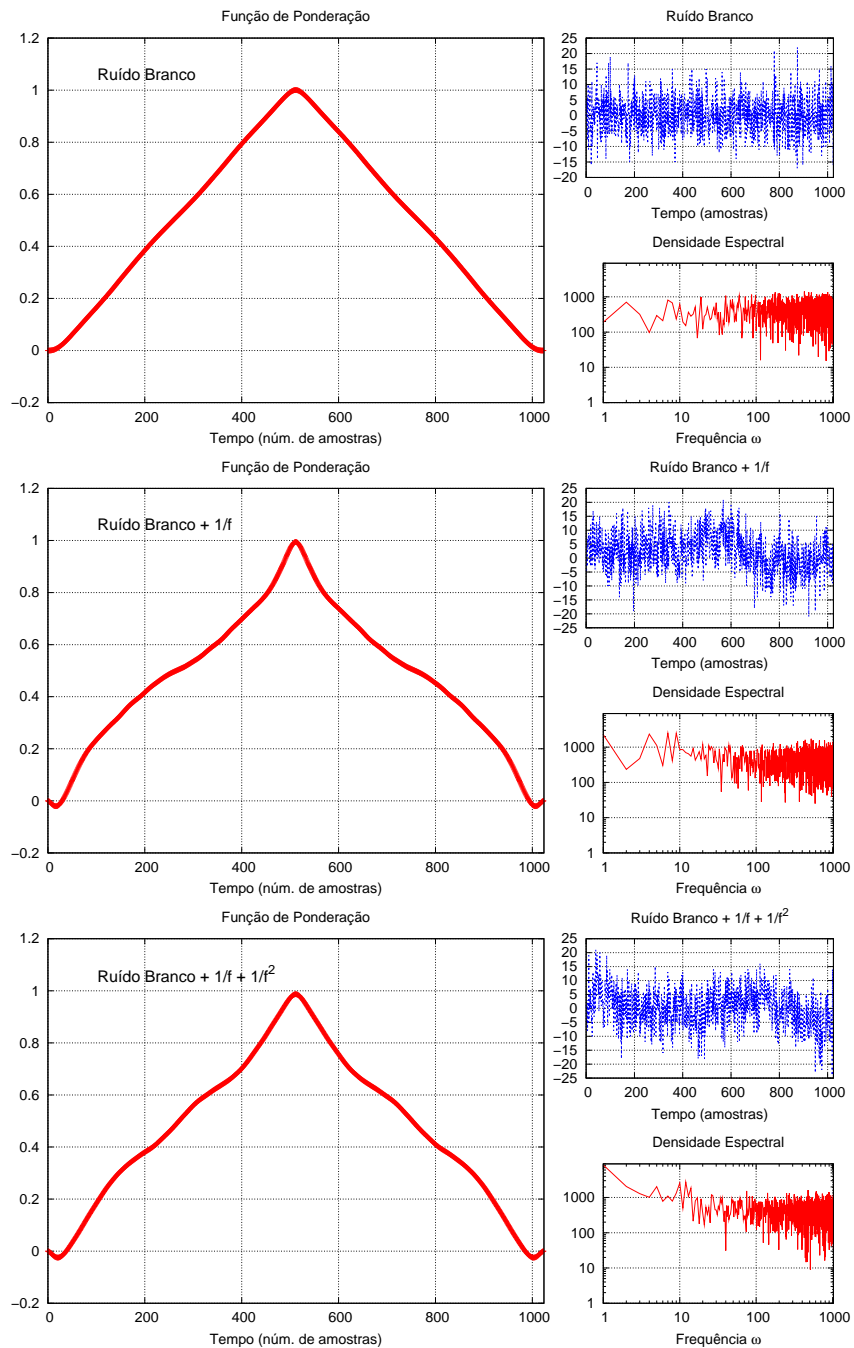


Figura 3.31: Funções de ponderação (WF) obtidas pelo método de LMS para três combinações de ruído presente num sinal na saída do pré-amplificador. As três situações referem-se à presença de ruído branco, ruído branco com $1/f$ e ruído branco com $1/f$ e $1/f^2$.

3.8 Conclusões

O presente capítulo apresenta os algoritmos de processamento digital de impulsos usados em espectrometria de radiação. São apresentados os métodos de cálculo dos principais parâmetros dos impulsos pré-amplificados com especial ênfase para o instante de ocorrência, amplitude e tempo de subida. No que diz respeito aos instantes de ocorrência verificou-se que o *jitter* e o *time walk* introduzido pelo método de discriminação de nível tornam este método menos fiável que qualquer um dos outros testado: máximo declive e temporização de fracção constante. O desempenho em termos temporais destes dois últimos algoritmos é comparável. Na parametrização em amplitude é dada particular atenção à capacidade de processamento de impulsos empilhados que a filtragem assimétrica permite e são, também, apresentadas soluções para correcção desta e de outros factores de deterioração espectral (recolha incompleta de carga e défice balístico). É apresentado um método de deslizamento linear de escala por forma a corrigir os efeitos destes factores.

Dado tratar-se do factor crítico de qualquer sistema de processamento em espectrometria, a relação sinal-ruído é alvo de análise mais detalhada tendo sido consideradas as principais fontes de ruído que contribuem para a deterioração do sinal detectado. Em função do tipo e origem destas fontes de ruído foi determinada a função de ponderação para o conjunto de detector+pré-amplificador que minimiza a relação SNR e apresentados os resultados com impulsos simulados e reais. No âmbito desta tarefa foi apresentado um sintetizador de impulsos com ruído que obedeça ao modelo genérico $1/f^\beta$. Por fim, foi apresentado um método de determinação de funções de ponderação óptimas para as condições experimentais reais que têm em consideração o ruído efectivamente presente no sinal independentemente do seu conhecimento ou capacidade de modelização.

Capítulo 4

Espectrómetros Digitais

4.1 Introdução

Pelo que foi apresentado no capítulo anterior são indiscutíveis as vantagens de efectuar o processamento digital de impulsos face a abordagem clássica. De entre estas salientam-se a capacidade de escolha do algoritmo que melhor se adapta às condições e objectivos de cada aquisição, a possibilidade de determinar em tempo real a função de ponderação óptima sem necessidade de modelização do ruído presente ou a facilidade de reconfiguração ou reparametrização dos algoritmos a utilizar.

Contudo, actualmente não existem sistemas baseados em processadores de sinal únicos que permitam o mesmo desempenho de taxa de contagens que os sistemas analógicos tradicionais. É pois natural que surjam soluções alternativas que sejam capazes de ampliar o poder de computação disponível para o moroso tratamento digital de impulsos. O presente capítulo apresenta resumidamente duas soluções possíveis para este problema: uma baseada no processamento por *software* mediante a utilização de uma arquitectura expansível de vários DSPs (secção 4.2) e outra em que o processamento é feito numa plataforma híbrida por *hardware* (FPGA¹) e *software* (DSP²) (secção 4.3). Os estudos apresentados incidem, no primeiro caso, sobre os aspectos da eficiência da distribuição do processamento e respectiva consequência para o tempo morto do sistema, e no segundo caso, sobre uma implementação dos algoritmos de processamento na plataforma de processamento reconfigurável (FPGA).

¹Field Programmable Gate Array

²Digital Signal Processor

4.2 Sistemas Expansíveis baseados em Multiprocessamento

A opção pelo multiprocessamento constitui uma das soluções possíveis para contornar a limitação intrínseca do poder de computação dos sistemas de processamento digital de impulsos. O sistema apresentado nesta secção (DPP-M8) corresponde a uma das soluções pioneiras na adopção do multiprocessamento para sistemas de tempo real aplicados à espectrometria atómica e nuclear.

4.2.1 Arquitectura

O DPP-M8 é um espectrómetro digital baseado em multiprocessamento (DPP-M8) originalmente concebido para aplicações de espectrometria atómica e nuclear [1, 47]. A sua arquitectura baseia-se numa estrutura do tipo *Master-Slave* expansível com processadores digitais de sinal. A unidade *Master* (MU) é a charneira de todo o sistema de controlo e aquisição. Esta unidade controla um conjunto de unidades *slaves* (SU³) responsáveis pelo processamento local dos dados adquiridos por um *Flash ADC* de alta velocidade. A unidade MU contém também uma unidade de disparo e localização de impulsos bem como uma unidade de controlo de *bus* (*Control Bus Unit* ou BCU) que sincroniza as comunicações com todas as unidades *Slave* presentes no sistema. A arquitectura simplificada deste sistema escalável com multiprocessamento está representado na figura 4.1.

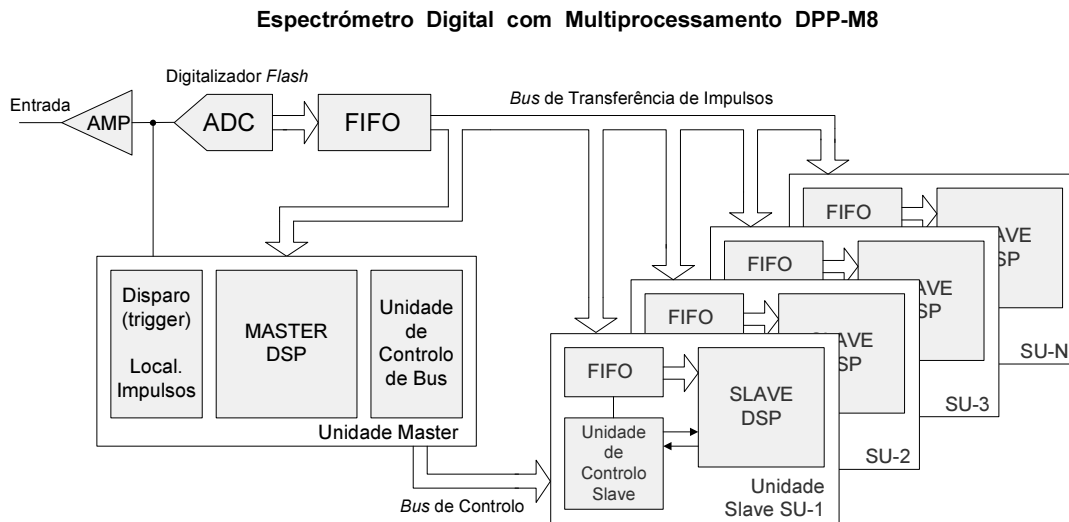


Figura 4.1: Arquitectura do espectrómetro digital baseado em multiprocessamento (DPP-M8). A configuração *Master-Slave* escalável permite ao DPP-M8 albergar até 8 unidades *Slave*. A unidade mestra (MU) supervisiona as transferências de dados dos impulsos digitalizados para as unidades SU e recolhe a informação resultante (parâmetros dos impulsos) após o processamento com vista à construção do espectro em energia (adaptado de [1]).

³Slave Units

O bloco de aquisição de dados possui uma estrutura semelhante à maior parte dos espectrómetros digitais. As suas componentes principais são um amplificador linear, uma unidade de disparo e localização de impulsos e um digitalizador rápido de elevada resolução. O sinal de entrada é continuamente digitalizado e armazenado temporariamente numa memória sequencial do tipo FIFO. Posteriormente, os dados são transferidos pelo *bus* de transferência de impulsos (*Pulse Transfer Bus*) para as memórias locais das respectivas unidades *Slave*. Os dados são então processados pelo DSP local de acordo com os parâmetros definidos pela MU e pela unidade de disparo.

Este espectrómetro com multiprocessamento foi originalmente concebido para otimizar o desempenho e a taxa de contagens através da minimização do tempo de preparação em pré-processamento dos impulsos digitalizados, garantindo que a quase totalidade do tempo de processamento dos DSPs é efectivamente dedicada à aplicação dos algoritmos de processamento digital de impulsos.

4.2.2 Análise de Tempo Morto

Os sistemas usados em espectrometria atómica e nuclear possuem habitualmente um tempo mínimo, após cada evento, durante o qual negligenciam eventuais novos impulsos. Esta limitação, normalmente referida como tempo morto, é uma consequência directa dos processos físicos no meio detector, bem como das limitações temporais no processamento da informação detectada por parte dos módulos electrónicos [13]. O processo de decaimento radioactivo é de natureza aleatória pelo que existe sempre uma probabilidade não nula de um evento ocorrer num intervalo de tempo muito curto após o último evento detectado e sendo, por isso, perdido na contabilização geral do sistema de aquisição. Por esta razão, as perdas de eventos, não contabilizados devido ao tempo morto, podem assumir um papel importante principalmente quando se opera a elevadas taxas de contagem. Um sistema de aquisição e processamento como um espectrómetro digital deve considerar e minimizar estas perdas por forma a obter um resultado mais exacto.

O tempo morto é relativamente fácil de modelizar nos espectrómetros tradicionais. Normalmente estes sistemas são construídos com base em arquitecturas bem conhecidas e sobejamente testadas que visam a determinação de um conjunto limitado de parâmetros. Para além disso, estes sistemas apresentam um fluxo de informação quase linear resultando numa *casca* de módulos electrónicos interligados. O tempo morto total resulta assim da contabilização cumulativa dos sucessivos tempos de tratamento dos dados (latências, tempos de conversão, etc.). Consequentemente, é possível descrever eficazmente o tempo morto destes sistemas convencionais por intermédio de um modelo analítico [13].

O desenvolvimento recente das tecnologias de aquisição rápida e processamento digital provocaram algumas alterações importantes na arquitectura dos sistemas usados em espectrometria. Os módulos de processamento analógico do sinal são substituídos por conversores analógico-digital (ADCs) de alta velocidade do tipo *Flash* transferindo a tarefa do processamento para os dispositivos digitais como FPGAs (Field Programmable Gate Arrays)[48] ou DSPs (Digital

Signal Processors)[49]. Existem diversos tipos de espectrômetros digitais, projectados e construídos de acordo com as necessidades específicas de cada aplicação. Deste modo, o tempo morto tornou-se extremamente dependente da arquitectura adoptada, bem como da aplicação e das condições de funcionamento. Por esta razão, a modelização analítica do tempo morto é muito complexa sendo necessário recorrer a outras ferramentas para conhecer e avaliar as perdas estatísticas dos espectrômetros digitais, como o apresentado neste capítulo [50]. Para este efeito foi desenvolvido um simulador computacional (C/C++) capaz de reproduzir o fluxo de informação em diversos espectrômetros digitais entre os quais o DPP-M8 com um elevado grau de paralelismo de processamento [50]. O objectivo deste simulador consiste na reprodução do comportamento da informação digital nos canais de aquisição e processamento do multiprocessador com vista ao estudo e optimização da sua configuração e dimensionamento (configurações e extensões de memória, etc.). O processo é baseado nos princípios da simulação pelo método de Monte Carlo, reproduzindo o sinal digitalizado e o seu fluxo nas componentes electrónicas do multiprocessador.

Cada amostra gerada pode conter informação referente a ruído (não especificando de que tipo ou origem) ou a um evento detectado e válido, com uma distribuição temporal de Poisson parametrizável. Desta forma é simulado o sinal de um detector de radiação tal como surgiria na saída do ADC no bloco de aquisição (figura 4.1).

As funções que reproduzem os módulos electrónicos das unidades *Slave* incluem memórias sequenciais do tipo FIFO, *buffers* circulares, contadores, semáforos, etc.

O propósito final do simulador consiste na contabilização de eventos processados por unidade de tempo face à totalidade dos que foram gerados originalmente. O intervalo entre amostras define o inverso da taxa de amostragem do ADC sendo portanto ajustável para as diferentes velocidades de digitalização permitidas no DPP-M8.

Para além da reprodução do funcionamento do multiprocessador, esta aplicação permite estudar e confirmar o comportamento do tempo morto das arquitecturas mais simples usualmente empregues em espectrometria da radiação. São disto exemplo o analisador multicanal (MCA) ou os espectrômetros digitais com diferentes configurações de memória.

4.2.2.1 Analisador Multicanal Convencional

O tempo morto de um multicanal convencional é normalmente bastante bem descrito pelo modelo não-paralizável. Este modelo refere que após cada evento o sistema demora um intervalo de tempo τ a processar a informação referente ao impulso permanecendo insensível a novos eventos. Na maior parte dos MCAs este τ é predominantemente determinado pelo tempo de conversão do ADC juntamente com o tempo de transferência para memória⁴.

Os multicanais comerciais apresentam valores típicos para os tempos de conversão da ordem de $10\mu s$. Estes valores originam perdas de cerca de 9% para taxas de eventos de 10000 impulsos por segundo (figura 4.5).

⁴Eventualmente pode surgir uma componente temporal referente ao processo de linearização como por exemplo o método da escala deslizante, com vista à redução dos efeitos da não-linearidade diferencial do digitalizador.

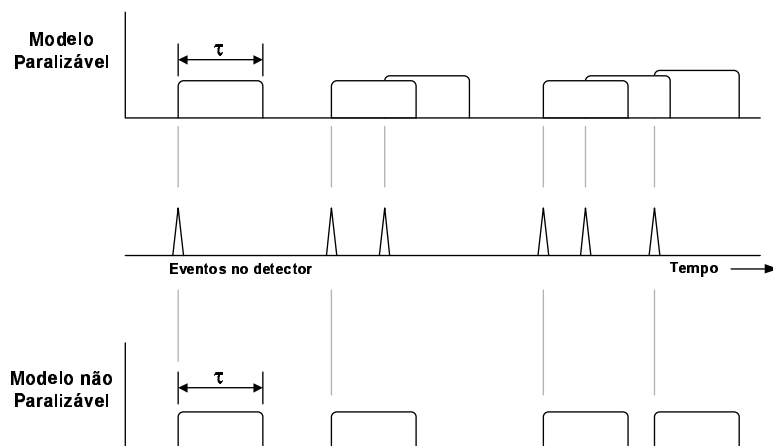


Figura 4.2: Modelos de tempo morto paralizável e não paralizável (adaptado de [13]).

4.2.2.2 Arquitecturas Digitais

Nos espectrómetros digitais os impulsos são digitalizados imediatamente após o andar de pré-amplificação, sendo armazenados numa memória sequencial local (FIFO) e seguidamente transferidos para um *buffer* circular com vista ao processamento em tempo real ou alternativamente armazenados noutra dispositivo.

A abordagem do processamento digital dos impulsos pré-digitalizados permite reduzir significativamente a natureza aleatória do processo de decaimento radioactivo mediante a inclusão destas unidades de memória onde os impulsos são cumulativamente guardados.

Buffer de 1 impulso Na sua forma mais simplificada, um espectrómetro digital possui a estrutura descrita anteriormente e apresentada na figura 4.3. Esta abordagem permite o armazenamento de um impulso enquanto o anterior se encontra a ser processado no DSP, contribuindo assim para a redução do tempo morto [51].

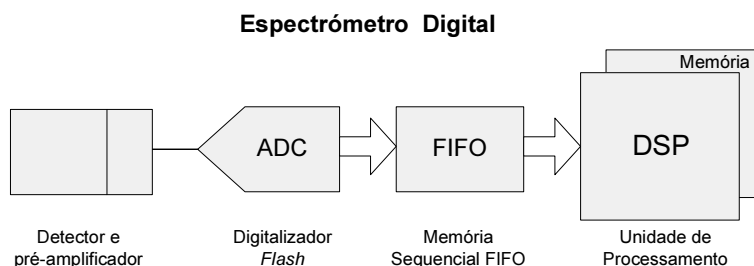


Figura 4.3: Arquitectura simplificada de um espectrómetro digital. O sinal pré-amplificado é digitalizado e armazenado num FIFO local para processamento pelo DSP.

A modelização analítica do tempo morto de um sistema deste tipo é possível tendo em consideração duas componentes temporais:

- τ_1 - Intervalo de tempo correspondente à aquisição do impulso e transferência para a memória interna do DSP.
- τ_2 - Intervalo de tempo dispendido pelo DSP no processamento de um impulso.

Após a ocorrência de um impulso e durante o intervalo de tempo τ_1 o sistema está insensível a novos eventos. Contudo, durante τ_2 o espectrómetro está apto a receber novos impulsos. A taxa de contagens medida m pode ser analiticamente descrita em função da taxa real de eventos n através da expressão [51]:

$$m = \frac{n}{e^{-n\tau_2} + n(\tau_1 + \tau_2)} \quad (4.1)$$

A taxa de contagens final correspondente a esta expressão está representada na figura 4.5 sendo evidente a melhoria face ao modelo não-paralizável do multicanal convencional (com $\tau = \tau_1 + \tau_2$). Esta melhoria é particularmente significativa para taxas de incidência relativamente baixas e desde que $\tau_2 \gg \tau_1$, como acontece na maioria dos sistemas de processamento deste tipo.

Na simulação realizada usaram-se os valores $\tau_1 = 85\mu s$ e $\tau_2 = 640\mu s$ tendo-se obtido um acréscimo máximo de cerca de 40 % na taxa de contagens face à do multicanal (figura 4.5)

Buffer de N impulsos Se a capacidade da memória local for aumentada por forma a poder armazenar vários impulsos digitalizados durante o tempo em que o processador está ocupado, a redução do tempo morto torna-se ainda mais evidente (figura 4.4).

Esta arquitectura pode ser fisicamente implementada num sistema real através da transferência por DMA (Direct Memory Access) dos impulsos armazenados para a memória do DSP [52]. A simulação com memórias com profundidade de 1, 2 e 6 impulsos está representada na figura 4.5-B. A melhoria do desempenho comparativamente ao MCA convencional (figura 4.5-C) chega a alcançar os 78% ($N = 6$) considerando os intervalos de tempo ($\tau_1 = 85\mu s$ e $\tau_2 = 640\mu s$).

O gráfico (figura 4.5) evidencia que uma arquitectura com *buffer* para *N-impulsos* apenas aumenta o desempenho do espectrómetro digital para taxas de contagem moderadas. Este facto pode ser intuitivamente compreendido uma vez que um *buffer* maior contribui para reduzir o efeito da aleatoriedade nos instantes de ocorrência dos impulsos, diminuindo os tempos de espera do DSP. Contudo, quando o processador se encontra perto do seu limite, o que acontece a elevadas taxas de contagem, é praticamente eliminada a vantagem em utilizar *buffers* de maior profundidade [50].

Para melhorar o desempenho com taxas de incidência elevadas é necessário recorrer a arquitecturas alternativas que permitam elevar os limites referidos anteriormente. De entre as arquitecturas consideradas tornou-se evidente que a mais eficaz seria uma que permitisse um aumento do poder de processamento. A solução baseada na utilização de múltiplos processadores

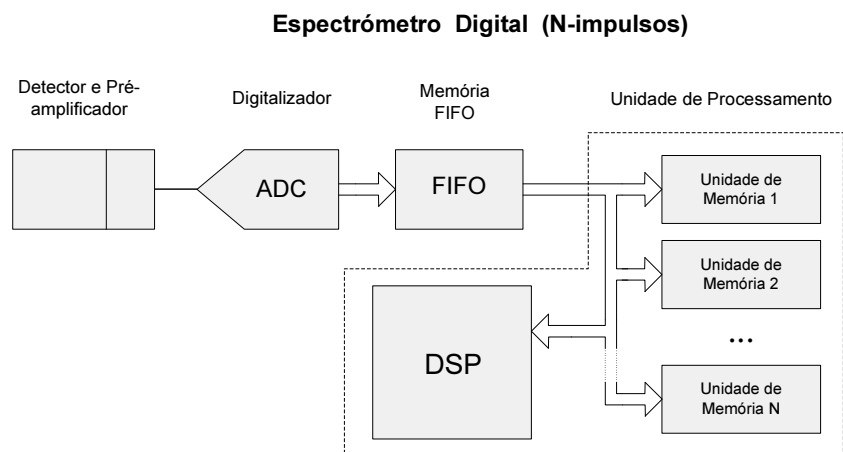


Figura 4.4: Arquitectura básica de um espectrómetro digital baseado em memória com extensão de vários impulsos (N-impulsos). O sinal pré-amplificado é digitalizado e armazenado localmente num FIFO sendo posteriormente transferido por DMA (*Direct Memory Access*) para a memória disponível aguardando processamento.

num único sistema (DPP-M8)[47] propõe-se precisamente reduzir o tempo morto para valores residuais.

4.2.2.3 Arquitectura Digital com Multiprocessamento

Tal como se referiu anteriormente, nenhum dos modelos analíticos apresentados permite descrever o comportamento de um espectrómetro digital com o grau de complexidade do DPP-M8. Contudo, esta arquitectura de processamento é baseada num conjunto de *buffers* de N-impulsos distribuídos pelas diferentes unidades *Slave*. O modelo para o fluxo de informação resultante assume a forma de "árvore" em que cada "ramo" representa uma unidade *Slave* independente (figura 4.6). Para além disso, existe um conjunto de factores que concorre para a não linearidade do comportamento do DPP-M8: transmissão assíncrona de dados para os diferentes módulos *Slave*, interrupções geradas pelo *bus* de comunicações entre os módulos, etc.

Com esta arquitectura de multiprocessamento é teoricamente possível eliminar as perdas por tempo morto na taxa de contagem final, desde que sejam usadas unidades *Slave* suficientes. O simulador construído permite precisamente determinar a configuração óptima que minimiza as perdas por tempo morto neste sistema tendo em consideração os recursos disponíveis [50].

De entre as características que é possível controlar no simulador, salientam-se as seguintes:

- Taxa de amostragem dos impulsos;
- Velocidade de escrita e leitura de dados através do *bus* de transferência de impulsos;
- Tempos de execução dos algoritmos de processamento de impulsos em cada um dos DSPs das unidades *Slave*;

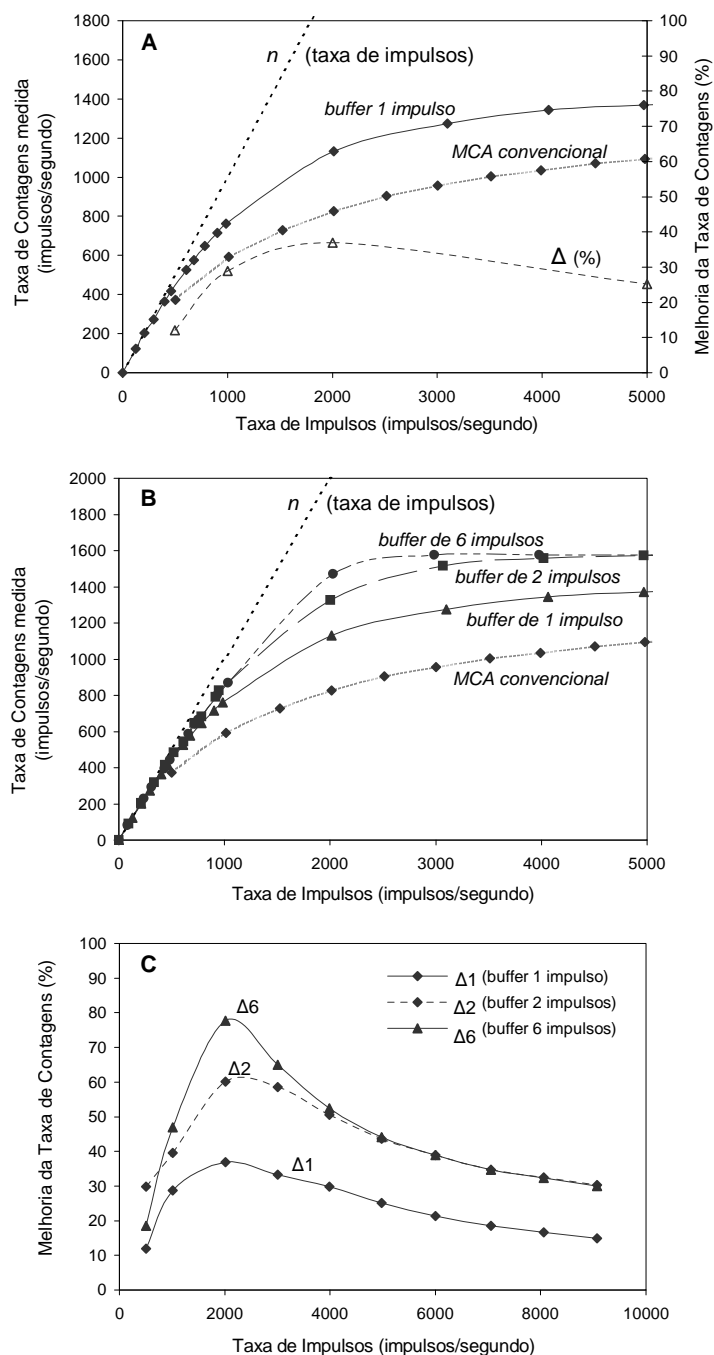


Figura 4.5: Taxa de contagens medida como função da taxa de eventos incidentes: A - Comparação entre o desempenho de um espectrómetro com *buffer* de 1 impulso e de um MCA convencional. (Δ representa a melhoria relativa no desempenho); B - Comparação entre diversas profundidades do *buffer* de processamento (1, 2 e 6 impulsos); C - Melhoria no desempenho em função da profundidade do *buffer* de processamento. Esta melhoria pode alcançar 62% para *buffers* de 2 impulsos (Δ_2) e 78% para *buffers* de 6 impulsos (Δ_6).

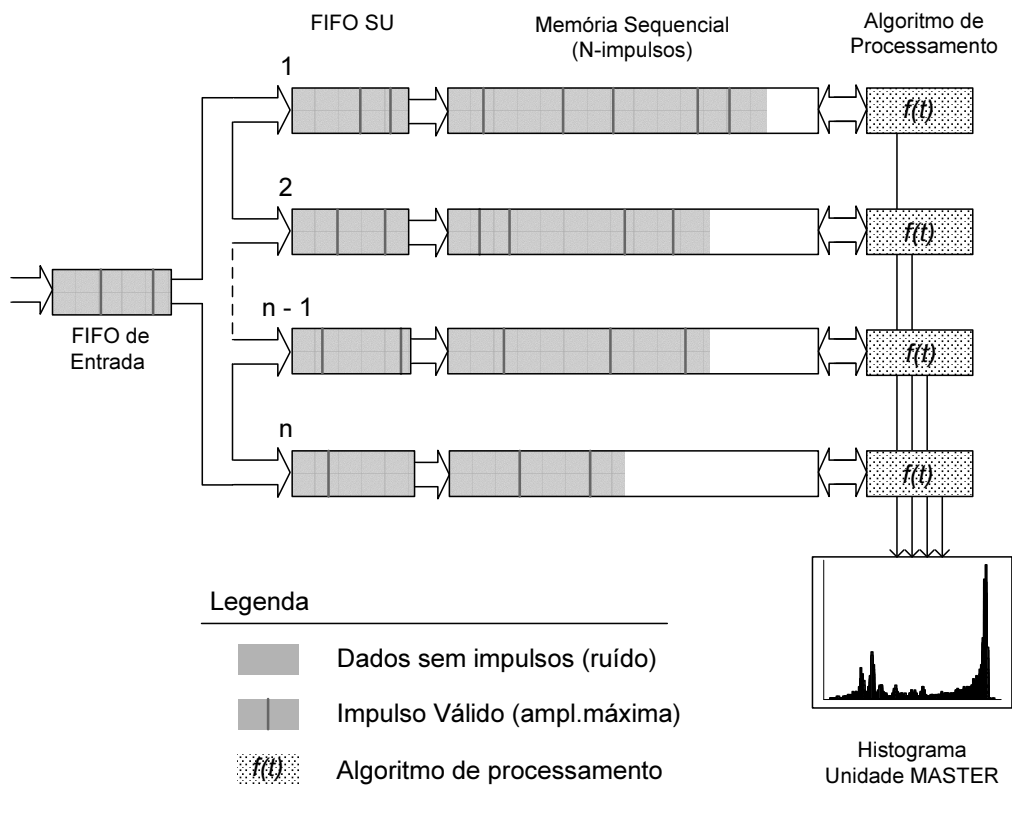


Figura 4.6: Fluxo de dados no espectrômetro digital com multiprocessamento DPP-M8. Configuração com N unidades *Slave* em que cada uma contém um FIFO de entrada e um *buffer* de 6 impulsos ($n = 6$). Os instantes de ocorrência dos impulsos são representados a cinza escuro, enquanto que a cinza claro surgem os dados sem impulsos (ruído).

- Número de amostras usadas na representação de cada impulso e das funções de ponderação;
- Profundidade dos FIFOs utilizados;
- Profundidade e número de impulsos dos *buffers* usados para armazenar temporariamente os impulsos;
- Número de unidades *Slave* utilizadas;
- Comportamento perante situações de empilhamento de impulsos (capacidade de rejeição ou filtragem adaptativa).

Os resultados da simulação para o DPP-M8 estão representados na figura 4.7. Tal como foi visto para o caso do *buffer* de N -impulsos simples, a profundidade do *buffer* usado é crucial para

a taxa de contagens medida quando são usadas várias unidades *Slave*. A utilização de *buffers* maiores tem como consequência uma mais rápida convergência para o valor limite da taxa de contagem tal como no caso dos espectrómetros simples de *buffer* único (figura 4.5-B).

Contudo, este valor limite é determinado pelo tempo dispendido no processamento de cada impulso ($630 \mu s$) sendo eliminada a vantagem de usar *buffers* de maior profundidade para elevadas taxas de incidência.

A simulação realizada permitiu tirar algumas conclusões importantes sobre o efeito da filtragem adaptativa como solução para o empilhamento de impulsos em comparação com a convencional rejeição. O mecanismo da filtragem adaptativa consiste na reformatação das funções de ponderação para os intervalos de tempo em que os impulsos não apresentem empilhamento com outros impulsos vizinhos (secção 3.3.2.2). Este método é exclusivo do processamento digital de impulsos, sendo extremamente importante para taxas de contagem intermédias e elevadas. O afastamento entre a taxa de contagem usando a filtragem adaptativa e a taxa de ocorrência dos impulsos corresponde à rejeição dos impulsos com empilhamento de pico (figura 4.7-A). Nestas situações os impulsos são efectivamente perdidos para a estatística final. Os dados neste gráfico foram obtidos por simulação do DPP-M8 com 2 unidades *Slave* com *buffers* de 6 impulsos. Como se pode observar neste gráfico a taxa de contagem medida acompanha a taxa de incidência até ser atingido o limite máximo de processamento dos DSPs.

Outra característica da simulação que importa referir é a observação da linearidade expectável entre o limite máximo de processamento (no caso de 1 SU de 1600 impulsos/s) e o número de unidades *Slave* usadas (figura 4.7-B). Com efeito, a utilização de duas unidades SU fez duplicar a taxa de contagem máxima ao passo que com 8 SUs se obtém valores de 12800 impulsos/s.

Finalmente, é importante referir que o compromisso entre a taxa de contagens, a capacidade de processamento e a complexidade do algoritmo usado é evidenciado na figura 4.7-C pela comparação do desempenho do sistema com 4 e 8 SUs com algoritmos de diferentes tempos de execução: o algoritmo A até agora considerado ($630 \mu s$) e um mais simples e consequentemente com menor tempo de execução ($160 \mu s$).

Refira-se finalmente que a utilização desta ferramenta de simulação permitiu tirar importantes conclusões em relação à configuração ideal do DPP-M8 [1]. Por exemplo, verificou-se que um *buffer* de 6 impulsos por SU garante uma taxa de contagens suficiente para a maior parte das aplicações em espectrometria atómica e nuclear. Também se verificou que para atingir taxas de contagem de 10^4 impulsos/segundo é necessário 8 unidades *Slave* com um algoritmo de $630 \mu s$ de tempo de execução. É importante referir que os resultados apresentados foram obtidos para velocidades de relógio idênticas para o ADC, as memórias FIFO e os ciclos de escrita e leitura do bus de transferência de impulsos, tendo sido usados impulsos de 512 amostras (correspondente a $10 \mu s$).

4.3 Sistemas Híbridos DSP-FPGA

A adopção de uma solução híbrida para aplicações de espectrometria da radiação pretende beneficiar simultaneamente das vantagens da velocidade de processamento da FPGA bem como

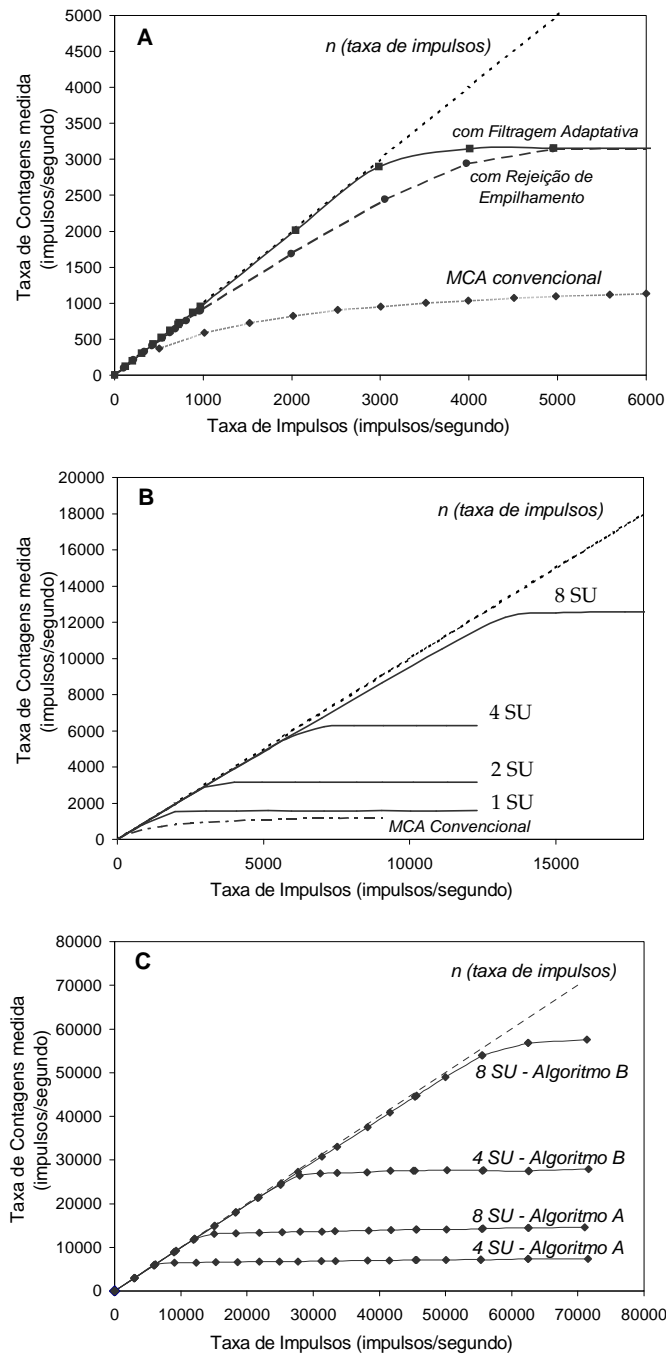


Figura 4.7: Taxas de contagem (medidas) em função da taxa de eventos ou taxa de incidência: A - Usando filtragem adaptativa ou rejeição de empilhamento de impulsos (2 SU com *buffer* de 6 impulsos cada uma); B - Comparativo para diferentes configurações do DPP-M8 (1, 2, 4 e 8 SU), cada uma com *buffer* de 6 impulsos; C - Compromisso entre a taxa de contagens medida, o poder de processamento (número de SUs) e a complexidade dos algoritmos de processamento (método A - 630 μ s e método - B 160 μ s).

da flexibilidade e capacidade de interface do DSP. Têm sido apresentadas várias arquitecturas para espectrómetros digitais baseadas neste princípio, diferindo entre elas do grau de complementaridade entre as duas unidades de processamento [19, 21, 53]. O sistema de processamento híbrido descrito de seguida constitui uma solução possível para algumas das limitações que estes sistemas ainda apresentam. Para além disso, pretende ser uma síntese das diferentes técnicas e algoritmos desenvolvidos.

4.3.1 Introdução

O advento dos módulos digitalizadores rápidos (ADCs *Flash*) associado a cada vez mais rápidas unidades de processamento de sinal dedicadas (DSP), permitiram o aparecimento na década de 90, do século XX, de uma série de arquitecturas alternativas para diversos módulos de espectroscopia. Todos estes sistemas visavam digitalizar o sinal do detector de raios-X o mais perto possível da fonte aumentando assim fortemente o volume de informação a processar, mas também a sua versatilidade e potencial de aplicação. Para além das primeiras soluções de compromisso entre os sistemas analógicos e digitais [15], surgiram duas linhas arquitecturais fundamentais: o multiprocessamento por *software* (abordado na secção anterior) e o processamento híbrido *hardware-software*. As duas abordagens apresentam importantes vantagens sobre os sistemas tradicionais sendo agora a validação, processamento e armazenamento da informação resultante, realizada integralmente por via digital.

A introdução das técnicas de processamento digital de impulsos (PDI) por *software* permitiu realizar tarefas até então não alcançáveis pelos multicanais como a optimização da relação sinal ruído para as condições da experiência, a correcção de amplitude por recolha incompleta de carga e défice balístico [31], etc. Tal como se viu na secção anterior, a grande limitação destes sistemas reside na relativamente baixa taxa de contagens conseguida com estes sistemas.

As soluções adoptadas para tentar contornar esta limitação pressupõem a migração do processamento para a plataforma de *hardware* fazendo uso de FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) para implementar os algoritmos de processamento de impulsos [48]. Algumas destas plataformas resultaram em produtos explorados comercialmente [22, 54, 19].

Contudo, estes espectrómetros possuem ainda algumas limitações de funcionalidade e desempenho como sejam (i) rigidez das funções de ponderação face às condições físicas da experiência; (ii) rejeição de empilhamento de impulsos com consequências na eficiência de contagem; (iii) taxa de contagens limitadas e afastadas do tempo morto nulo teoricamente conseguido com a digitalização integral do sinal.

O sistema apresentado de seguida pretende ser uma solução possível para ultrapassar estas limitações. Trata-se de um módulo digitalizador para *bus* PCI, originalmente concebido com a função de registo de sinais transitórios em experiências de espectrometria de neutrões [55]. Tendo sido concebido como uma plataforma genérica é suficientemente versátil para testar algumas das soluções de processamento propostas no presente documento por via de customização adequada.

De seguida é apresentada a arquitectura deste sistema híbrido (DSP + FPGA) bem como as suas unidades funcionais principais.

4.3.2 Arquitectura

A arquitectura básica do sistema híbrido é apresentada na figura 4.8. Como se disse anteriormente, este sistema é baseado numa plataforma ultra-rápida de aquisição de dados e registo de sinais transitórios usada em espectrometria de neutrões [55]. Esta plataforma possui alguns pontos comuns com a estrutura básica de um espectrómetro digital, o que levou a considerar a sua customização para um espectrómetro digital de radiação.

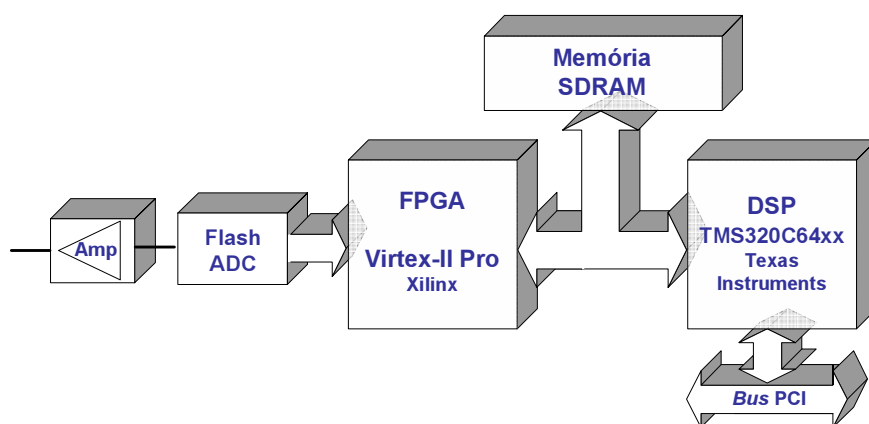


Figura 4.8: Arquitectura simplificada do sistema híbrido que utiliza duas unidades de processamento: um DSP no processamento por *software* e uma FPGA no processamento por *hardware* reconfigurável.

A plataforma encontra-se dividida em 3 sub-blocos principais: aquisição, processamento e controlo e finalmente interface com hospedeiro e utilizador. Estes 3 sub-blocos são apresentados nas secções seguintes.

4.3.2.1 Bloco de Aquisição

Este bloco contém 4 canais de aquisição paralelos, sendo cada um de 200 Mamostras⁵/segundo, com resolução de 8 bits (*Flash ADC*). Nos espectrómetros digitais, como o descrito anteriormente, o digitalizador é seguido de duas memórias sequenciais do tipo FIFO em modo de registo alternado⁶ [1]. Neste caso, a saída do ADC é directamente ligada à FPGA onde está implementado um *buffer* circular em modo de escrita contínua. O *buffer* circular é necessário para garantir o registo das amostras antes do instante do disparo cujo conhecimento é fundamental para os algoritmos de processamento utilizados. O sinal de disparo (*trigger*) é fornecido por uma pequena unidade de disparo e localização de impulsos (TPL⁷) [15] que sinaliza a ocorrência de

⁵1 Mamostra = 10⁶ amostras

⁶O registo alternado corresponde ao termo *interleaved* em que a escrita e leitura são realizadas alternadamente nos dois FIFOs em paralelo, controlada por diferença de fase do sinal de relógio

⁷Trigger and Pulse Locator

novos impulsos. Para além disso, cada canal de aquisição possui ainda uma pequena unidade de acondicionamento do sinal à gama de entrada do digitalizador.

4.3.2.2 Bloco de Processamento e Controlo

O principal objectivo desta unidade é realizar todo o processamento requerido pela aplicação de espectrometria e gerir os sinais de controlo.

O carácter híbrido desta plataforma decorre da co-existência de duas unidades de processamento: a FPGA e o DSP. Estas unidades têm uma função complementar e ajustável de acordo com o modo de funcionamento escolhido para o espectrómetro.

A FPGA é usada para alcançar o melhor desempenho possível nas operações de vírgula fixa em algoritmos usados intensivamente, como sejam a determinação da amplitude dos impulsos, etc. Para além disso, esta unidade de processamento possui uma natureza reconfigurável intrínseca que lhe confere uma enorme versatilidade de interface. A FPGA usada neste módulo pertence à família Virtex-IIProTM, da Xilinx, incluindo no seu interior um *Power PC* com 8 canais de interface capazes de implementar diversos protocolos de comunicações.

Por sua vez, o DSP é a unidade de processamento indicada para realizar operações aritméticas de vírgula flutuante de modo mais rápido e eficaz. O DSP usado *TMS320C64xx*TM, da Texas Instruments, inclui internamente um interface PCI e um controlador de memória dinâmica. Esta característica é bastante importante pois reduz significativamente a complexidade do interface à memória bem como com o PC hospedeiro, reduzindo significativamente o esforço de desenvolvimento e o custo do módulo.

Uma das principais características deste bloco de processamento e controlo é a sua capacidade de poder realizar a reconfiguração dos algoritmos de processamento, na FPGA, mediante a amostragem periódica das características do sinal de entrada (secção 3.7), com vista à optimização do desempenho do espectrómetro para as condições físicas da experiência.

4.3.2.3 Bloco de Interface

O bloco de interface encontra-se fisicamente incluído no DSP. Tal como foi referido, as comunicações com o PC hospedeiro são asseguradas por via do *bus* PCI (versão 2.2). O interface com o utilizador é então feito no PC sendo possível realizar a configuração de parâmetros de aquisição e processamento (extensão do impulso, configuração das amostras de pré-*trigger*, forma e parâmetros das funções de ponderação, etc), bem como a visualização gráfica dos impulsos ou espectros resultantes.

Acresce referir que o enorme potencial de interface da FPGA pode ser usado para transformar esta plataforma num sistema expansível à semelhança da solução adoptada com o multiprocessador DPP-M8. A FPGA possui um transreceptor série de 2.5 Gbits/s que constitui o canal ideal para aumentar o seu poder de processamento [56] mediante ligação a outras plataformas idênticas.

4.3.3 Descrição Funcional

A funcionalidade desta plataforma segue os procedimentos normalmente envolvidos nos sistemas de processamento digital de impulsos aplicados à espectrometria atômica e nuclear.

Os dados fornecidos na forma digital pelo ADC sofrem uma série de procedimentos numéricos mediante a aplicação de algoritmos na FPGA e/ou no DSP, com o objectivo de determinar os parâmetros (instante de ocorrência, amplitude, tempo de subida, etc.) que caracterizam cada impulso.

Existem dois modos fundamentais para o funcionamento deste espectrómetro digital. Um dos modos pressupõe a realização de grande parte do processamento na FPGA mediante a aplicação de filtros digitais trapezoidais ou em forma de cúspide truncada de topo plano (secção 4.3.3.1). Este modo é mais eficiente do ponto de vista da taxa de contagens, mas possui a limitação de não possuir funções de ponderação realmente optimizadas para as condições da experiência. Antes de cada aquisição os filtros digitais são programados de modo a seguirem o mais possível a função de ponderação óptima previamente determinada (secção 3.7). No outro modo de funcionamento o sistema funciona como um espectrómetro digital por *software* cabendo a grande parte do tratamento dos impulsos ao processador de sinal. Neste caso, é facilitada a aplicação das funções de ponderação óptimas (secção 3.7) pelo facto de se usar um DSP de vírgula flutuante. Os impulsos digitalizados são temporariamente guardados na memória externa SDRAM (figura 4.8) usada assim para eliminar a aleatoriedade natural de ocorrência dos eventos. Este modo, pelo facto de usar funções de ponderação optimizadas, é usado sempre que se pretende favorecer a relação sinal-ruído, e consequentemente a resolução espectral.

A secção seguinte apresenta resumidamente a solução escolhida para a implementação de filtros digitais (em ambiente de vírgula fixa) para o primeiro modo de funcionamento descrito.

4.3.3.1 Filtros Digitais

Os filtros digitais para processamento na FPGA são baseados em algoritmos recursivos que permitem a enformação triangular, trapezoidal ou em cúspide finita [57] em tempo real. Trata-se de uma aplicação no domínio discreto dos tempos dos vários tipos de enformadores cujo comportamento e vantagens são bem conhecidas para o domínio contínuo [24]. Para exemplificar o mecanismo recursivo subjacente a estes filtros é apresentado o exemplo do enformador trapezoidal implementado.

Considere-se um sinal de entrada com decaimento exponencial (tal como surge na saída do pré-amplificador) e amostrado digitalmente. Denomine-se $v(n)$ as medidas desse sinal nos instantes de tempo correspondentes às amostras. Assumindo que a constante de decaimento, medida em número de amostras, é igual a M , é possível demonstrar [58, 57] que a saída $s(n)$ de um enformador trapezoidal recursivo e discreto com tempo de subida k e largura do topo m , com $l = k + m$, é dada por:

$$s(n) = s(n - 1) + p(n) + d^{k,l}(n)M \quad (4.2)$$

sendo que

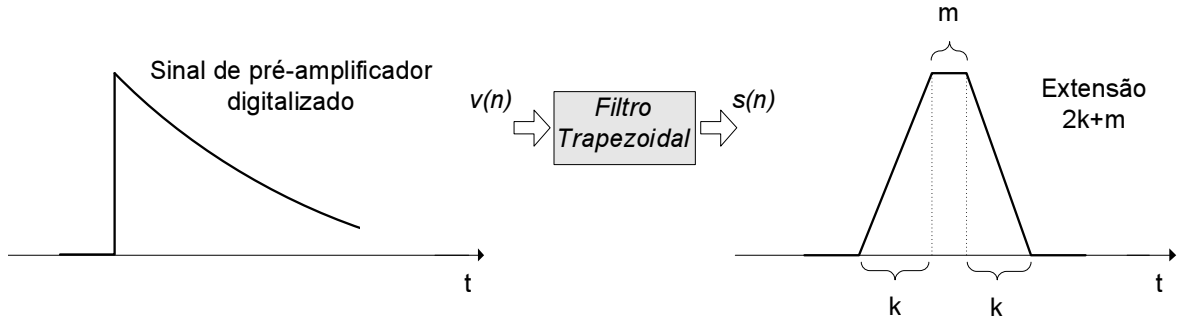


Figura 4.9: Filtro digital trapezoidal implementado na FPGA do sistema híbrido de processamento.

$$p(n) = p(n - 1) + d^{k,l}(n) \quad (4.3)$$

$$d^{k,l}(n) = v(n) - v(n - k) - v(n - l) + v(n - k - l) \quad (4.4)$$

A extensão total do trapézio resultante na saída será portanto $2k + m$ (figura 4.9). A expressão de $d^{k,l}(n)$ representa a parte recursiva referente à forma trapezoidal propriamente dita, ao passo que $s(n)$ inclui uma parcela responsável pelo cancelamento do polo-zero ($d^{k,l}(n)M$). Este procedimento é indispensável quando se utilizam impulsos com decaimento exponencial num filtro recursivo deste género. Na realidade, se se observar a expressão referente a $d^{k,l}(n)$ é possível constatar que esta realiza uma diferenciação numérica do sinal de entrada e como é sabido [24] este procedimento introduz um polo no sinal que necessita de adequada compensação [26].

As expressões 4.2 e 4.3 definem assim o algoritmo recursivo para gerar um sinal com a forma trapezoidal dado um sinal de entrada com decaimento exponencial. Se os parâmetros k e l forem iguais (i.e. $m = 0$) o algoritmo produz um sinal triangular. Da combinação destas três expressões é possível construir um diagrama de blocos do algoritmo que torna a sua compreensão bastante mais imediata (figura 4.10).

O filtro foi integralmente implementado usando a linguagem de descrição de *hardware* VHDL⁸. Esta ferramenta revelou-se extremamente eficaz no dimensionamento das suas componentes bem como no processo de teste de funcionamento.

O filtro digital descrito apresenta um grau de complexidade limitado pelo que a sua implementação directa é praticamente imediata. No entanto, como se referiu anteriormente, este filtro deve ser configurável de modo a tomar a forma mais eficaz para o conjunto de condições de cada experiência (taxa de contagens, níveis de ruído, características do pré-amplificador, etc.) Por esta razão, optou-se por construir um filtro digital com capacidade de ser reconfigurado pelo DSP mediante a alteração de um conjunto chave, mas limitado, de parâmetros. A observação

⁸Very High Speed Integrated Circuit **H**ardware **D**escription **L**anguage

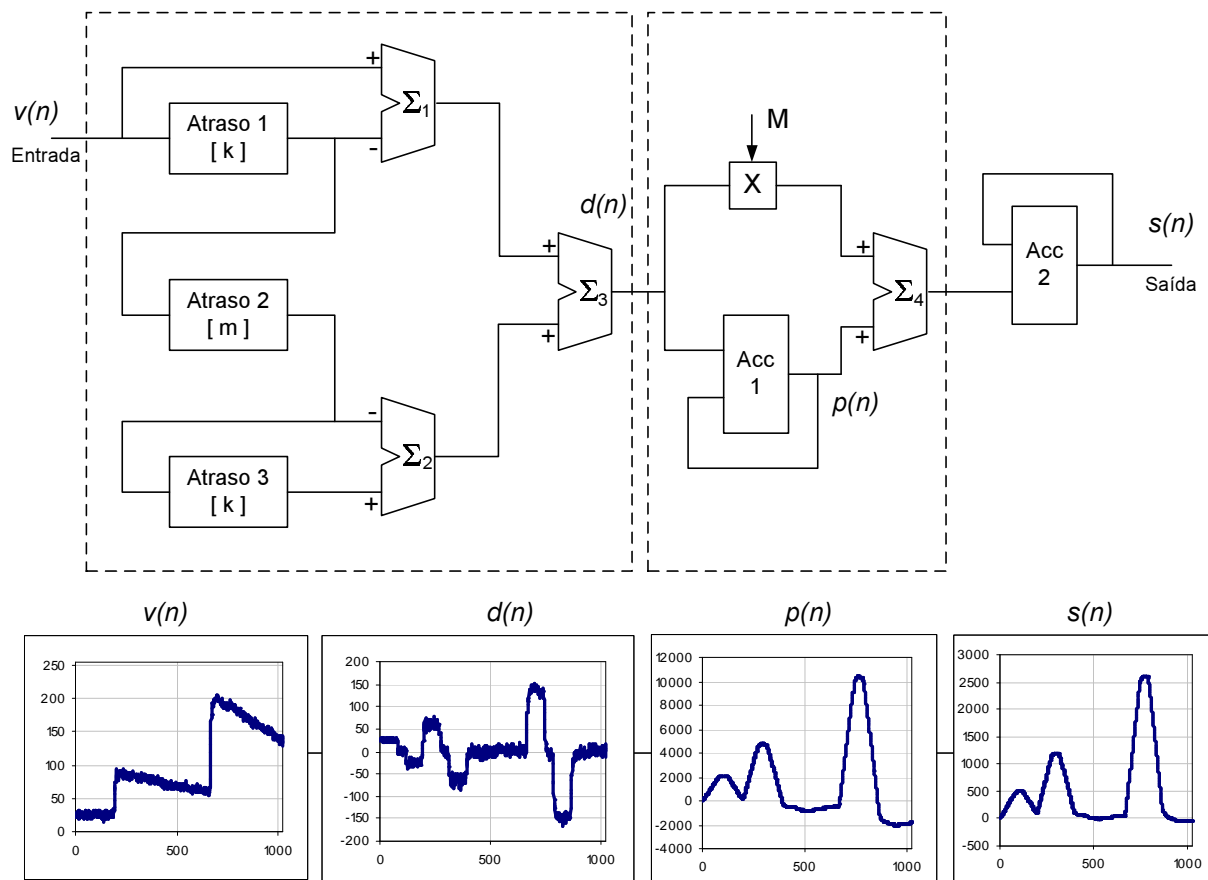


Figura 4.10: Diagrama de blocos de um enformador triangular/trapezoidal recursivo e respectivos sinais $v(n)$, $d(n)$ (expressão 4.4), $p(n)$ (expressão 4.3) e $s(n)$ (expressão 4.2). Os blocos correspondem às seguintes funções: Σ - Somador/Subtractor; ACC - Acumulador; X - Multiplicador; *Atraso* - Linha de atraso. O sinal de entrada resulta da amostragem (ADC *Flash*) do sinal de pré-amplificador de carga usado com um detector do tipo LAAPD (*Large Area Avalanche Photodiode*) (adaptado de [57]).

da figura 4.10 e a análise das expressões apresentadas anteriormente permitem concluir que os parâmetros chave são os correspondentes às extensões das linhas de atraso k e m bem como o factor M de compensação do pólo. A introdução da capacidade de reconfiguração do filtro requer a construção de uma arquitectura com capacidade máxima fixa que permita, no entanto, a utilização em configurações de capacidade inferior. Assim, optou-se por impor um limite máximo de 256 a cada linha de atraso k e de 64 ao topo do filtro m . Para além disso, a linha de atraso k tem um valor mínimo de 16 podendo variar com incrementos de 1 unidade. Por seu lado, o parâmetro m pode variar apenas com incrementos de 4 unidades. A extensão máxima do filtro é pois de 576 amostras permitindo diversas configurações possíveis. Outro aspecto importante no dimensionamento do filtro prende-se com a dimensão de cada amostra. Dado que actualmente é comum recorrer a amostras de 12 bits na abordagem do processamento digital de impulsos, a solução de 8 bits é limitante e obsoleta. Por esta razão, optou-se por realizar o dimensionamento de todo o filtro para uma extensão máxima de 16 bits antevendo futuras utilizações do filtro ou das suas componentes.

Para implementar as linhas de atraso recorreu-se à primitiva SRL16 (*16-Bit Shift Register Look-Up-Table*) existente na FPGA (*Virtex II*). Um SRL16 consiste funcionalmente de um registo de deslocamento de extensão dinamicamente ajustável. Este registo contém 4 bits para selecção da extensão máxima do deslocamento. Pelo facto de se recorrer às primitivas de *hardware* da FPGA é possível obter um filtro mais compacto e rápido. Com efeito, usando estes registos é possível trabalhar à velocidade máxima permitida pela FPGA.

Na figura 4.11 encontra-se um diagrama simplificado da estrutura das linhas de atraso. O esquema na parte superior da figura representa um registo de deslocamento de 16 bits. Trata-se do equivalente a um SRL16 para palavras de 16 bits. Os 4 bits de selecção permitem configurar esta linha de atraso para extensões entre 1 e 16 atrasos individuais (representadas com a denominação *Flip-flop*) através do multiplexador de saída (MUX). Tomando este esquema como equivalente a uma unidade de atraso de 16 bits é possível associar diversas destas estruturas de modo a permitir atrasos de valor superior (esquema inferior da figura). As unidades de atraso estão associadas em conjuntos de 8, 4 e 2 e 1 unidades através da interligação das suas linhas de selecção. Com esta estrutura de interligação é possível obter todas as combinações possíveis de atrasos entre 16 e 256 amostras.

É necessário igualmente algum cuidado no dimensionamento dos acumuladores. Em relação ao ACC_1 , como k tem um valor máximo de 256, e dado que cada amostra possui 16 *bits* o acumulador ACC_1 pode tomar o valor máximo $256^2 \times 16$ *bits*, ou seja 1 *Mbit*. Dado que os valores usados necessitam de possuir um *bit* de sinal⁹, a profundidade deste acumulador deve ser de 21 bits.

Em relação ao multiplicador há que ter em consideração a dimensão dos seus operandos. Por um lado, a saída do somador Σ_3 possui 16 bits (i.e. $d(n)$) pois trata-se de uma dupla cascata de substractores/somadores. Por outro lado, o parâmetro de multiplicação M pode assumir valores de 0 a 1023 (10 bits). Portanto, o multiplicador deve ser de 26 bits para garantir que não existe saturação na sua saída. Ainda em relação ao multiplicador, a sua implementação na FPGA

⁹De notar que os somadores podem produzir resultados de sinal positivo ou negativo.

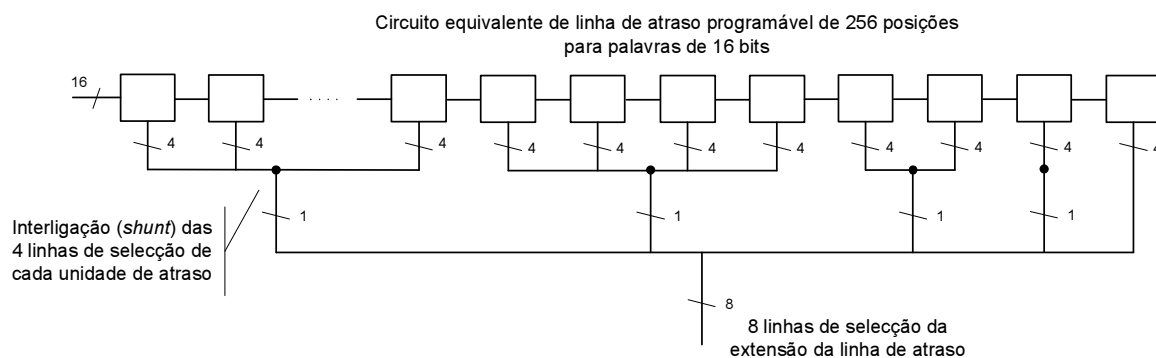
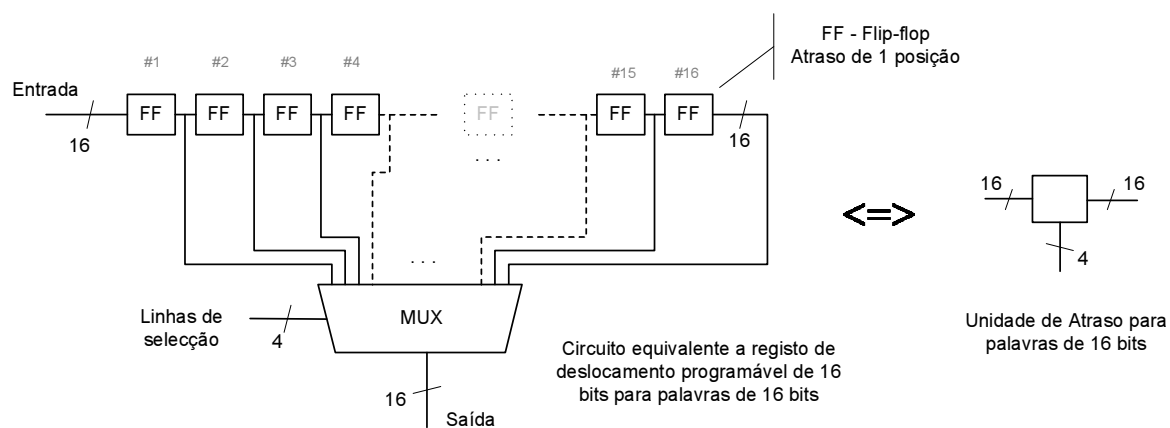


Figura 4.11: Diagrama da estrutura das linhas de atraso programáveis usadas nos filtros digitais para o sistema de processamento híbrido.

da família *Virtex II Pro*, possibilita recorrer aos multiplicadores físicos existentes na mesma, obtendo melhores performances no funcionamento geral da arquitectura desenvolvida. Com o somador Σ_4 , e na sequência do que foi apresentado, é necessário usar 26 bits para garantir que nunca ocorre saturação na saída.

Finalmente, em relação ao acumulador ACC_2 optou-se pelo dimensionamento para 32 bits. O resultado final é então truncado sendo aproveitados os 16 mais significativos. Evitam-se assim erros de saturação do sinal de saída.

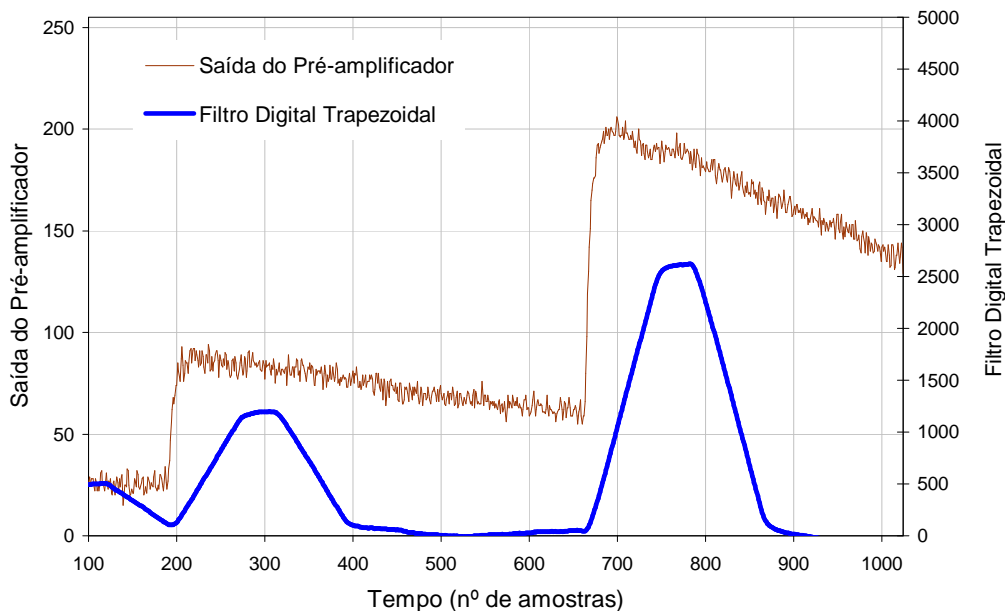


Figura 4.12: Sinais de entrada e saída do filtro digital reconfigurável usado na FPGA do sistema híbrido.

O filtro trapezoidal foi testado com impulsos simulados de forma bem conhecida [57], bem como com impulsos reais digitalizados provenientes de diversos tipos de detectores e com resoluções distintas. A figura 4.12 representa os sinais de entrada e saída do filtro digital desenvolvido. O sinal de entrada corresponde a impulsos provenientes do pré-amplificador de um detector do tipo LAAPD (*Large Area Avalanche Photodiode*) digitalizados a 8 bits. É evidente a enformação trapezoidal do sinal de saída tendo sido usados neste caso os valores de $k = 80$ e $m = 40$, o que resulta num filtro de 200 pontos de extensão. Observa-se que o topo do filtro apresenta uma forma aparentemente não estabilizada. Este efeito diminui mediante a utilização de filtros de maior dimensão, particularmente com um maior valor de k . É igualmente interessante notar o isolamento conseguido entre os dois impulsos e a consequente atenuação do efeito do empilhamento observado na entrada. O intervalo de tempo entre os dois impulsos enformados na forma trapezoidal é suficiente para que se pudesse observar a ocorrência de um terceiro

impulso entre eles sem perda de informação.

Em jeito de conclusão importa referir que para além da implementação do filtro trapezoidal recursivo é possível usar as unidades de atraso programáveis desenvolvidas para implementar filtros com diferentes enformações (cúspide, cúspide truncada, etc.)[57].

Capítulo 5

Plataforma de Teste e Caracterização de Algoritmos de PDI

5.1 Introdução

No presente capítulo são apresentados e discutidos os resultados da comparação de desempenho entre o método de processamento digital de impulsos e o método analógico tradicional (multicanal). Para o efeito foi projectado e construído um sistema de aquisição com capacidade de controlo em tempo real. Este sistema visa a aquisição de dados por dois canais distintos mas fisicamente relativos aos mesmo eventos por parte de um analisador multicanal (MCA) e por um digitalizador de elevada resolução e velocidade (Signatec PDA12A-512k). Deste modo, é possível comparar inequivocamente os espectros obtidos pelos dois métodos. Para além disso, o sistema de digitalização garante muito mais versatilidade no cálculo de parâmetros, como a amplitude, pela própria natureza do processamento digital, como foi visto anteriormente.

Os espectros obtidos pelos dois canais do sistema são comparados para diferentes condições do processamento digital de impulsos, o que permitiu a determinação dos parâmetros óptimos da função de ponderação usada para as condições da experiência.

5.2 Sistema de Aquisição Simultânea em Tempo Real

5.2.1 Descrição e Arquitectura

O sistema para aquisição simultânea de impulsos é constituído por 2 canais de aquisição fundamentais: o analógico (por via de um analisador multicanal) e o digital (por via de um digitalizador). Ambos os canais de informação recebem um sinal proveniente do pré-amplificador de um detector de radiação e realizam independentemente o acondicionamento deste sinal para o respectivo módulo de aquisição ou análise. Os dois canais possuem *tempos mortos* distintos característicos do processo usado na aquisição e processamento do sinal. Ao passo que o MCA se limita a fazer a amostragem do valor de amplitude máxima do impulso alongado, não levando mais que cerca de $10 \mu s$ para o efeito, o digitalizador dispense algumas dezenas de μs para realizar a aquisição das amostras (da ordem de 10^3) do impulso, contando ainda com os tempos de transferências para memória e preparação para nova aquisição. Deste modo, por forma a garantir o processamento dos mesmos impulsos pelos dois canais é necessário usar um sinal de controlo (ou validação) entre os dois canais de aquisição, como se verá adiante.

O esquema geral do sistema montado está representado na figura 5.1.

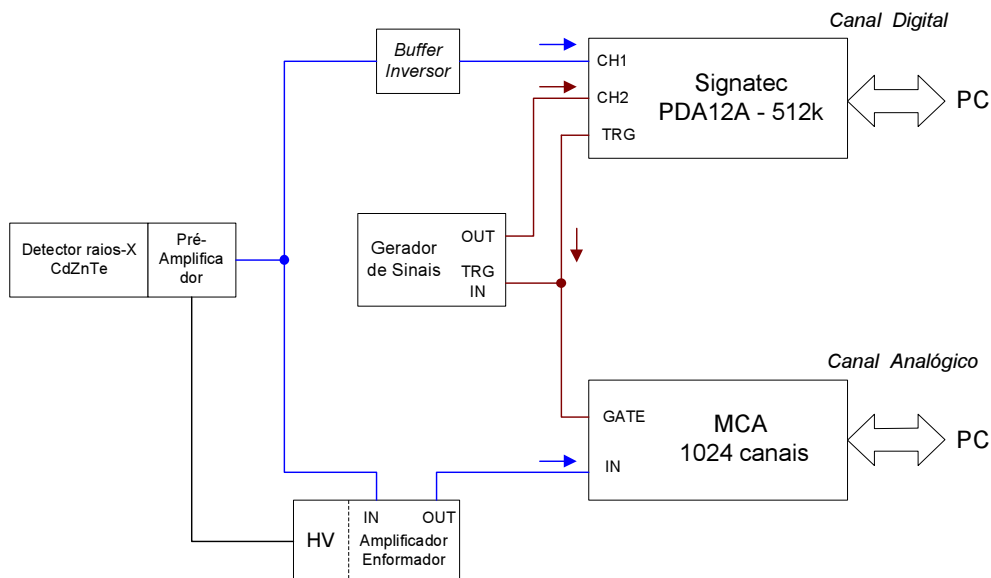


Figura 5.1: Esquema geral do sistema de aquisição simultânea de 2 canais (digital e analógico) com capacidade de controlo e validação em tempo real. A azul são representados as linhas de sinal e a castanho as de controlo.

As diferentes componentes desta montagem são brevemente apresentadas de seguida, sendo justificadas as escolhas realizadas.

5.2.2 O Detector de Radiação

O detector de radiação (raios-X e γ) usado (modelo XR-100T) é do tipo CZT (CdZnTe) fornecido pela Amptek¹. Apesar de possuir uma resolução em energia pior que outros detectores de radiação de alta resolução, como por exemplo o detector de germânio de elevada pureza HPGe (*High Purity Germanium*), o CZT possui as grandes vantagens de portabilidade e capacidade de operação à temperatura ambiente com resoluções espectrais bastante razoáveis. Os sistemas baseados em detectores de semicondutor são comumente caracterizados pela sua elevada gama dinâmica e boa resolução espacial. Os cristais de CdZnTe pertencem a esta categoria sendo evidente o seu bom desempenho enquanto material detector [11].

O XR-100T possui uma resolução espectral de 1.5 keV (para 122 keV do *Co - 57*) e uma eficiência que se mantém em 100 % até cerca de 100 keV. 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 com polaridade negativa e um consumo da ordem de 19 mW. O cristal detector é arrefecido com uma célula de *Peltier* que o mantém a cerca de -30° C, bem como ao FET de entrada do pré-amplificador, por forma a reduzir as correntes térmicas (*dark current*), podendo este valor ser ajustado [59].

Pela sua portabilidade e em face destas características optou-se pelo uso deste detector para a montagem e teste do sistema descrito.

5.2.2.1 Módulo Digitalizador

O módulo de aquisição do canal digital é fornecido pela Signatec² e denomina-se PDA12A-512k. Trata-se de um módulo PCI³ com resolução de 12 bits e taxa máxima de digitalização de 125 Mamostras por segundo⁴. Possui dois canais de entrada (CH1 e CH2) que podem operar individualmente com uma taxa de amostragem até 62.5 MHz e tem uma capacidade de armazenamento, em memória RAM local, de 512 kamostras. Ambas as entradas estão terminadas internamente a 50 Ω , podendo ter acoplamento AC ou DC. A fim de evitar a diferenciação do sinal nestes canais de entrada (e em virtude da baixa resistência de entrada) foi escolhido o modo de acoplamento DC. As gamas de entrada podem ser ajustadas pela aplicação de controlo (3 V, 1 V, 300 mV e 100 mV) assim como o ajuste da tensão de *offset* por intermédio de um DAC interno de 8 bits. Ambos os canais de entrada possuem igualmente um filtro interno 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 [60].

A PDA12A possui diversos modos de disparo (*trigger*), tendo sido escolhido o modo de *pre-trigger* pela sua capacidade de guardar amostras antes do instante em que se inicia cada evento.

¹www.amptek.com

²www.signatec.com

³PCI - Peripheral Component Interconnect

⁴O modo de 125 Mamostras apenas se consegue pela aquisição composta dos seus dois canais de entrada

Para além das duas entradas de sinal a PDA12A possui uma entrada/saída de disparo (*trigger*) que permite o recurso a um sinal externo para realizar o disparo da aquisição ou para sinalizar o disparo quando este é feito internamente. Este sinal é fundamental para a concretização do presente sistema de aquisição.

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

Toda a configuração da PDA12A é realizada por intermédio de 8 registos internos (32 bits) configuráveis por *software*. Estes 8 registos permitem controlar (registos de escrita) e monitorizar (registos de leitura) a grande maioria das funcionalidades do módulo. 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 [61].

5.2.2.2 Módulo Multicanal

O módulo usado no canal analógico é um multicanal (MCA) para o barramento ISA⁵ com ADC de 10 bits (1024 canais) com uma entrada (IN) para um sinal previamente enformado e amplificado. Este MCA possui um tempo morto inferior a 10 μs , incluindo o tempo de transferência para memória. O canal de entrada (IN) aceita impulsos bipolares ou unipolares positivos com uma gama de entrada de 0 to +10 V e possui uma impedância de entrada de cerca de 1 $k\Omega$ com acoplamento dc.

Este MCA possui também uma entrada denominada *GATE* que permite, ou valida, a aquisição do ADC. Esta entrada é opcional devendo receber um sinal positivo. O sinal de *GATE* deve surgir antes do impulso a amostrar e deve manter-se até pelo menos o tempo de amostragem após o máximo do impulso.

5.2.2.3 Módulos de Acondicionamento de Sinais

Existem 3 blocos de acondicionamento de sinais: na entrada da PDA12A (*buffer inversor*), na entrada do multicanal (enformação/amplificação) e no interface do sinal de disparo/*GATE* entre os módulos dos dois módulos.

Buffer Inversor Em relação à entrada do digitalizador PDA12A, justifica-se a inclusão de um módulo de acondicionamento de sinal entre a saída do pré-amplificador e o módulo pelas características do sinal de saída do primeiro e pela terminação óhmica do segundo (figura 5.1). O sinal disponibilizado pelo pré-amplificador (PA) tem uma linha de base de -2 V e a PDA12A tem as suas entradas analógicas internamente terminadas a 50 Ω . 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 claramente excessivo para o circuito interno do pré-amplificador

⁵Industry Standard Architecture

(A250 da Amptek⁶). Por esta razão, usou-se um pequeno circuito que isola a saída do PA da baixa impedância de entrada da PDA12A [11], garantindo contudo uma largura de banda não inferior a 54 MHz (filtro interno das entradas analógicas do digitalizador). Este circuito faz uso de um amplificador não-diferencial com realimentação em corrente (*current feedback amplifier*), pelas suas características dinâmicas (largura de banda, *slew rate* e tempos de estabilização de sinal). Para além de isolar as impedâncias, o módulo de acondicionamento permite ainda o ajuste de ganho e de *offset* (figura 5.2). Este circuito encontra-se galvanicamente isolado por forma a minimizar a influência do ruído electromagnético externo no acondicionamento do sinal e é alimentado pelas mesmas tensões de alimentação do pré-amplificador.

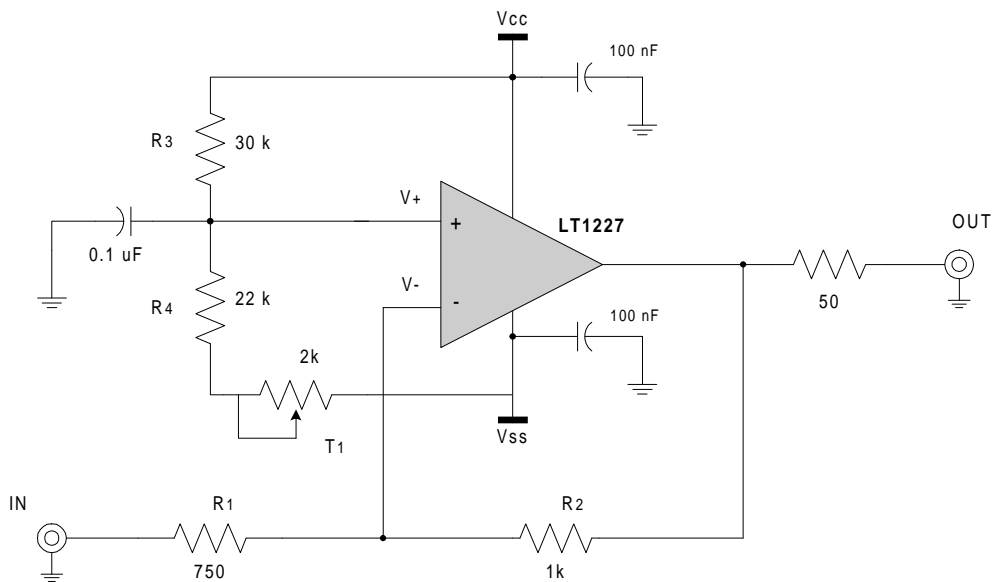


Figura 5.2: Esquema electrónico do módulo *buffer* inversor projectado para acondicionar o sinal do pré-amplificador para o digitalizador (adaptado de [11]).

Amplificador/Enformador No que diz respeito ao multicanal o acondicionamento do sinal é realizado pelo amplificador de enformação (PX2T-CZT) fornecido pela Amptek (figura 5.1). Este dispositivo realiza uma enformação "triangular" com uma constante temporal de $3 \mu s$ (i.e. largura a meia altura de $7.7 \mu s$) [27] e permite uma amplificação linear até um factor de 10. Possui também a capacidade de discriminação do tempo de subida dos impulsos amplificados e fornece as tensões de alimentação de alta-tensão do cristal detector (sinal de alta tensão HV até + 500 V) bem como a da célula de *Peltier* usada no arrefecimento do cristal semiconductor (que corresponde a $1 \mu A$ por $1^\circ K$).

⁶www.amptek.com

Gerador de Sinais O digitalizador PDA12A possui uma entrada de *trigger* externo que também poder ser usada como saída [61]. Quando configurada para funcionar neste modo, a PDA12 fornece um sinal TTL sempre que ocorrer um disparo interno de acordo com os parâmetros do canal que estiver configurado para realizar uma aquisição (neste caso o CH1). Assim, o sinal TRG indica que a PDA12 iniciou uma aquisição em CH1. Como se verá adiante, este sinal é indispensável para a correcta validação de uma aquisição nos dois canais (analógico e digital). Este procedimento passa pela digitalização deste sinal de disparo o que é conseguido através do canal de entrada CH2. A função do gerador de sinais (Wavetek 50 MHz Pulse/Function Generator model 81) é precisamente acondicionar o sinal de *disparo* (TTL de 0 a 5V) para a gama de entrada de CH2 (máximo de $3 V_{pp}$) do digitalizador (figura 5.1). A validação é posteriormente realizada por *software* na aplicação que gere toda a aquisição da PDA12. Para além do ajuste da gama de entrada o gerador de sinais permite o ajuste da forma e duração do sinal a fornecer a CH2.

5.2.3 Descrição Funcional

Tendo em consideração o circuito representado na figura 5.1 o diagrama temporal dos principais sinais é apresentada na figura 5.3.

Sempre que ocorre um impulso no detector de radiação (considera-se aqui o sinal na saída do pré-amplificador [A]) o digitalizador sinaliza um disparo interno no terminal TRG com um atraso de aproximadamente 100 ns em relação ao sinal de entrada e com duração de aproximadamente $50 \mu s$ [B]. Este sinal, para além de activar a *GATE* do MCA, fornece um disparo externo ao gerador de sinais que por sua vez gera um outro sinal [C], mais curto (cerca de $4 \mu s$) e ajustável em amplitude e duração, que é usado no processo de validação de eventos na PDA12A. Portanto, este sinal indica que a PDA12A detectou e registou um novo impulso. Esta confirmação revelou-se importante pelo facto de se ter verificado que existia uma fracção considerável (até cerca de 8%) de eventos que apesar de serem detectados e digitalizados pela PDA12, não eram sinalizados externamente não sendo consequentemente contabilizados pelo MCA.

5.2.4 Parametrização de Controlo e Validação

Pelo que foi exposto na secção anterior, mesmo recorrendo ao circuito da figura 5.1, é possível observar discrepâncias entre os dois canais de aquisição. Verificou-se igualmente que estas diferenças não eram unilaterias e que as perdas se manifestavam aparentemente de forma aleatória quer para o MCA, quer para a PDA12A.

É possível interpretar estas discrepâncias para cada caso isoladamente. Assim, caso ocorram disparos (ou eventos) adicionais após a detecção de um evento na PDA12A e durante o intervalo de tempo correspondente à duração do sinal [B](figura 5.3) de $50 \mu s$, acontece que não são contabilizados pela PDA12A (por se encontrar no processo de transferência de dados para memória) mas são lidos e amostrados no MCA. Portanto, quanto maior for a taxa de impulsos maior será a contabilização de eventos no MCA e a diferença desta em relação à da PDA12A. Para limitar

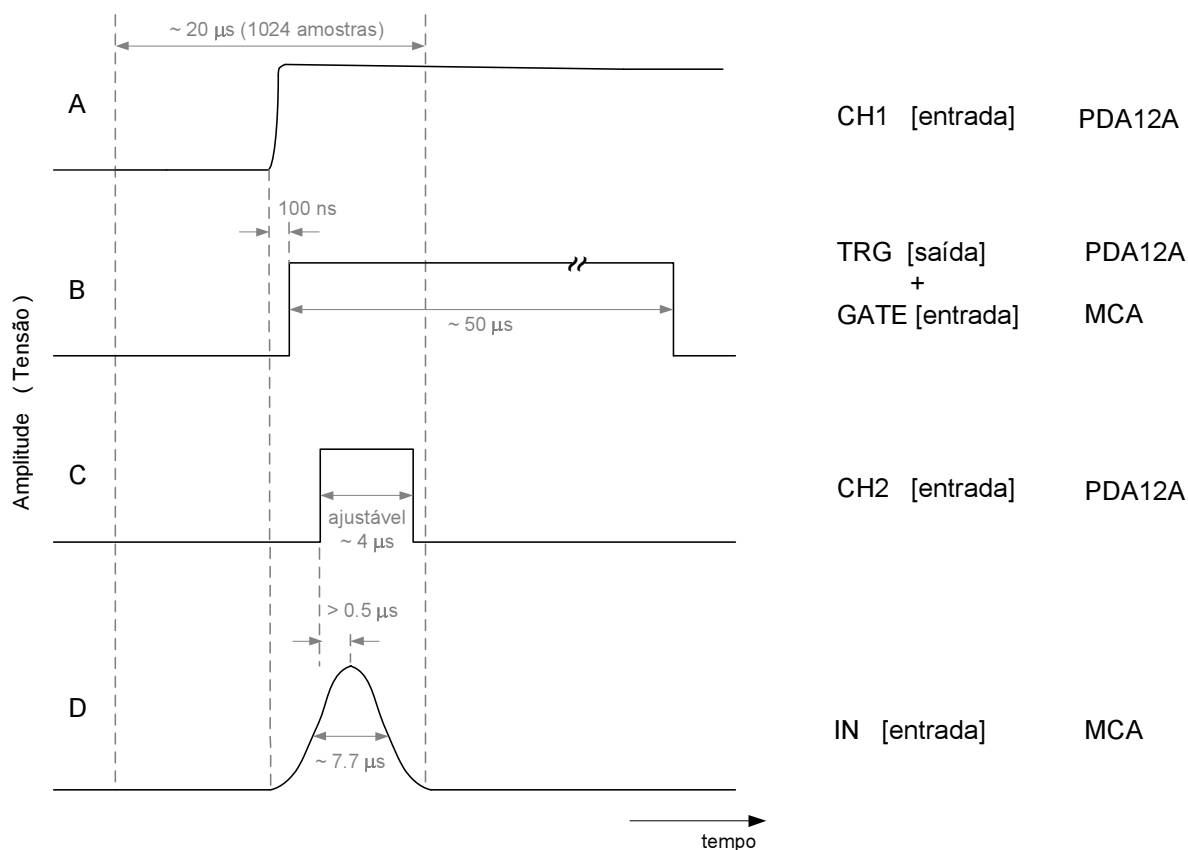


Figura 5.3: Diagrama temporal dos sinais de dados e disparo do digitalizador (PDA12A) e do multicanal (MCA).

este efeito optou-se pela redução da taxa de eventos mediante a colimação das fontes radioactivas utilizadas.

Por outro lado, observou-se na PDA12A a ocorrência esporádica de eventos detectados e digitalizados sem que se produzisse um sinal de disparo para o exterior. No pior caso esta diferença no número de contagens atingiu os 8%. Sem este sinal o MCA não contabiliza estes impulsos contribuindo para a diminuição da sua estatística relativamente à PDA12A.

Para que os mesmos eventos sejam contabilizados em simultâneo pelos dois métodos (analógico e digital) é realizada uma validação na aplicação do digitalizador. Este procedimento consiste na determinação e selecção dos instantes (ascendente e descendente) do sinal produzido pelo gerador de sinais [C] e introduzido em CH2 da PDA12A. Seguidamente os instantes determinados são comparados com o instante de ocorrência do sinal do pré-amplificador. Caso a diferença entre os instantes seja superior a um valor pré-definido ou não se observem "degraus" no sinal C (figura 5.3) o respectivo evento digitalizado não é guardado.

Usando este procedimento de validação foi possível reduzir a diferença entre as contabilizações dos dois métodos para menos de 1% usando fontes radioactivas directamente, e para menos de 2% em espectros de fluorescência de raios-X.

5.2.5 Testes de Desempenho

Para testar o desempenho deste sistema foram utilizadas fontes radioactivas, com e sem alvo metálico, obtendo-se espectros elementares e de fluorescência. As principais características das fontes e alvos usados são apresentadas nas tabelas 5.1 e 5.2.

Fontes	Actividade	Tipo Dec.	$T_{1/2}$	Z	Densidade g/cm^3	Energia keV	Ratio %	Origem
Am-241	10 μCi	alfa	433 anos	95	11.87	26.3	2.5	
						33	0.1	
						43	0.1	
						59.5	35.9	
						12 e 22	40	
Cd-109	-	capt. e^-	463 d	27	8.71	22 e 26	67.7	Ag K
↓						88	3.8	
Ag-109m						22 e 26	34.5	Ag K

Tabela 5.1: Principais características das fontes radioactivas utilizadas.

Z	Símbolo	Elemento	$K\alpha_1$	$K\alpha_2$	$K\beta_1$	$K\beta_2$	$L\alpha$	$L\beta$	$L\gamma$
30	Zn	Zinco	8.638	8.615	9.571	9.657	1.012	1.032	-
47	Ag	Prata	22.162	21.988	24.942	25.454	2.984	3.151	3.519
48	Cd	Cádmio	23.172	22.982	26.093	26.641	3.133	3.316	3.716
52	Te	Telúrio	27.471	27.200	30.993	31.698	3.769	4.029	4.570
53	I	Iodo	28.610	28.315	32.292	33.016	3.937	4.220	4.800
55	Cs	Césio	30.897	30.623	34.984	35.819	4.286	4.620	5.280
82	Pb	Chumbo	74.957	72.794	84.922	87.343	10.549	12.611	14.762

Tabela 5.2: Características dos alvos usados para obter os espectros de fluorescência. Energias dos raios-X de emissão ($K\alpha$, $K\beta$, $L\alpha$, $L\beta$ e $L\gamma$) em keV.

O principal procedimento de teste realizado incidiu sobre a recolha de dados provenientes de fontes radioactivas sem alvo (Am-241 e Cd-109), assim como de dados provenientes de alvos

Fonte	Alvo	Eventos PDA12A	Eventos MCA	Variacão
Am-241	-	100000	99606	0.394%
Cd-109	-	20000	19933	0.335%
Am-241	CsI	100000	101638	1.62%
Cd-109	Zn	100000	101427	1.43%

Tabela 5.3: Número total de contagens de eventos recolhidos e validados para cada um dos canais de aquisico (MCA e PDA12A).

expostos a essas mesmas fontes (fluorescência de raios-X). O desempenho  avaliado pelo grau de concordância entre o número total de contagens obtido pelos dois métodos (analógico e digital). Os resultados para os eventos registados (MCA e PDA12A) são apresentados na tabela 5.3.

Da observao directa dos valores da tabela 5.3  de notar a boa concordância existente entre os dois canais para o caso particular das fontes radioactivas simples. Nestes casos, o erro entre o número de eventos recolhidos e contabilizados  da ordem de 0.4%. De notar igualmente que o valor deste erro não se revelou dependente do número total de eventos. De igual modo, no caso dos espectros de fluorescência, observa-se a concordância na magnitude do erro para os dois casos considerados (fonte de Am-241 com alvo de iodeto de césio, CsI, e fonte de Cd-109 com alvo de Zn). Nestes casos o erro  de cerca de 1.5% (1.62% para o Am-241 e 1.43% para o Cd-109) o que mais uma vez representa uma boa concordância entre os dois canais. Contudo, existe uma diferença considerável entre os erros obtidos com fluorescência e os das fontes sem alvos. Este facto  explicável tendo em conta as consideraes feitas na seco 5.2.4 em relao  colimao. Em virtude de se usar um alvo como "fonte" secundária de raio-X, o número de eventos úteis para a mesma configurao das fontes simples  menor. Por esta razão optou-se por reduzir a colimao aumentando, desta forma, o ângulo sólido disponível para o detector de raio-X. Pelo que se referiu anteriormente, a reduo da colimao tem como efeito o aumento do número de eventos contabilizados no MCA (na tabela 5.3 os eventos do MCA são superiores aos da PDA12A para a fluorescência) uma vez que mais impulsos podem ocorrer durante os $50\mu s$ em que a GATE está activa após cada evento (figura 5.3). Assim, a discrepância do valor do erro para os casos da fluorescência está relacionada com a modificao operada nas condies da aquisico, por forma a fazer a recolha dos dados dos eventos em tempo útil.

5.3 Análise Espectral Comparativa

Tendo em conta que os dados adquiridos nos dois canais se reportam aos mesmos eventos com erros da ordem de 1%,  interessante observar a distribuico espectral dos eventos para cada caso considerado. Esta análise permite verificar a linearidade relativa dos dois métodos para a gama de energias observada. Para além disso, permite algumas conclusões interessantes sobre o desempenho dos sistemas de processamento digital de impulsos, nomeadamente do ponto de vista da resoluo espectral.

Energia(keV)	MCA (canal)	PDA12A (canal)
22.1	191	453
25.0	217	512
88.0	788	1815

Tabela 5.4: Valores dos centróides das curvas gaussianas ajustadas a cada fotopico do espectro de emissão de Cd-109 para cada um dos canais de aquisição (MCA e PDA12A).

5.3.1 Calibração

Para se proceder à comparação directa dos espectros do multicanal (10 bits) com os obtidos com os dados da PDA12A (12 bits) é conveniente realizar uma histogramação para o mesmo número de canais nos dois métodos. O multicanal usado dispõe de 1024 canais pelo que será esse o factor limitante no cálculo do espectro dos dados digitais. Para além desta limitação é importante notar que os dois métodos têm cadeias de amplificação distintas. Deste modo, os espectros obtidos para cada uma apresentam curvas de calibração distintas. Assim sendo, não basta limitar a histogramação dos dados digitais ao número de bits do multicanal (10 bits). É necessária a uniformização das respectivas escalas em energia.

O procedimento de calibração é composto por 3 fases:

- Análise espectral e identificação dos fotopicos.
- Determinação das rectas de calibração para o multicanal (MCA) e para a via digital (PDA12A).
- Conversão e uniformização das escalas em energia.

Após este procedimento é possível comparar directamente os resultados obtidos. Para ilustrar o procedimento é apresentada a calibração realizada para o caso da fonte de Cd-109 sem alvo de fluorescência.

Os espectros obtidos (figura 5.4) permitem identificar o pico correspondente ao γ de 88 keV de origem nuclear, bem como os das transições $K\alpha$ (22.1 keV) e $K\beta$ (25 keV) dos núcleos de prata (Ag-109m) resultante. O ajuste individual de uma curva gaussiana a estes fotopicos produziu os valores dos centróides apresentados na tabela 5.4.

As duas rectas de calibração ajustadas, pelo método dos mínimos quadrados, a estes dois conjuntos de pontos, são descritas pelas equações

$$y_{MCA} = 9.0612E - 9.387 \quad (5.1)$$

$$y_{PDA} = 20.674E - 4.372 \quad (5.2)$$

Estas duas rectas de calibração referem-se às abcissas (E) em energia (com unidades em keV) pelo que é possível converter os espectros para escala em energia usando estas expressões. Alternativamente, é possível igualar as duas expressões em energia (E) obtendo-se escalas em canais directamente comparáveis.

$$y_{10bits} = 0.4382y_{PDA} - 7.4708 \quad (5.3)$$

Este procedimento é preferível à comparação directa em energia pela dificuldade em uniformizar as divisões de escala de uma grandeza contínua E . A versatilidade do processamento digital permite a repetição da histogramação dos dados digitais tendo em conta a equação de calibração 5.3.

A comparação directa dos histogramas obtidos com o MCA e a PDA12A por pós-processamento é apresentada na figura 5.4-A

Esta comparação dos dois histogramas evidencia o correcto funcionamento do sistema descrito anteriormente. É possível identificar as esperadas energias das transições $K\alpha$ e $K\beta$ dos núcleos de Ag-109m (tabela 5.2), bem como a forma do fotopico do γ característico desta fonte radioactiva.

Este procedimento foi repetido para as outras amostras radioactivas obtendo-se as seguintes rectas de calibração:

Am-241 (sem alvo):

$$y_{MCA} = 9.08214E - 8.265 \quad (5.4)$$

$$y_{PDA} = 20.6478E - 2.228 \quad (5.5)$$

Cd-109 (alvo de Zn):

$$y_{MCA} = 10.0157E - 6.25479 \quad (5.6)$$

$$y_{PDA} = 18.8317E - 31.0825 \quad (5.7)$$

Am-241 (alvo de CsI):

$$y_{MCA} = 9.82250E - 2.41075 \quad (5.8)$$

$$y_{PDA} = 20.1657E - 22.2193 \quad (5.9)$$

O procedimento de uniformização de escalas de energia foi repetido para estas amostras. Tal como no caso das amostras radioactivas simples sem alvo, e a título de exemplo, são apresentados os resultados obtidos para a fluorescência de CsI quando irradiado com Am-241. Apesar da maior variação no número de contagens total (tabela 5.3) é interessante verificar que a concordância espectral se mantém.

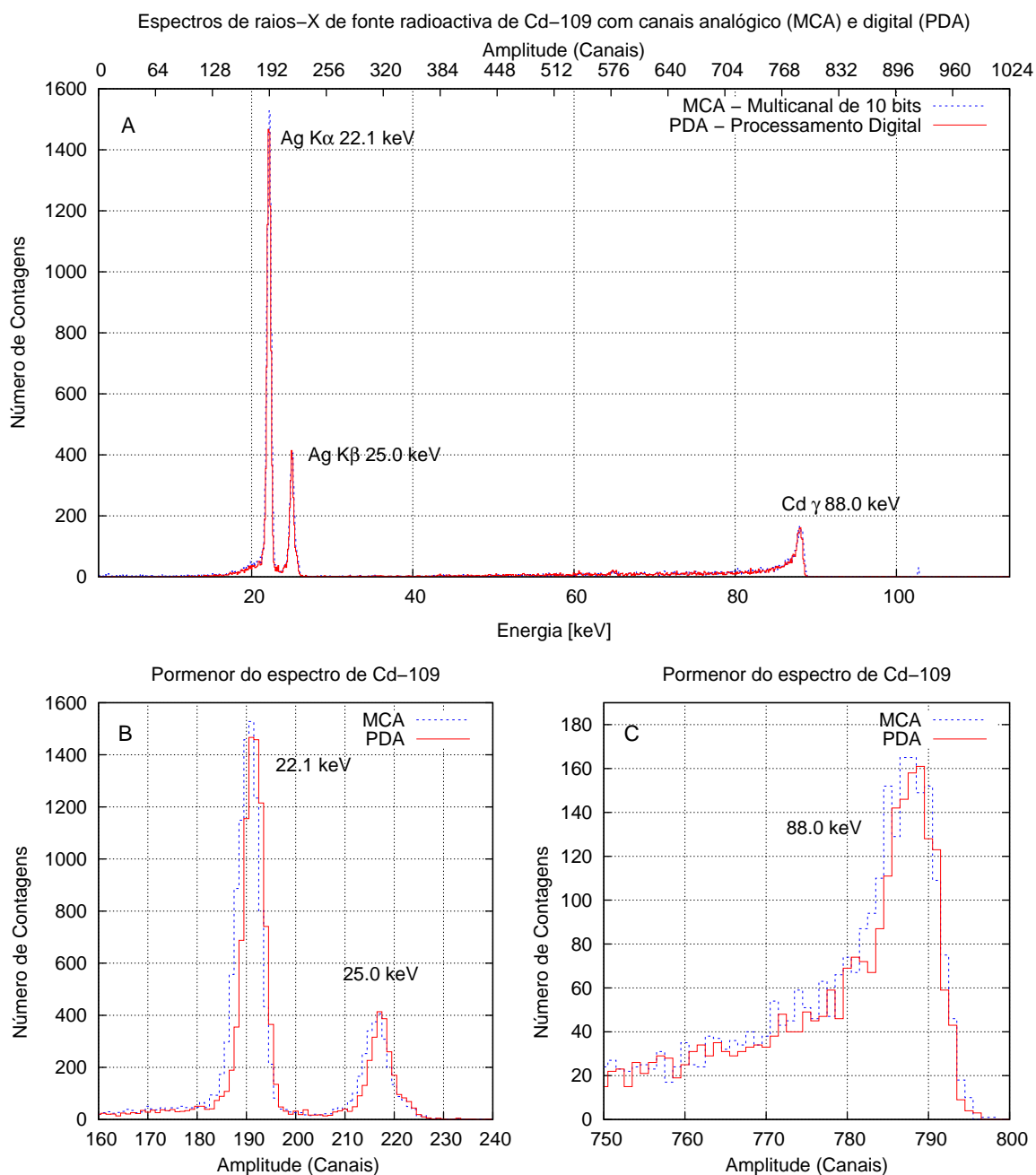


Figura 5.4: Espectros do Cd-109 com escala de amplitude (energia) uniformizada para 10 bits (1024 canais): (A) Comparação directa dos dois histogramas, (B) Pormenor dos histogramas na região de fluorescência da Ag-109m, (C) Pormenor dos histogramas na região do γ de 88 keV do Cd-109.

A equação de uniformização das escalas de energia é então

$$y_{10bits} = 0.487y_{PDA} - 8.41025 \quad (5.10)$$

Os espectros obtidos estão representados na figura 5.5.

Esta figura evidencia mais uma vez o correcto funcionamento do sistema de controlo concebido. A figura 5.5-B mostra com algum detalhe a zona de fluorescência do céσιο e do iodo. É possível identificar as energias das diferentes transições K (α e β) bem como as grandezas relativas das amplitudes máximas dos respectivos fotopicos.

Para além da concordância no número de eventos contabilizados nos dois modos de aquisição (tabela 5.3) e das considerações qualitativas apresentadas (figuras 5.4 e 5.5) é relevante analisar quantitativamente a resolução espectral dos dois modos de aquisição. Esta análise constitui a motivação inicial da concepção do sistema e permite valorizar o desempenho do processamento digital de impulsos enquanto técnica alternativa de tratamento de dados quando o critério de resolução espectral é crucial.

5.3.2 Optimização da Resolução em Energia

Como se referiu anteriormente, uma das principais vantagens do processamento digital de impulsos consiste na possibilidade de ajuste de parâmetros no processo de tratamento de dados com via a optimização dos valores das grandezas fisicamente relevantes. Um exemplo disto é o processo de optimização dos parâmetros das funções de ponderação usadas no cálculo das amplitudes dos impulsos individuais.

Um sistema de enformação analógica tradicional, como o multicanal, não permite grande versatilidade na parametrização das funções de enformação. Na verdade, tratando-se de sistemas comerciais com largo espectro de potenciais aplicações, possuem habitualmente soluções de compromisso para os valores desses parâmetros o que, como se verá adiante, limita de algum modo o seu desempenho.

O módulo de enformação e amplificação usado para obter os espectros do multicanal foi fornecido pela Amptek (PX2T-CZT) tendo sido concebido especificamente para este tipo de detectores (CdZnTe). Não permite, contudo, o ajuste da constante de tempo de enformação (*shaping time*) ou sequer alterar a forma básica de enformação dos dados recebidos na entrada. Assumindo que este é a melhor solução tecnológica para o tratamento electrónico (analógico) dos impulsos pré-amplificados, todo o processo de optimização do desempenho do sistema multicanal passa pelo aperfeiçoamento das condições da aquisição exteriores ao amplificador e ao multicanal (redução de fontes de ruído externo, melhoria dos cabos de ligação, arrefecimento do detector, etc.).

O sistema de aquisição simultânea aqui apresentado é a ferramenta indicada para realizar a comparação directa entre estes dois modos de tratamento de dados (multicanal analógico e processamento digital). Deste modo, ficam garantidos não só o mesmo tipo e número de impulsos, como também as mesmas condições de pré-aquisição para cada impulso individualmente.

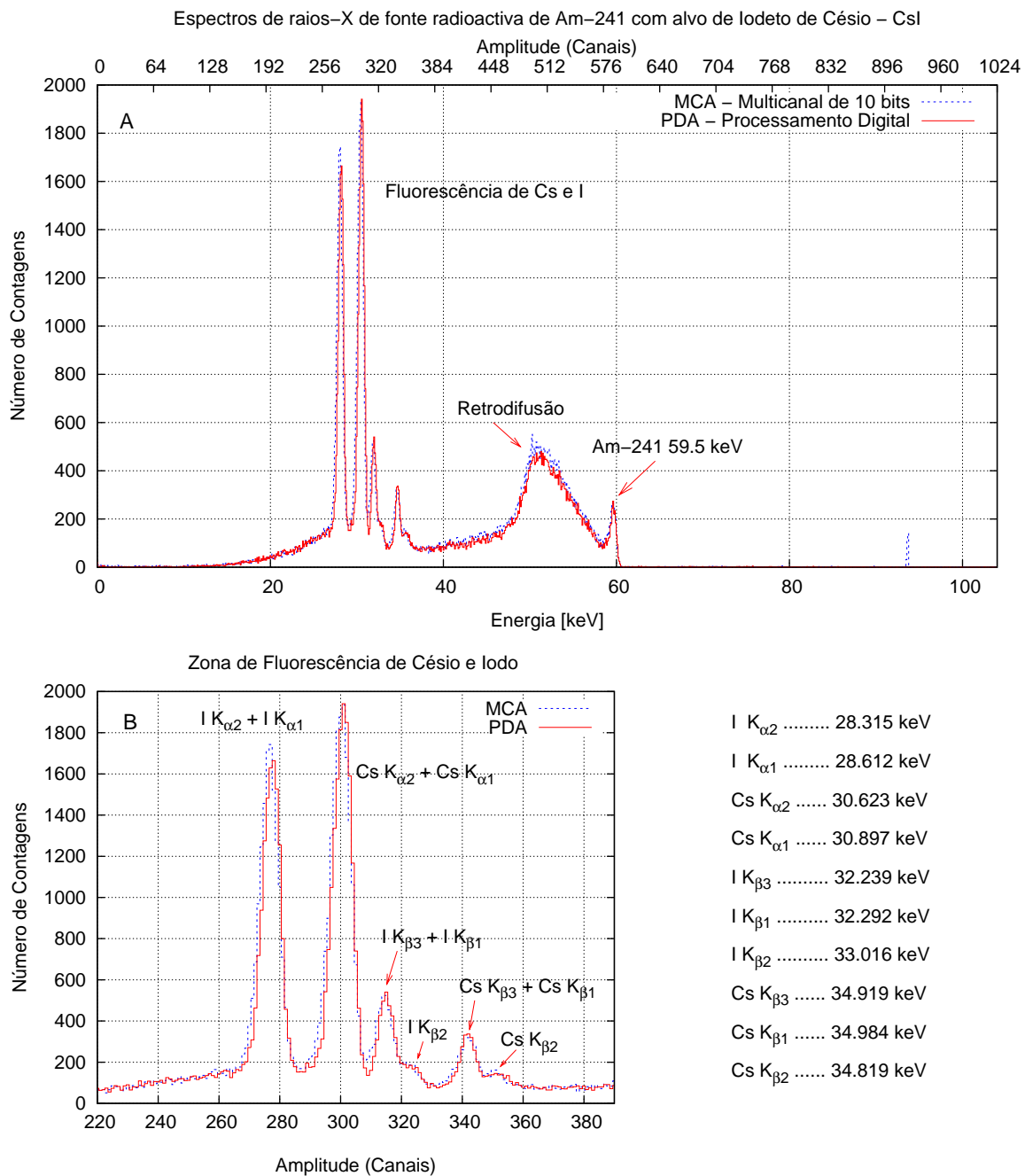


Figura 5.5: Espectros de fluorescência de CsI com fonte radioactiva de Am-241 com escala de amplitude (energia) uniformizada para 10 bits (1024 canais): (A) Comparação directa dos dois histogramas, (B) Pormenor dos histogramas na região de fluorescência dos elementos Cs (Césio) e I (Iodo). Os valores de energia das transições K_{α} e K_{β} estão tabelados por ordem crescente de energia.

Para realizar a comparação quantitativa do desempenho dos dois sistemas escolheu-se o espectro de Cd-109 por duas razões: pelo grau de concordância no número de contagens ser a maior de todos os espectros recolhidos (variação de apenas 0.335%) e pelo facto de possuir fotopicos bem definidos e com fundo quase desprezável. No caso particular das aquisições realizadas com esta fonte (figura 5.4) e tendo em conta, por exemplo, o fotopico K_α da Ag obtém-se no multicanal uma resolução de 2.94%. Por outro lado, o processamento digital dos impulsos digitalizados permitiu obter uma resolução de 2.81%.

Efectivamente, os valores obtidos pelos dois métodos não diferem grandemente (apesar de, mesmo assim, se observar uma melhoria relativa de cerca de 5%). Isto deve-se ao facto de se terem escolhido parâmetros arbitrários para as funções de ponderação usadas no processamento digital. A função usada (exponencial simétrica), apesar de ser teoricamente a melhor do ponto de vista da relação sinal-ruído, possui a limitação de não tender assintoticamente para zero nas suas extremidades. Demonstra-se [24] que impondo a condição de duração finita, a função de ponderação ideal ⁷ é dada pela expressão 5.11.

$$\sinh\left(\left|\frac{\tau_w/2 - t}{\tau_c}\right|\right) \quad |t| \leq \tau_w/2 \quad (5.11)$$

sendo nesta expressão τ_w a duração da função de ponderação e τ_c o seu factor de forma ou "constante de decaimento".

A replicação do processamento digital para os 20000 impulsos recolhidos (tabela 5.3) em função dos parâmetros livres das funções de ponderação (τ no caso da cúspide exponencial e τ_c na cúspide finita - figura 5.5-C) permite determinar qual a melhor destas funções tendo em consideração a relação sinal-ruído. Como se referiu anteriormente (secção 3.5), desta forma é possível otimizar o desempenho do sistema de tratamento digital dos dados.

A figura 5.5-A representa a resolução espectral do fotopico correspondente a transição K_α da Ag-109m em função dos parâmetros τ dos dois tipos de cúspides (exponencial e finita). As funções de ponderação escolhidas possuem 700 pontos (i.e. 700 bins de 16 ns o que corresponde a cerca de 11 μs). Escolheu-se este comprimento para estas funções por forma a garantir que o sinal resultante do processamento digital tenha dimensões temporais equivalentes às do sinal formatado pelo amplificador/enformador do canal do MCA (i.e. largura a meia altura de 7.7 μs com forma gaussiana).

Da observação da figura 5.5-A é possível concluir que existe um valor mínimo para o valor da resolução para $\tau \simeq 105$. Um varrimento fino do parâmetro τ nesta região permite distinguir os mínimos para as duas funções de ponderação usadas. Assim, a figura 5.5-B revela que a cúspide exponencial possui um mínimo para $\tau = 105$, ao passo que para cúspide finita este mínimo surge em $\tau = 110$. Para além disto, é possível verificar a degradação da resolução quando os impulsos são tratados com a cúspide exponencial normal, comparativamente à cúspide finita, para valores de τ superiores ao τ óptimo, i.e para valores de τ superiores a 110.

⁷O termo ideal é aqui usado no sentido lato querendo genericamente referir-se à configuração da função de ponderação que produz a melhor resolução espectral.

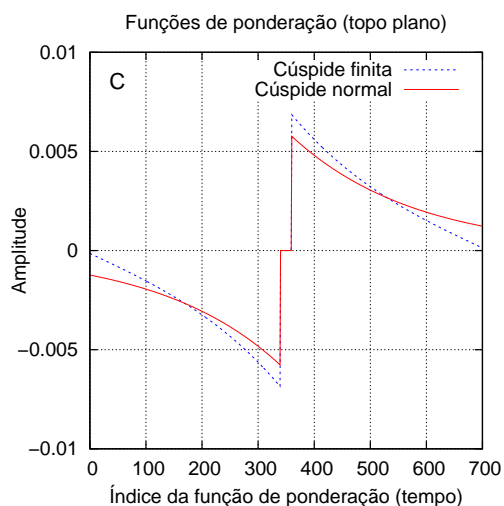
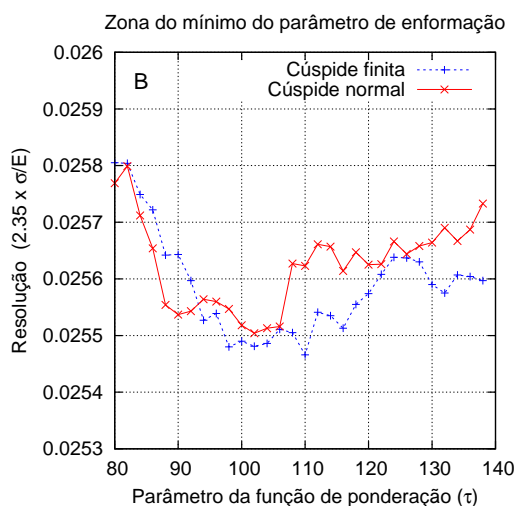
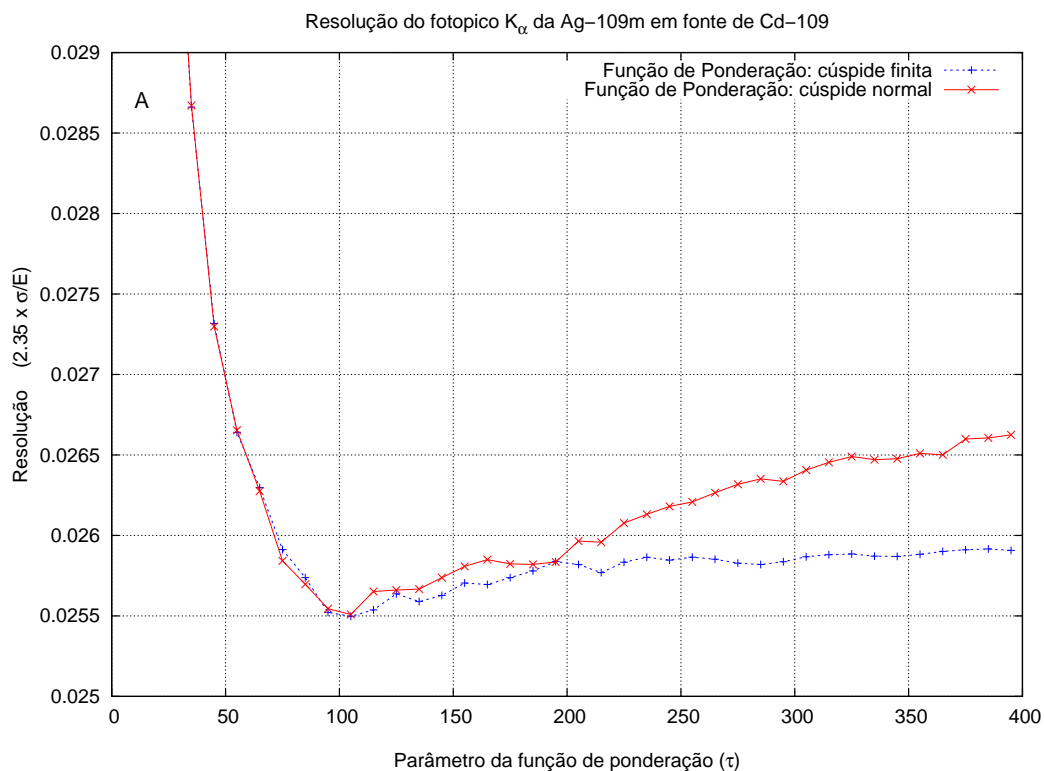


Figura 5.6: (A) Resolução espectral do fotopico K_{α} de Ag-109m na fonte radioactiva de Cd-109 em função do parâmetro τ da função de ponderação de 700 pontos. Os dois conjuntos de pontos foram calculados com dois tipos de funções de ponderação: cúspide normal ou exponencial e cúspide finita (C). O gráfico (B) revela o comportamento da resolução espectral na região do mínimo.

Função de ponderação		Resolução
Núm. de pontos	Δt (μs)	(%)
200	3.2	2.79 %
400	6.4	2.64 %
600	9.6	2.63 %
800	12.8	2.61 %

Tabela 5.5: Resolução dos fotopicos $K\alpha_1 + K\alpha_2$ do iodo em função da duração da função de ponderação (cúspide finita).

Para além desta capacidade de determinar o mínimo do parâmetro de processamento importa notar que os valores da resolução obtida (cerca de 2.55%) é inferior ao obtido com o multicanal. Esta variação de 0.39% (de 2.94% para 2.55%) é significativa tendo em consideração que os valores das FWHM são já relativamente baixos pelo que uma variação de 0.39% corresponde a uma melhoria importante.

Um comportamento semelhante para a resolução dos fotopicos é observado no espectro de fluorescência de CsI com a fonte de Am-241. Neste caso analisou-se o fotopico duplo do Iodo ($K\alpha_1 + K\alpha_2$) com cerca de 28.5 keV (figura 5.5). A resolução observada pelo multicanal é de 3.08%, ao passo que a correspondente ao óptimo do processamento digital é de 2.62% ($\tau = 95$), ou seja corresponde a uma melhoria relativa de cerca de 15%. O factor de melhoria da resolução é semelhante ao observado no espectro do Cd-109.

Para além do τ óptimo da cúspide finita, calculado de forma semelhante ao caso anterior, consideraram-se diferentes comprimentos para a função de ponderação. A tabela 5.5 contém os valores da resolução do mesmo fotopico de fluorescência em função do comprimento da função de ponderação.

É interessante verificar que a resolução pouco melhora para funções de ponderação superiores a 400 pontos. Na verdade, a variação da resolução entre estes dois casos é de apenas 0.03% o que é manifestamente residual. Isto deve-se ao facto de a constante de enformação ser de apenas $\tau = 95$ que é significativamente inferior a 400. As funções de ponderação de maiores dimensões, com o mesmo τ , possuem apenas mais elementos com valores muito reduzidos que pouco afectam o cálculo da amplitude de cada impulso, mesmo no caso da função de ponderação em cúspide finita.

Este facto é importante se se tiver em consideração que o desempenho do espectrómetro digital (número de impulsos processados por unidade de tempo) depende da extensão da função de ponderação utilizada (figura 5.7).

Na figura 5.7 está representado o número de impulsos processados, em *offline*, por unidade de tempo (segundo) na análise do espectro de fluorescência do CsI (Am-241). Apesar de uma função de ponderação de 800 pontos permitir uma taxa de processamento de 1367 impulsos/seg é relevante notar que a redução da cúspide para 400 pontos de extensão permite passar a taxa

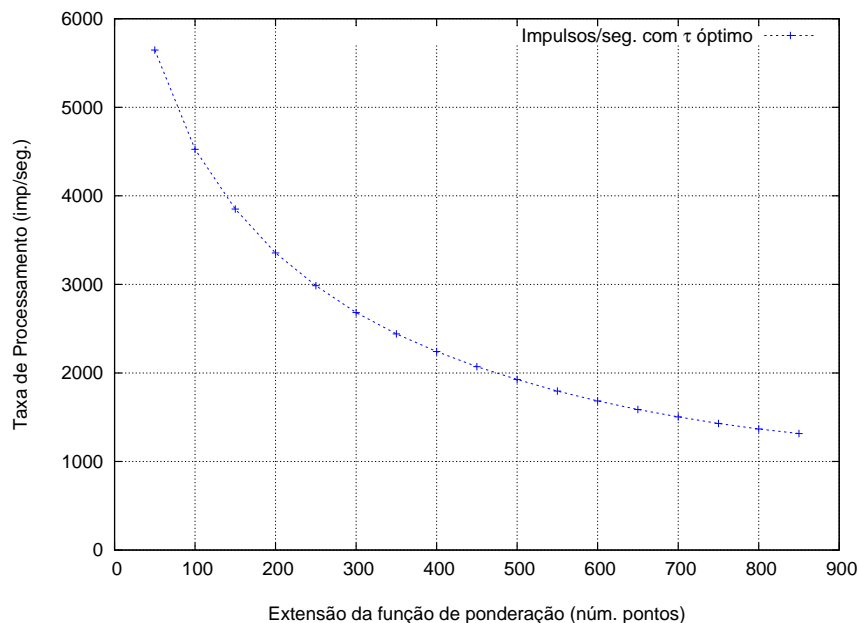


Figura 5.7: Desempenho do processamento digital de impulsos em função da extensão da função de ponderação (cúspide finita) para o parâmetro τ que garante o mínimo de resolução. Dados originais do espectro de fluorescência do CsI com fonte de Am-241.

de processamento para 2243 impulsos/seg com uma agravamento de apenas 0.03 % na resolução espectral, como foi referido anteriormente (tabela 5.5).

Deste modo se conclui que também o dimensionamento da função de ponderação na sua extensão deve ser uma solução de compromisso de acordo com as condições da experiência e as restrições do utilizador.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um sistema de aquisição simultânea de dados em dois canais de processamento (analógico e digital) com capacidade de controlo em tempo real. O sistema descrito permite a aquisição de impulsos distintos mas fisicamente relativos aos mesmo eventos originados num detector de raios-X de semiconductor (CdZnTe). A eficácia do sistema de aquisição é atestada pelo grau de concordância entre o número dos eventos contabilizados em cada um dos canais. A variação entre o número de impulsos recolhidos pelos dois canais não ultrapassou os 0.4% com fontes radioactivas ou os 1.7% em espectros de fluorescência. Os dados recolhidos foram sujeitos a um processo de optimização do processamento digital tendo sido determinados os parâmetros ideais das funções de ponderação utilizadas (cúspide exponencial e cúspide finita). Após este processo de optimização, a resolução espectral melhorou consideravelmente (para cerca de 2.6%), sendo em qualquer dos casos melhor que a obtida pelo multicanal analógico (cerca

de 3%). Finalmente, concluiu-se que o dimensionamento das funções de ponderação usadas no processamento digital de impulsos deve ter em consideração a resolução espectral, assim como a taxa de desempenho de todo o espectrómetro digital.

Capítulo 6

Aplicação do PDI a uma Experiência de Médias Energias

6.1 Introdução

O presente capítulo descreve a aplicabilidade das técnicas de processamento digital de impulsos em experiências de física fundamental. Em particular focar-se-á na experiência que decorre desde 1999 com o objectivo de melhorar a precisão do conhecimento do raio do próton por intermédio da medida do desvio de Lamb no hidrogénio muónico. Uma maior precisão no conhecimento deste parâmetro tem como consequência imediata a confirmação dos processos descritos pela electrodinâmica quântica com muito maior precisão. Esta experiência [62] é mantida por cerca de uma dezena de grupos de investigação europeus e norte-americanos, e decorre no Instituto de Paul Scherrer¹, em Villigen, Suíça [63].

A inclusão de uma componente experimental efectiva nos trabalhos desta tese permitiu não só testar a validade e aplicabilidade de vários dos algoritmos de processamento de impulsos desenvolvidos anteriormente, como também desenvolver e testar outros, de acordo com as exigências e particularidades da experiência. Por outro lado, os trabalhos descritos contribuíram para uma melhoria nas condições experimentais, nomeadamente na análise e tratamento dos impulsos recolhidos pelos detectores de radiação.

Em virtude da relativa complexidade desta experiência não é possível fazer uma apresentação completa e exaustiva de todos os aspectos e sistemas envolvidos na mesma. Essa abordagem fugiria com certeza ao objectivo deste documento e aos trabalhos efectivamente realizados. No entanto, não deixa de ser necessário fundamentar minimamente o significado físico dos dados obtidos e tratados pelo que se torna imperioso apresentar alguns dos aspectos teóricos que se pretendem demonstrar bem como descrever o aparato experimental com algum detalhe.

¹PSI - Paul Scherrer Institute, www.psi.ch

6.2 Determinação do Desvio de Lamb no Hidrogénio Muónico

6.2.1 Objectivos da Experiência

O desvio de Lamb é a pequena diferença de energia entre dois níveis específicos do átomo de hidrogénio. Este desvio é previsto pela mecânica quântica e manifesta-se pelo aparecimento de uma estrutura fina no espectro atómico deste elemento. O desvio de Lamb é, de igual modo, observável noutros sistemas ligados simples (como o hidrogénio muónico por exemplo), consequentemente modulado por um factor de escala. O conhecimento do valor deste desvio permite realizar uma medida indirecta da dimensão do núcleo atómico (que no caso do hidrogénio electrónico ou muónico se limita a um protão). A experiência descrita neste capítulo tem precisamente como objectivo a determinação do desvio de Lamb no hidrogénio muónico com vista à quantificação do raio de carga do protão com maior precisão do que a conseguida actualmente por outros métodos.

6.2.2 Enquadramento e Revisão de Matérias

O raio de carga do protão, o núcleo atómico mais simples, é conhecido de experiências de dispersão electrónica com uma precisão de cerca de 2%. Este limitado conhecimento do raio de protão restringe consideravelmente testes de electrodinâmica quântica em estado ligado a uma precisão de cerca de 6×10^{-6} . Um acréscimo na precisão do raio do protão, tal como é descrito nesta experiência, permite baixar aquele valor para 10^{-7} [64].

O átomo de hidrogénio *normal* é constituído por um electrão (e^-) orbitando em torno de um protão nuclear. Se em vez do electrão o átomo possuir um muão negativo (μ^-) orbitando o protão, o átomo denomina-se *hidrogénio muónico* (μp). O muão μ^- possui uma massa cerca de 207 vezes maior do que a do electrão e^- , pelo que os níveis de energia do hidrogénio muónico são também cerca de 186 vezes maiores (em virtude da maior proximidade nuclear das suas orbitais) do que os correspondentes níveis de energia para o hidrogénio electrónico [65].

Para o hidrogénio normal ($e^- p$) a teoria quântica indica que o primeiro estado excitado ($n = 2$) é um duplete (2S e 2P). Contudo, isto não está inteiramente de acordo com os resultados experimentais. Estes evidenciam uma pequena diferença de energia entre os estados 2S e 2P responsável pela estrutura fina do espectro (figura 6.1) [65].

Em 1947, Willis Lamb projectou uma experiência usando técnicas de micro-ondas que visava estimular as transições de radio-frequência entre os níveis $2S_{1/2}$ e $2P_{1/2}$ [66]. Observou então uma discrepância no valor da diferença energética. Esta diferença é um efeito previsto pela electrodinâmica quântica (QED²), podendo ser encarada como a influência de fótons virtuais que são emitidos e re-absorvidos pelo átomo. Em QED o campo electromagnético está quantizado e tal como acontece com o oscilador harmónico quântico, o seu nível de energia mais baixa não é igual a zero. Existem por isso poucas oscilações em torno do ponto zero que levem o electrão a executar movimentos oscilatórios rápidos. O raio atómico é assim afectado de tal forma que o potencial de Coulomb sofre uma pequena perturbação e a degenerescência dos dois

²Quantum Electro-Dynamics

Espectroscopia do Hidrogénio Muónico

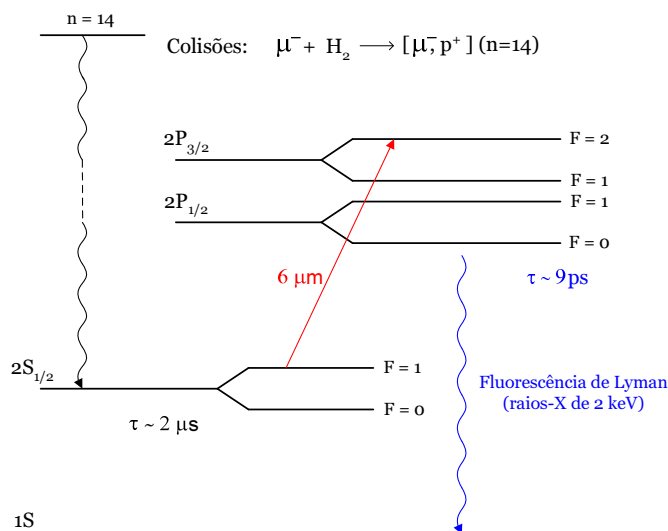


Figura 6.1: Estrutura simplificada de níveis energéticos no hidrogénio muónico para $n = 1$ e $n = 2$.

níveis atómicos é levantada, dando origem a este pequeno desvio - o chamado **desvio de Lamb**. Assim a medida deste desvio permite quantificar indirectamente a perturbação Coulombiana e a partir desta o raio de carga do protão nuclear.

6.2.3 Descrição da Experiência

O princípio da experiência consiste, como se disse anteriormente, na medida da diferença de energia entre os níveis $2S-2P$ no hidrogénio muónico (μ^-p) sendo isto conseguido por intermédio de espectroscopia de raios-X e usando um laser de infravermelho.

Para realizar a experiência são necessários três componentes fundamentais: uma fonte de muões contínua para gerar o hidrogénio muónico, uma fonte de luz coerente (laser infravermelho) juntamente com uma cavidade óptica para maximizar o processo de excitação do hidrogénio muónico e um sistema de detecção de raios-X para observar a consequente radiação de de-excitação, bem como os electrões resultantes do decaimento do muão (μ^-) a fim de, em coincidência com os raios-X, produzir uma assinatura característica para a detecção da fluorescência do μp .

6.2.3.1 Feixe de Muões

A linha de feixe de muões consiste numa armadilha de ciclotrão (*cyclotron trap*) [68] que tem por função produzir muões de baixa energia a partir de um feixe de piões (π^-). Associada a esta

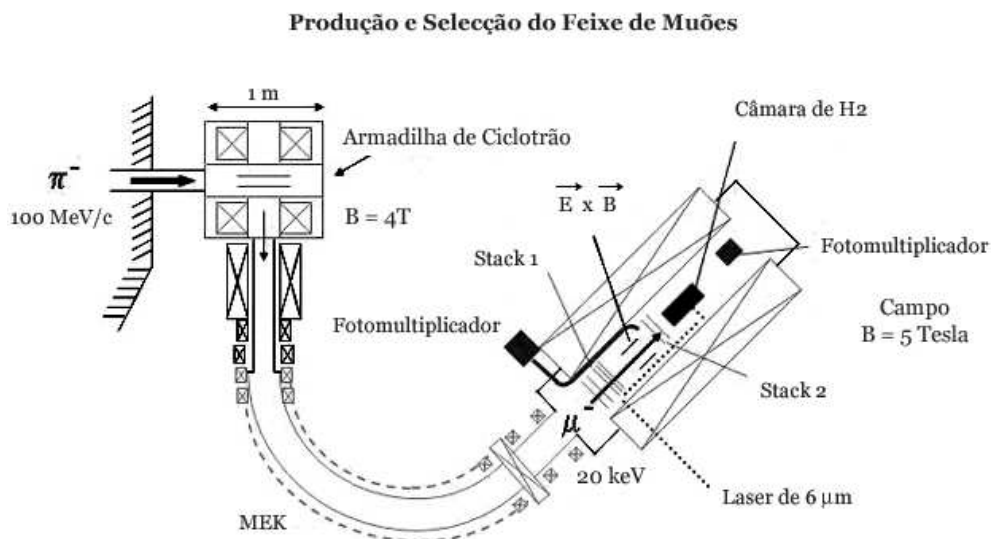


Figura 6.2: Esquema experimental para produção de hidrogénio muónico. O feixe de piões π^- é encaminhado para uma armadilha de ciclotrão onde são produzidos muões sendo então selecionados no MEC garantindo um feixe colimado no solenóide com alvo de gás H_2 a baixa pressão onde é produzido o hidrogénio muónico (adaptado de [67]).

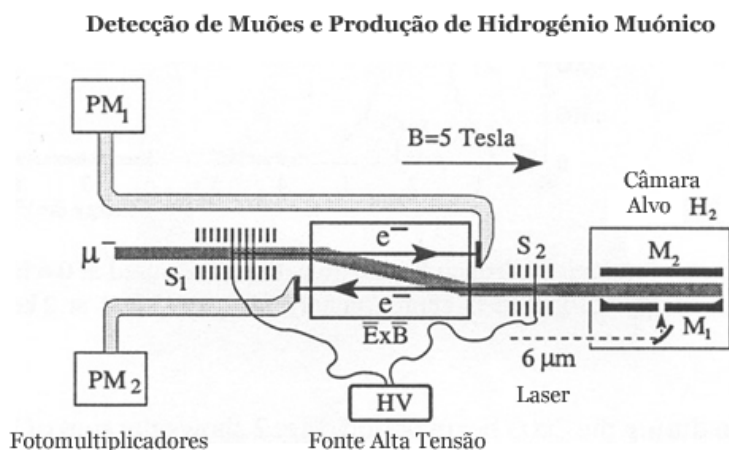


Figura 6.3: Representação esquemática da parte central da experiência. Os muões entram da lado esquerdo atravessando um conjunto de películas de carbono originando electrões. Estes são acelerados e detectados por dois cristais acoplados a fotomultiplicadores originando assim um sinal de disparo para o laser na cavidade óptica (adaptado de [67]).

componente existe num canal de extracção de muões (MEC³ - solenóide curvo) para transporte e selecção destas partículas [62]. Para além disso a linha de feixe de muões contém ainda um solenóide (com 1 m de comprimento) onde é colocado gás (H_2) a baixa pressão e dois detectores de transmissão para os muões. Duas pilhas de películas de carbono ultra-finas ($d = 4 \mu g/cm^2$) são o elemento chave do detector rápido de muões. Os poucos electrões libertados quando um muão atravessa estas películas de carbono são acelerados pelo campo eléctrico dessas pilhas (S1 e S2) e detectados por cintiladores plásticos acoplados a fotomultiplicadores (PM1 e PM2). Os campos $\vec{E} \times \vec{B}$ separam os muões mais lentos desviando-os em cerca de 10mm da direcção do feixe de entrada. É então feita uma colimação do feixe para cerca de $5 \times 15 mm^2$ para que este seja introduzido na câmara alvo onde se encontra o hidrogénio. A taxa de muões detectados correspondente ao intervalo de energias de 3 a 6 Kev é de $300 s^{-1}$. Estes muões permitem gerar um sinal de disparo (*trigger*) para o laser pulsado bem como para o sistema de aquisição de dados [64].

Os muões que passam na câmara alvo dão conseqüentemente origem a átomos de hidrogénio muónico (μp) extremamente excitados ($n = 14$). A maioria destes átomos de-excita rapidamente para o estado fundamental, mas cerca de 1% decai para o estado metaestável μp_{2S} (fig. 6.1).

O volume de paragem dos muões na cavidade óptica tem de ser o mais pequeno possível de modo a promover a probabilidade da transição $2S - 2P$, durante o disparo do laser, assim como um elevado ângulo sólido para os detectores de raios-X. Um curto impulso laser, com comprimento de onda ajustável em torno de $\approx 6 \mu m$ (correspondente a ΔE_{2P-2S}) é enviado para uma cavidade espelhada que envolve o volume de gás cerca de $1 \mu s$ após a paragem do muão. Uma curva de ressonância é então obtida após medida, para diferentes comprimentos de onda do laser ajustável, do número de transições $2P - 1S$ (raios-X de 2 keV) que ocorrem em coincidência temporal com o impulso laser.

6.2.3.2 Sistema Óptico

O sistema óptico de luz coerente utilizado produz um laser pulsado com uma energia da ordem de 1 mJ e com um atraso máximo de $1.7 \mu s$ para uma taxa de repetição de cerca de 30 Hz. O sistema é composto por três estágios fundamentais: um pulsado *pulsed multimode*, um contínuo (*CW monomode*) e uma célula de *Raman*. Para que o laser alcance a cavidade óptica em tempo útil (devido ao decaimento do muão) é necessário um laser de disparo rápido, o que é conseguido com o excímero (tempo de resposta de 300 ns). Este excímero fornece um laser de 308 nm que é então convertido num comprimento de onda de 708 nm por via de um laser de titânio-safira (Ti:Sa) de modo contínuo e seu respectivo oscilador. Este laser é amplificado (amplificador Ti:Sa) e convertido em $6 \mu m^4$ por intermédio de uma célula de hidrogénio em alta pressão (célula de *Raman*). Esta célula faz migrar o comprimento de onda do laser de 708 nm para o infravermelho pretendido por excitação sucessiva dos estados vibracionais das moléculas de

³Muon Extraction Channel

⁴O oscilador-amplificador Ti:Sa permite a afinação do comprimento de onda na região dos $6 \mu m$ por forma a obter a curva de ressonância.

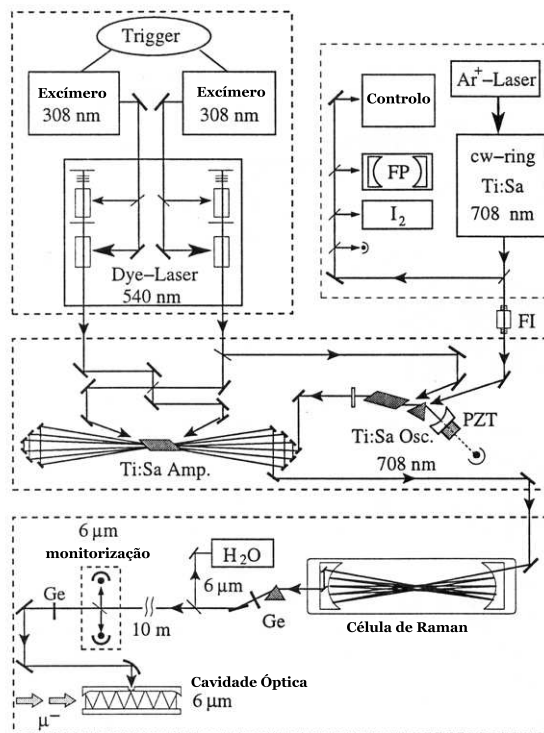


Figura 6.4: Esquema do sistema de laser indicando o processo de conversão do comprimento de onda nos requeridos $6 \mu m$ (adaptado de [69]).

hidrogénio. O feixe de laser infravermelho resultante tem uma duração de 7 ns e uma energia de 0.3 mJ sendo fornecido à cavidade óptica que o distribui de modo a iluminar todo o volume alvo maximizando a sua absorção [69].

6.2.3.3 Detectores de raios-X

O sistema de detecção de raios-X consiste de um conjunto de fotodíodos de avalanche de grande área ⁵ devido fundamentalmente à sua boa prestação energética na região de raios-X de baixa energia (cerca de 20%) e também devido à insensibilidade ao campo magnético presente na região de detecção ($B = 5$ Tesla) [70]. Para além disso, estes detectores garantem tempos de subida da ordem de 25 ns e a sua elevada área de detecção de raios-X e estrutura compacta permitem uma boa eficiência de detecção. Individualmente cada APD possui uma pequena área de detecção. No entanto, o uso de vários destes dispositivos (20 no total), em torno do volume onde é produzido o hidrogénio muónico, garante uma área de detecção efectiva significativa [70].

⁵LAAPDs ou *Large Area Avalanche Photo-Diodes*

Estes LAAPDs são arrefecidos (a -40°C) por forma a otimizar a resolução espectral e consequentemente a relação sinal-ruído [71].

Os sinais provenientes dos detectores de raios-X são pré-amplificados, amplificados e digitalizados a uma taxa de 140 MSPs e com uma resolução de 8 bits. Este procedimento permite não só a supressão de sinais com forma diferentes das esperadas como a separação de dois impulsos empilhados através da análise em *off-line* [67].

6.2.4 Aquisição e Análise de Dados

Os dados obtidos dizem respeito a impulsos com informação de *pre-trigger* correspondentes a diferentes processos que ocorrem na experiência descrita. Como se disse, estes impulsos foram digitalizados (ADCs Flash) a 8 bits, em secções de 2048 amostras com uma taxa de amostragem de 140 MSPs. Deste modo, cada impulso corresponde a secções temporais de $14.6\ \mu\text{s}$ ($7.14\text{ns} \times 2048$) que, como se verá, são suficientes para retirar a informação energética e de temporização adequada.

O sinal de trigger para a aquisição digital é dada pela detecção coincidente de electrões nos fotomultiplicadores (fig. 6.3) indicando a entrada de um muão na câmara alvo, com a detecção de eventos nos detectores de raios-X e do electrão de decaimento do muão.

A chegada de um muão activa um sinal de *gate* (EVG). Durante o tempo em que esse sinal de *gate* está activo (configurável de $8\ \mu\text{s}$ a $12\ \mu\text{s}$) podem ocorrer eventos nos detectores de raios-X. Se um detector regista algum evento é também aberta uma *gate* (DTG) por um intervalo de tempo semelhante a EVG. No fim do tempo de EVG é feito o OU lógico de todas as DTG e se o resultado for verdadeiro é tomada a decisão de ler o evento (EVTR ou *Event Trigger*). Caso contrário é feita uma reinicialização por hardware aos módulos lógicos [72].

Os ADCs Flash estão em aquisição permanente escrevendo o resultado num *buffer* circular de memória com $14\ \mu\text{s}$. Quando ocorre um EVTR os ADCs são parados e o *buffer* é lido e registado para tratamento futuro.

Os dados retirados e objecto do processamento não sofreram qualquer tipo de discriminação pelo que contém eventos referentes a diversos processos físicos. Desde logo, é possível observar impulsos simples, impulsos duplos com empilhamento, impulsos simples ou duplos com saturação de escala, sinais oscilantes e finalmente ruído (figura 6.5).

Estes impulsos dizem respeito a processos físicos distintos e como tal necessitam de ser convenientemente classificados e tratados de acordo com as suas características. Após a realização deste processo de selecção é necessário retirar informação dos impulsos referente a instante de ocorrência e amplitude (ou energia da *radiação* original), no caso de eventos ou impulsos simples, e para além destes, o intervalo de tempo entre eventos, no caso dos eventos duplos empilhados. Este último caso requer um tratamento especial na determinação do parâmetro de amplitude devido às suas características eminentemente não uniformes.

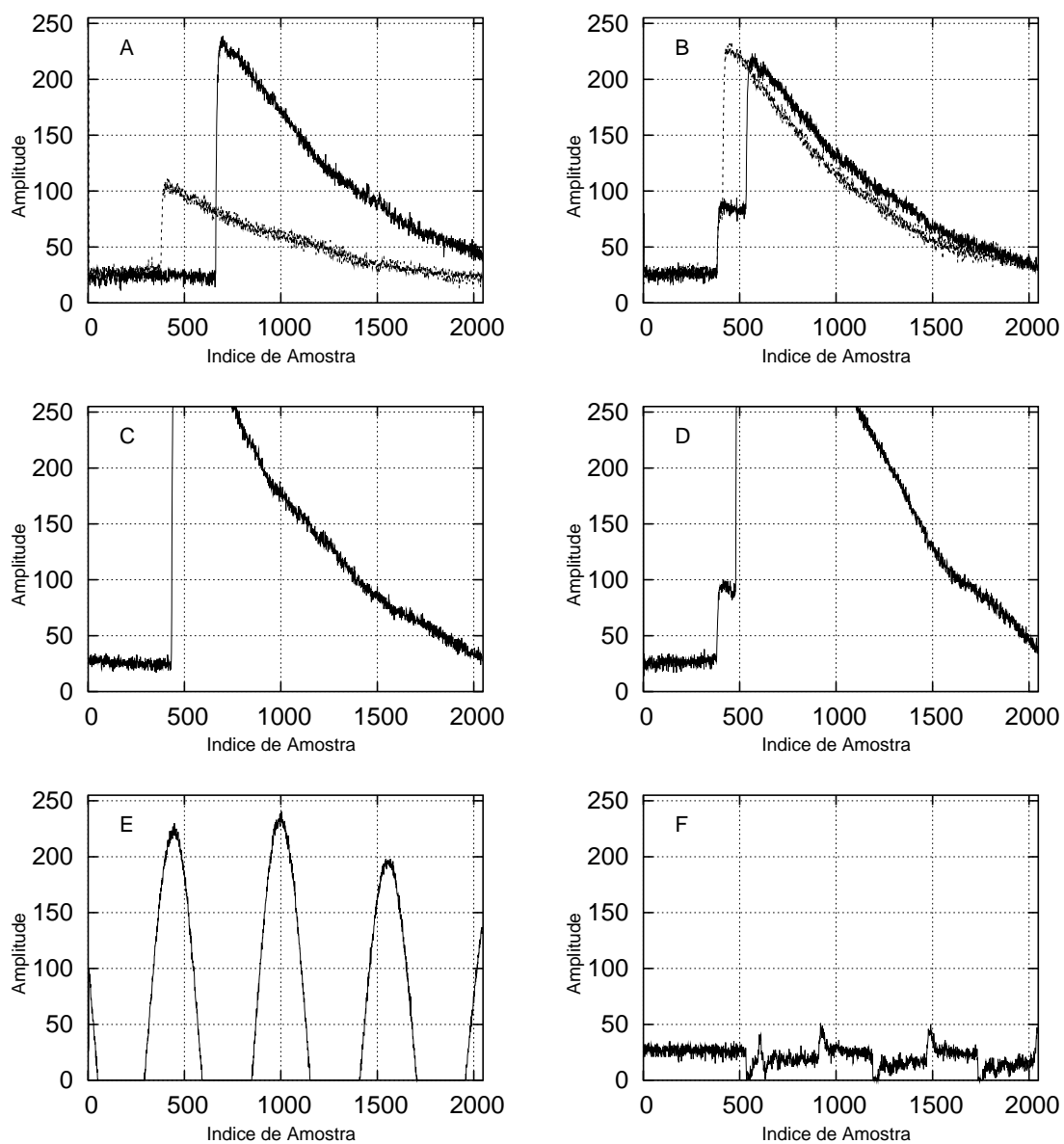


Figura 6.5: Tipologia de eventos digitalizados referentes a processos físicos distintos: (A) Eventos com impulsos simples originados por raios X ou um electrão; (B) Eventos com impulsos duplos empilhados originados pela detecção simultânea de raios-X e electrão; (C) Eventos com impulsos simples com saturação de escala; (D) Eventos com impulsos duplos com saturação de escala; (E) Eventos com impulsos provocados pela detecção de partículas energéticas α ; (F) Outros eventos como ruído, etc.

6.2.5 Processamento Digital de Impulsos Dedicado

De seguida são apresentados alguns dos métodos e algoritmos desenvolvidos para a análise dos dados dando-se ênfase aos resultados obtidos com a sua aplicação.

6.2.5.1 Selecção e Classificação de Impulsos

Antes de se proceder ao tratamento dos impulsos com vista à obtenção dos parâmetros com significado físico é necessário proceder a uma validação e classificação dos impulsos adquiridos. A observação directa destes, tal como se mostra em Fig. 6.5 revelou a existência de 5 categorias principais:

- **Impulsos Simples** - referentes à detecção de um raio-X, na maior parte dos casos de 2 keV, originado pelo decaimento do muão para o seu estado fundamental 1S.
- **Impulsos Duplos com Empilhamento** - referentes à detecção simultânea de raios-X nas mesmas condições do impulso simples bem como de um electrão com um atraso variável em relação aos raios-X.
- **Impulsos Simples ou Duplos com Saturação** - idêntico aos anteriores mas com saturação superior de escala.
- **Impulsos Oscilantes** - provocados pela detecção de partículas muito energéticas como, por exemplo, partículas α . Este tipo de eventos decorre da resposta particular dos LAAPDs a este tipo de partículas.
- **Ruído** - Falsos eventos, interferências externas, etc.

Nesta listagem apenas é importante considerar as duas primeiras categorias pois são as únicas com significado físico e sem adulteração de informação decorrente da saturação de escala. A classificação é feita tendo em conta o número de degraus (impulsos) presentes no evento, o número de amostras em saturação superior (*overflow*) e inferior (*underflow*) estando os critérios de classificação representados no diagrama da figura 6.6.

Há ainda a considerar a especificidade da classificação realizada para impulsos saturados simples e duplos que apesar de ter sido realizada não originou processamento dedicado para estes impulsos sendo por isso classificados genericamente como saturados.

A aplicação destas rotinas de classificação apresenta uma eficiência de 98,5%, para o pior caso, quando comparada com a classificação manual realizada por observação individual dos impulsos.

Uma vez classificados os impulsos são tratados digitalmente de acordo com as suas características. Para além da discriminação dos impulsos com informação distorcida, pretende-se determinar as suas amplitude(s)⁶ e instante(s) de ocorrência. As secções seguintes descrevem e os métodos usados para determinar estes parâmetros e apresentam os resultados obtidos.

⁶dos dois impulsos no caso de impulsos duplos empilhados.

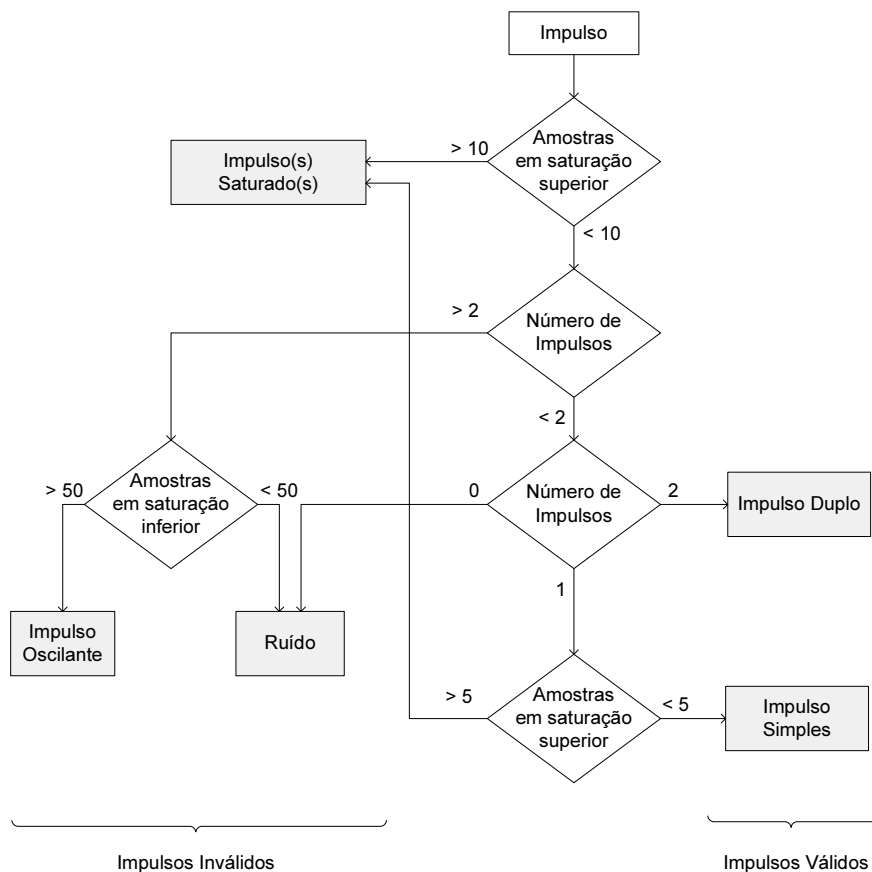


Figura 6.6: Diagrama de selecção e classificação prévia dos impulsos digitalizados segundo as cinco categorias principais descritas: impulsos simples, duplos, saturados, oscilantes e ruído.

6.2.5.2 Análise em Energia

O tratamento de impulsos com vista à obtenção do espectro em energia é feita de acordo com o algoritmo da convolução descrito anteriormente (secção 3.3.2). Tal como se viu, neste processo é realizada a convolução dos impulsos digitalizados com uma função de ponderação normalizada. O máximo local da função resultante é então proporcional à amplitude do impulso inicial resultando da ponderação das amostras em torno do instante de ocorrência do evento. O espectro de energia resulta naturalmente da histogramação destes valores.

A correcta parametrização da função de ponderação é determinante para a qualidade do espectro final e deve ter em conta as características dos eventos a tratar. Destas salientam-se o instante de ocorrência do evento, o tempo de subida e os níveis e componentes de ruído presentes no sinal que condicionam a extensão, topo e forma da função de ponderação, respectivamente.

O valor do instante de ocorrência do impulso na secção digitalizada limita a extensão da

função de ponderação. Como se pode ver na secção 6.2.5.4 os instantes de ocorrência do impulso variam bastante não sendo em geral inferiores a $2.5 \mu s$ (ou 350 canais) do início da aquisição. Em teoria este é o limite máximo para a extensão da função de ponderação. Na realidade é possível usar funções de ponderação mais extensas uma vez que o integral de convolução apenas tem significado, para o espectro energético, na vizinhança do instante de ocorrência do evento. Assim, a menos da largura do topo da função de ponderação, esta pode ter uma extensão até ao dobro do número de canais correspondente ao menor instante de ocorrência dos impulsos i.e. neste caso cerca de 700 pontos ($5 \mu s$). Contudo, este valor revelou-se excessivo pelo facto de não comportar nenhum melhoramento visível da resolução espectral final e por se tornar computacionalmente demasiado moroso. Numa primeira fase, o valor escolhido para a extensão da função de ponderação, tendo em conta estes factores, foi de 256 amostras.

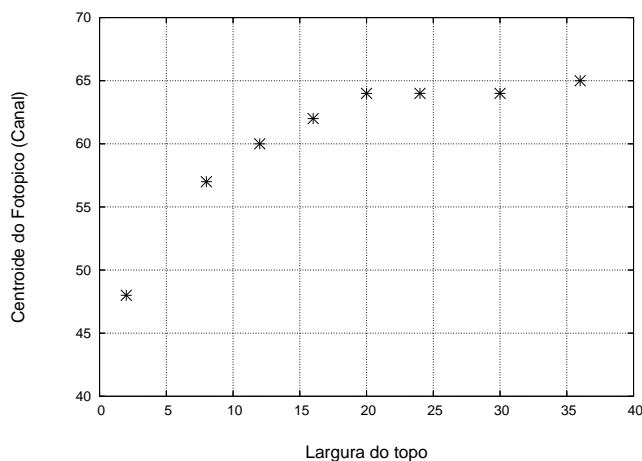


Figura 6.7: Representação da dependência do valor do centróide do fotopico (Fig 6.8) com o valor da largura do topo da função de ponderação. O desvio (*offset*) deixa de ser significativo para um valor de topo superior a 24 pontos.

A limitação do topo da função de ponderação está relacionada com a duração do tempo de subida dos impulsos. A forma da função de ponderação (cúspide) é tradicionalmente reconhecida como sendo desvantajosa no tratamento de impulsos com tempos de subida não nulos por introduzir desvios espectrais (défice balístico). Isto pode ser facilmente compreendido se se considerar que o máximo da convolução coincide com a zona de subida do impulso. Deste modo, o uso de uma função de ponderação sem topo plano deteriora a informação da amplitude do impulso introduzindo um desvio (*offset*) para as energias mais baixas [11]. Por outro lado, o topo deve ser tão pequeno quanto possível para garantir que as amostra imediatamente a seguir à subida do impulso são contabilizadas com maior peso. Tendo estes factores em consideração optou-se por usar um topo de valor igual ao tempo de subida máximo dos impulsos simples i.e. 24 pontos. A figura 6.7 evidencia a dependência do desvio no centróide do fotopico (Fig. 6.8) com a largura do topo da cúspide truncada.

Finalmente, em relação à forma (constante de decaimento) da cúspide usada como função de ponderação optou-se por um valor de $\tau = 80$. Apesar de este valor não ter sido sujeito a optimização (nesta fase não era um requisito para o tratamento dos dados) foi tido em conta que uma constante demasiado baixa daria um peso excessivo às amostras na vizinhança do degrau do impulso bom como ao ruído aí presente, ao passo que, uma constante muito elevada se resumiria a uma média de todos os pontos com pesos semelhantes. Foi por essa razão decidido atribuir um valor intermédio a τ , o que aliás permitiu obter um espectro com resolução semelhante à do tratamento *analógico* dos eventos (27 % para o fotopico).

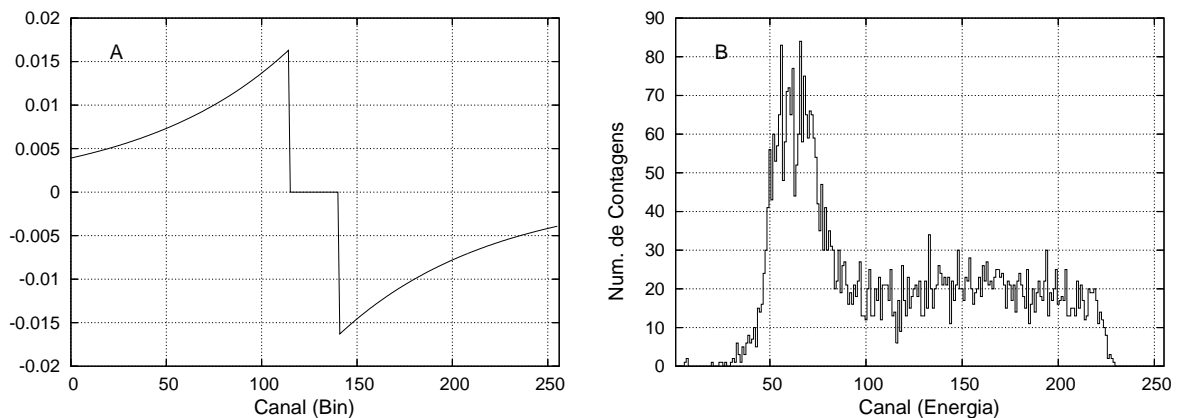


Figura 6.8: (A) - Função de ponderação (cúspide truncada) de 256 pontos, topo de 24 e $\tau = 80$ usada no algoritmo de determinação de amplitude dos impulsos. (B) - Espectro de energia das transições K do hidrogénio muónico obtido a partir de impulsos simples sem saturação (Fig. 6.5-A). A resolução em energia do fotopico é de aproximadamente 27 % (FWHM).

Da observação do espectro da figura 6.8-B é possível constatar a existência do fotopico de cerca de 2 keV correspondente à de-excitação do nível hidrogénio muónico do nível 2P para o 1S. Este fotopico possui uma estrutura (K_α, K_β e K_γ) embora não seja possível separar estas 3 energias. Para além do fotopico de 2 keV é ainda possível observar uma zona de energias mais elevadas, aproximadamente uniforme, que se estende até ao canal 230 e que corresponde a impulsos gerados por electrões produzidos no decaimento dos muões. Existem ainda a possibilidade de uma pequena parte destes impulsos se referirem a raios-X de 5 keV do carbono muónico produzido pela interacção dos muões com o material de confinamento do H_2 na câmara (figura 6.9). Estes raios-X surgem de forma evidente nos impulsos duplos empilhados onde o espectro dos segundos impulsos mostra claramente um fotopico para os 5 keV [67]. No entanto, a estatística conseguida é bastante reduzida, mesmo após discriminação temporal (secção 6.2.5.7).

Como se referiu anteriormente, uma das vantagens do processamento digital de impulsos é permitir optimizar os parâmetros das funções de processamento para as condições efectivamente presentes em cada aquisição. Apesar de não ser um requisito neste trabalho específico de tratamento de dados esta optimização foi tentada (para o caso dos impulsos simples sem saturação e

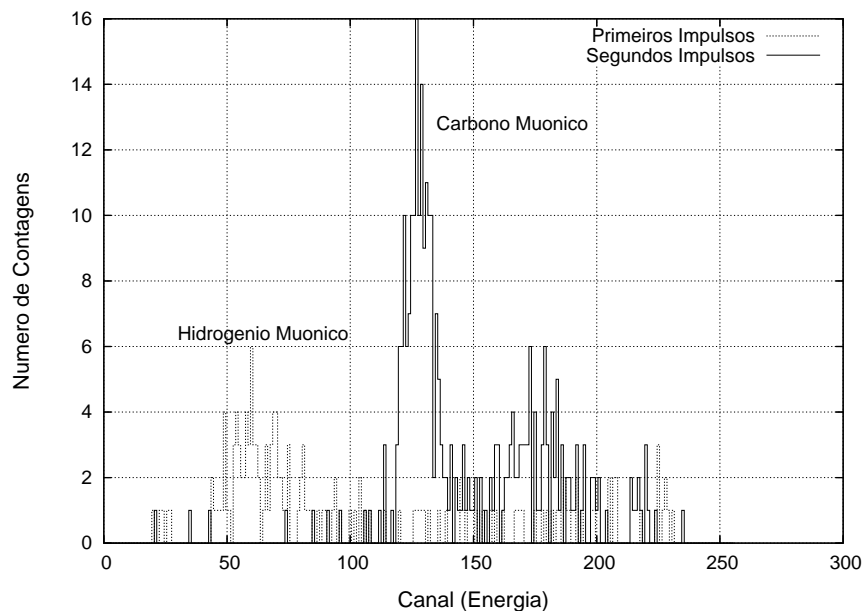


Figura 6.9: Espectro para os primeiros e segundos impulsos para eventos com empilhamento de impulsos. Os primeiros impulsos correspondem ao fotopico dos 2 keV enquanto que os segundos são originados pelo carbono muónico das paredes da cavidade óptica.

impulsos duplos) tendo-se tirado algumas conclusões interessantes.

Tal como no caso anterior (do espectro representado na Fig. 6.8-B) foi usada uma função de ponderação com a forma de cúspide truncada simétrica. No entanto, o estudo preliminar da resolução espectral em função da constante de decaimento τ revelou a divergência daquela, não sendo observável nenhum mínimo local, tal com é previsto pela teoria. Observa-se que a resolução do fotopico se degrada com o aumento do parâmetro τ . Este comportamento, aparentemente estranho, pode ser interpretado do seguinte modo: o aumento de τ tem como consequência, na função cúspide simples, a atribuição de maiores pesos, em cada integral de convolução, às amostras que se encontram mais afastadas do degrau do impulso. Em cada integral de convolução, a amplitude do impulso resulta da compensação entre os produtos ponderados anteriores e posteriores ao degrau do impulso. Antes do degrau do impulso, o sinal resume-se à linha de base com o ruído presente no sistema. O produto ponderado é assim independente do valor de τ neste intervalo uma vez que as funções de ponderação são normalizadas e simétricas. Contudo, na zona posterior ao degrau do impulso, torna-se evidente que ao aumentar τ se atribui um maior peso aos pontos mais afastados do centro da função de ponderação. Acontece que estas amostras não possuem já o valor de amplitude *real* do impulso mas sim um valor ligeiramente inferior. Isto sucede pelo facto de se usarem pré-amplificadores com malha de realimentação RC o que pressupõem o decaimento exponencial da amplitude dos impulsos pré-amplificados.

As amostras desta zona posterior ao degrau do impulso são multiplicadas pela metade da

função de ponderação (fig. 6.8-A) no processo da convolução. Portanto, é de esperar que um aumento do valor de τ contribua para a atribuição de maior peso de ponderação a amostras mais afastadas do degrau do impulso que possuem naturalmente um déficit de amplitude maior (constante de decaimento RC do pré-amplificador). O comportamento do centróide do fotopico revela exactamente esta dependência. À medida que se aumenta τ o centróide desloca-se para as energias mais baixas.

Este mecanismo, descrito do ponto de vista da aplicação do algoritmo de determinação de energia, traduz um problema antigo e conhecido nos sistemas de tratamento de dados por via da electrónica analógica - a existência de um pólo no sinal [73]. Os desvios observados no valor da amplitude (e consequentemente do centróide do fotopico) traduzem a existência de um polo não cancelado ou não compensado de todo.

Nos sistemas tradicionais este problema surge naturalmente durante o processo de amplificação/formatação⁷. Este processo é realizado por um conjunto de módulos electrónicos que adaptam ou enformam o sinal pré-amplificado tornando-o mais curto e com uma forma conhecida [74]. Entre outras vantagens, este tratamento facilita os procedimentos de *trigger* (disparo), melhora a relação sinal-ruído e garante o funcionamento de todo o sistema com taxas de contagem mais elevadas. Na maior parte destes sistemas opta-se por uma enformação (unipolar ou bipolar) que pressupõe uma cascata de diferenciações e integrações. Se estes circuitos tivessem uma gama dinâmica infinita, a melhor altura para fazer a diferenciação seria no fim da cadeia enformação, pois eliminaria as perturbação de baixas frequências e desvios DC causadas pelas circuitos amplificadores. No entanto, sendo a gama dinâmica finita, esta seria facilmente ultrapassada por empilhamento de impulsos e/ou impulsos de longa duração, mesmo trabalhando com taxas de contagem moderadas. Portanto, o primeiro andar na cadeia de tratamento dos impulsos pré-amplificados é tradicionalmente uma diferenciação com vista ao encurtamento dos impulsos. A consequência da diferenciação de um sinal pré-amplificado com decaimento exponencial é o aparecimento de uma componente negativa (cauda negativa) no impulso diferenciado [75].

Mesmo procedendo às integrações posteriores, este efeito é transmitido cumulativamente ao sinal a menos que seja corrigido no próprio circuito de diferenciação. Nestes sistemas tradicionais isto consegue-se com recurso a um ajuste ou cancelamento do polo-zero para cada constante de decaimento de pré-amplificação [74].

No caso do processamento digital de impulsos, o sinal pré-amplificado é digitalizado não havendo lugar a nenhuma enformação analógica capaz de gerar um polo descompensado no sinal. Contudo, considerando o processo de determinação da amplitude por convolução e atentando-se na forma da função de ponderação conclui-se que este processo é semelhante a uma diferenciação (a função de ponderação é composta por duas componentes de sinal oposto).

A existência deste *undershoot* (desvio negativo) é o responsável pela deterioração da resolução quando se aumentam as dimensões da função de ponderação ou o seu parâmetro τ . O *undershoot* é tanto maior quanto maior for a função de ponderação, o seu parâmetro τ e a constante RC do pré-amplificador. Deste modo, conclui-se que não é possível realizar a optimização desta função de ponderação (com os impulsos gerados pelo pré-amplificador usado) sem proceder a

⁷Por vezes o processo de formatação é também referido como *enformação*

um cancelamento do polo-zero por via digital.

Por sair do âmbito do tratamento de dados requerido não se procedeu a este cancelamento. Contudo, foi já referido um processo com esta finalidade na descrição dos filtros digitais projectados para o tratamento digital de impulsos por *hardware* (secção 4.3.3.1).

6.2.5.3 Funções de Ponderação Assimétricas

Como se viu anteriormente, os eventos válidos podem ser classificados como simples ou duplos. Na secção anterior fez-se referência exclusivamente ao processamento realizado para eventos classificados como simples. A aplicação do algoritmo da convolução revelou-se bastante eficaz para este efeito. Contudo, a aplicação directa deste método no tratamento de eventos duplos não produziria resultados válidos. Com efeito, o intervalo de tempo de ocorrência entre os dois impulsos do evento duplo é, na maior parte dos casos, inferior à largura da função de ponderação usada no processo de convolução. Um espectro construído com base nestes dados seria invariavelmente distorcido nas zonas vizinhas dos fotopicos. Por esta razão, impõe-se a adaptação deste método para o caso dos impulsos empilhados.

O método desenvolvido e usado consiste na adaptação ou re-amostragem de uma função de ponderação para os intervalos de tempo identificados como válidos para cada um dos dois impulsos do evento duplo. O princípio deste método está descrita na secção 3.3.2.2.

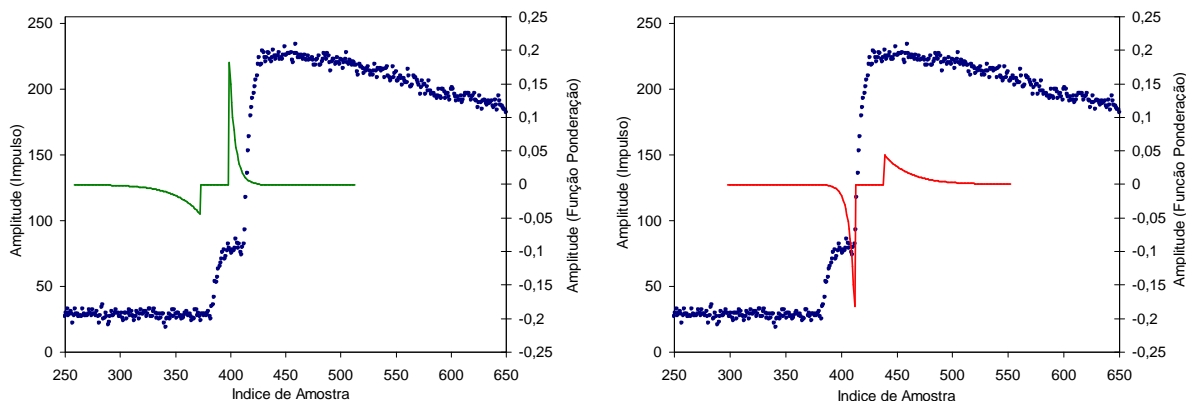


Figura 6.10: Funções de ponderação assimétricas e normalizadas para o caso de um evento com dois impulsos empilhados. A dimensão das funções de ponderação é calculada dinamicamente em função das amostras válidas disponíveis em cada impulso.

Apesar de o número de eventos com impulsos duplos ser relativamente pequeno (devido à baixa taxa de contagens referida anteriormente) é interessante verificar que mesmo nestas condições a filtragem assimétrica permitiu melhorar ligeiramente o espectro obtido considerando apenas impulsos empilhados. Da histogramação dos primeiros impulsos de cada evento obtém-se um espectro semelhante ao dos impulsos simples i.e. com um fotopico de 2 keV. A utilização de funções de ponderação simétricas tem a consequência de contribuir para distorção do fotopico

sempre que a diferença temporal entre impulsos for inferior a metade da largura da função de ponderação.

Os resultados da análise espectral estão representados na seguinte tabela.

	Centróide	σ
Func. de Ponderação Simétrica	62.02	12.56
Func. de Ponderação Assimétrica	63.37	12.14

Esta abordagem é particularmente útil em situações onde a estatística de impulsos disponíveis é baixa, como a da experiência descrita. Nestes casos, toda a informação disponível deve poder ser tratada, embora por vezes a análise integral possa aparentemente comprometer outros parâmetros como a resolução espectral final. Apesar disto, a comparação directa de dois espectros (com rejeição de empilhamento ou com tratamento integral com função assimétricas) valoriza a última abordagem uma vez que contém mais informação num processo de baixa estatística.

6.2.5.4 Análise Temporal

Para além da determinação da amplitude de cada impulso, a experiência descrita requer o conhecimento dos respectivos instantes de ocorrência. Relembre-se que da concepção da experiência, apenas os impulsos referentes aos 2 keV da transição de de-excitação 2P-1S, que ocorram em coincidência com o impulso laser, devem ser contabilizados para efeitos da construção da curva de ressonância pretendida. Para além desta determinação dos instantes de ocorrência de impulsos simples surge a dificuldade de uma importante percentagem de eventos conter impulsos duplos que se referem a fenómenos físicos distintos (na maior parte dos casos correspondente à detecção de um raio-X de 2 keV e de um electrão ou raio-X). Portanto, para além das amplitudes e instantes de ocorrência é necessário distinguir temporalmente impulsos empilhados contabilizando os respectivos intervalos temporais. Só deste modo é possível seleccionar o tratamento adequado para cada caso e discriminar os eventos relevantes.

Tal como no caso da determinação da energia dos impulsos por avaliação da sua amplitude, impõe-se um tratamento distinto para eventos com impulsos simples e com duplos impulsos (empilhamento). O algoritmo usado na determinação do instante de ocorrência dos impulsos encontra-se descrita na secção 3.3.1 sendo idêntico para os dois casos considerados. Tal como foi descrito este algoritmo contém dois parâmetros de ajuste que permitem identificar os instantes dos impulsos com imunidade ao ruído presente.

No caso dos impulsos simples, a distribuição temporal dos instantes de ocorrência revela uma estrutura característica da experiência (figura 6.11).

Com efeito, é possível fazer duas observações importantes neste histograma. A primeira é que é notória a ausência de impulsos para tempos inferiores ao canal 350. Por outro lado, é possível

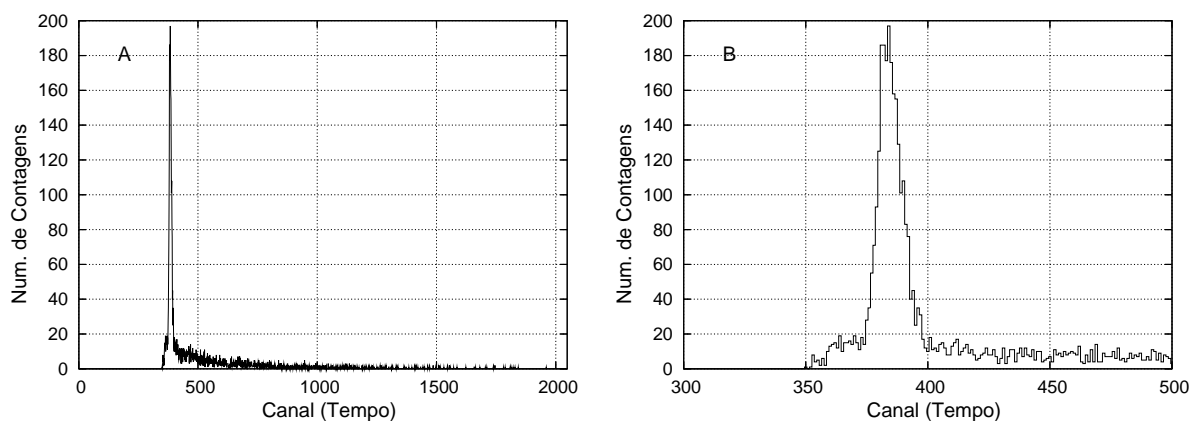


Figura 6.11: (A) - Histograma da distribuição temporal dos instantes de ocorrência para impulsos simples sem saturação. (B) - Pormenor do gráfico A entre os canais 300 e 500. É evidente uma maior incidência temporal aproximadamente em torno do canal 380.

observar distintamente um aumento da contabilização de impulsos em torno aproximadamente do canal 380 ($2.7 \mu s$).

Em relação à primeira observação, a inexistência de impulsos para tempos inferiores ao canal 350 é justificada pelo tempo de voo dispendido pelos muões desde a sua detecção até à entrada na câmara de H_2 . Após a entrada dos muões nesta câmara podem suceder dois cenários: a captura por um átomo (protão) criando hidrogénio muónico ou o simples decaimento do muão. No caso do decaimento do muão, o electrão resultante é detectado pelos LAAPDs sendo esta a causa para a contabilização de eventos para valores superiores a 350 canais (fundo).

Por outro lado, o pico de eventos contabilizados em torno do canal 380 mais não é do que o tempo de paragem dos muões na câmara de H_2 . Este pico proeminente corresponde a impulsos de quase toda a gama de amplitudes recolhidas pelo digitalizador, correspondendo por isso a raios-X de diferentes energias, como se verá adiante na distribuição biparamétrica tempo-amplitude (secção 6.2.5.6). Assumindo uma distribuição normal nesta zona do histograma é possível ajustar uma curva gaussiana obtendo-se uma largura a meia altura (FWHM) de 12 canais a que corresponde um intervalo de cerca de 85 ns.

No caso dos eventos com duplos impulsos empilhados, a questão da determinação do instante de ocorrência assume um papel crucial. A sua correcta determinação é fundamental para o processamento subsequente i.e. determinação da amplitude com recurso a filtragem adaptativa, como se viu anteriormente. Para além da capacidade de detecção de impulsos do fundo de ruído é necessário identificar e localizar impulsos separados por intervalos da ordem da centena de ns ou até inferiores.

Com o sistema de aquisição usado na experiência foi possível distinguir e classificar impulsos empilhados separados de 250 ns.

6.2.5.5 Temporização de Fracção Constante

Como foi referido na secção 3.3.1.3 o método de determinação do instante de ocorrência por via da temporização de fracção constante (TFC) tem fortes vantagens sobre o da comparação com nível de disparo, nomeadamente na redução da dependência do *time walk* com a amplitude dos impulsos e da imunidade a flutuações da linha de base.

A figura 6.12 representa um pormenor da distribuição dos instantes de ocorrência dos impulsos simples sem saturação para os três métodos de determinação de instante de ocorrência de impulsos usados (disparo por nível, declive máximo e TFC). Desde logo é notório que não existe diferença significativa nos valores da resolução temporal obtida para os casos do declive máximo (pontado) e TFC (cheio). Contudo é evidente a melhoria permitida por qualquer destes métodos face ao de disparo por comparação com nível de tensão (tracejado). Neste último o *time walk* é evidente pelo alargamento do pico do histograma sendo, por isso, responsável pela deterioração da resolução temporal.

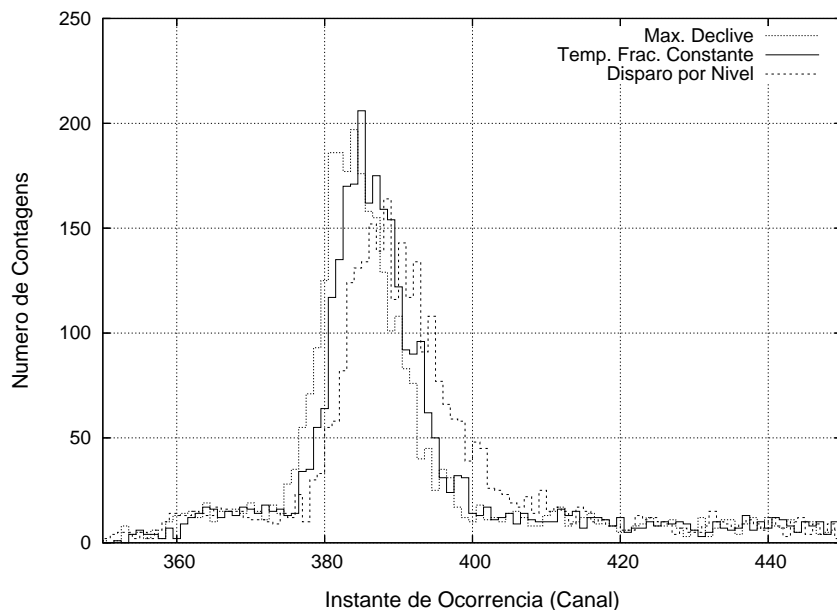


Figura 6.12: Distribuição dos instantes de ocorrência de impulsos simples sem saturação determinados pelo método do disparo por nível, do declive máximo e da temporização de fracção constante.

Para obter os histogramas deste gráfico usaram-se os seguintes parâmetros para cada um dos métodos.

- **Disparo por nível** - Discriminação no nível 80 (sinal de entrada de 8 bits).
- **Declive máximo** - Diferenciação com 10+10 amostras com peso igual à unidade e respectiva discriminação de sinal diferenciado no nível 150.

- **Temporização de Fracção Constante** - Factor de Atenuação $\alpha = 0.6$ e atraso $\delta t = 15$ amostras.

Dos histogramas da figura 6.12 é possível determinar a resolução temporal de cada um dos métodos assumindo aproximação a uma distribuição normal. Relembre-se igualmente que $1 \text{ bin} = 7.14 \text{ ns}$.

	Centróide	σ	Altura	Resolução
Disparo por nível	388.9	5.72	150.5	96 ns
Declive máximo	384.3	4.98	185.9	84 ns
Temp. Frac. Const.	386.1	4.93	182.7	83 ns

Tabela 6.1: Comparação do desempenho de três métodos de determinação do instante de ocorrência dos impulsos.

É também interessante notar um pequeno *offset* (cerca de 2 canais) entre as duas distribuições mais eficazes (máximo declive e TFC). Este *offset* é dependente dos valores dos parâmetros de atenuação (α) e atraso (δt) usados na rotina de temporização de fracção constante mantendo-se constante ao longo de toda a distribuição.

O método do declive máximo é computacionalmente mais leve produzindo resultados equivalentes pelo que é normalmente preferido quando se pretende realizar processamento em tempo real ou de grandes quantidades de dados em *offline*.

6.2.5.6 Distribuição Biparamétrica

Uma vez realizada a determinação dos parâmetros amplitude e instante de ocorrência é interessante observar como se localizam os impulsos numa representação biparamétrica da forma amplitude em função do instante de ocorrência. A figura 6.13 contém esta representação sendo a amplitude apresentada em abcissas e o instante de ocorrência em ordenadas. Cada impulso é representado por um ponto.

Na fig. 6.13-A é possível observar a distribuição para toda a gama dos ADCs (255 canais) e em toda a extensão dos eventos (0-2048 amostras). São visíveis as zonas correspondentes aos raios-X de 2 keV (lado inferior esquerdo) assim como uma grande zona perto do limite superior da gama de entrada do digitalizador que corresponde aos impulsos com saturação de escala (figura 6.5-C e 6.5-D).

Na fig. 6.13-B apresenta-se um pormenor da distribuição paramétrica. A zona mais escura ou de maior densidade de impulsos (do lado inferior esquerdo) corresponde ao fotopico de 2 keV, sendo interessante observar a sua forma alongada para amplitudes crescentes. Neste caso não foram representados os impulsos com saturação de escala.

Apesar de não ser notório neste gráfico biparamétrico nenhuma outra zona de distribuição de impulsos que mereça referência, importa justificar a relevância deste tipo de representação

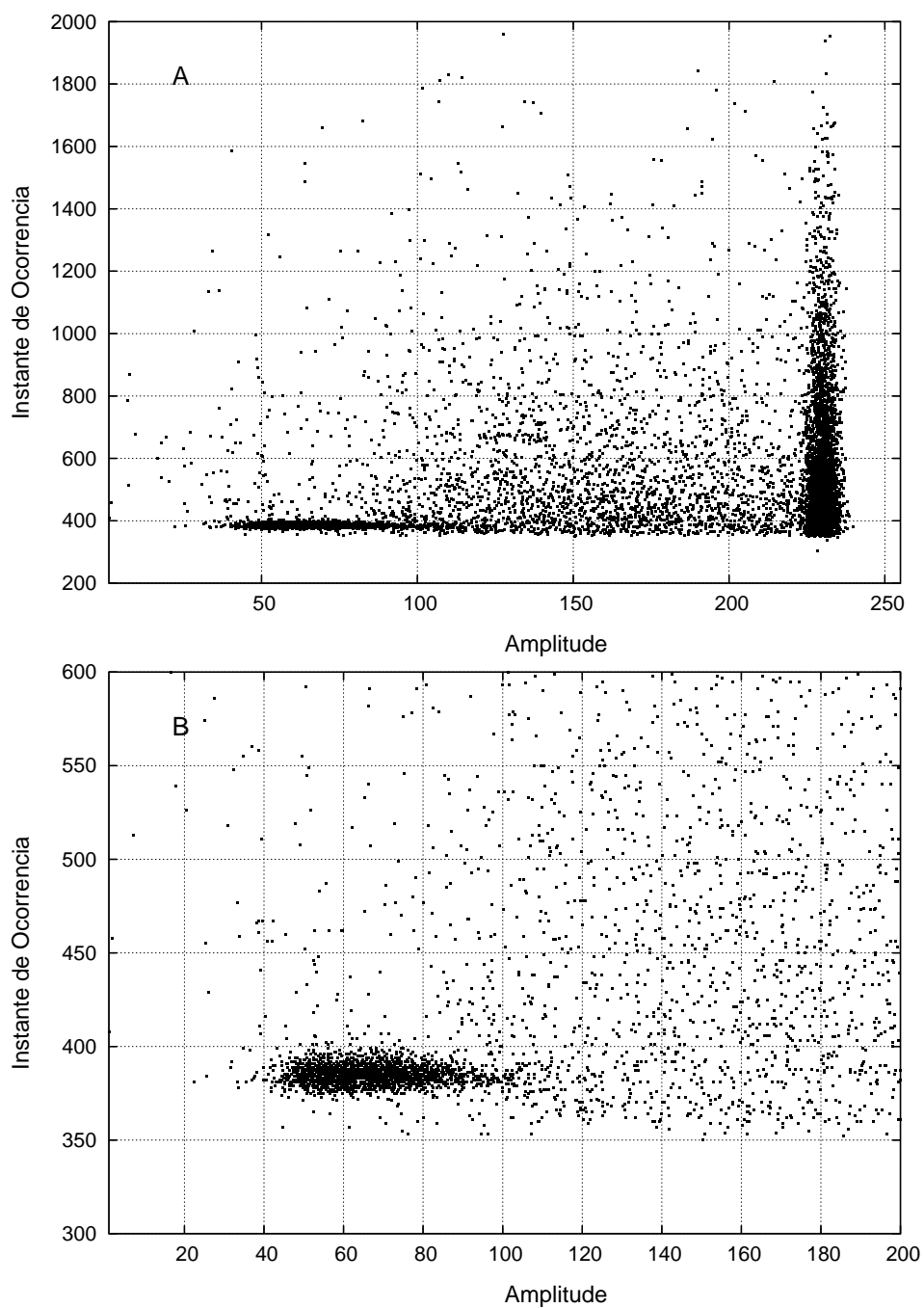


Figura 6.13: Representação biparamétrica de impulsos simples. (A) Representação de todos os impulsos simples na gama de entrada do digitalizador; (B) A zona com maior densidade de pontos corresponde ao fotopico de 2 keV da transição 2P-1S.

de eventos para a identificação de mecanismos muitas vezes ocultados ou mascarados pelos histogramas cumulativos de distribuição temporal e em amplitude. As variações de *densidade* nestas representações indiciam quer mecanismos físicos, quer problemas ou artefactos na cadeia de aquisição que podem comprometer a interpretação correcta dos resultados [11].

6.2.5.7 Critérios de Discriminação

Após a determinação dos parâmetros amplitude e instante de ocorrência, bem como dos seus histogramas, é interessante verificar o efeito que a discriminação paramétrica, nomeadamente do instante de ocorrência, produz na sua respectiva distribuição.

Como se viu (Fig. 6.8-B) o espectro de energia possui um patamar para energias superiores à do fotopico. A distribuição biparamétrica (Fig. 6.13-B) mostra que este patamar corresponde a eventos com instantes de ocorrência temporalmente desfasados dos responsáveis pelo fotopico. Apesar de conterem informação de amplitude referentes ao raio-X ou electrão detectado não devem contribuir para a estatística do fotopico. A consequência da discriminação em instante de ocorrência *limpa* o espectro deste patamar realçando o fotopico (fig. 6.14).

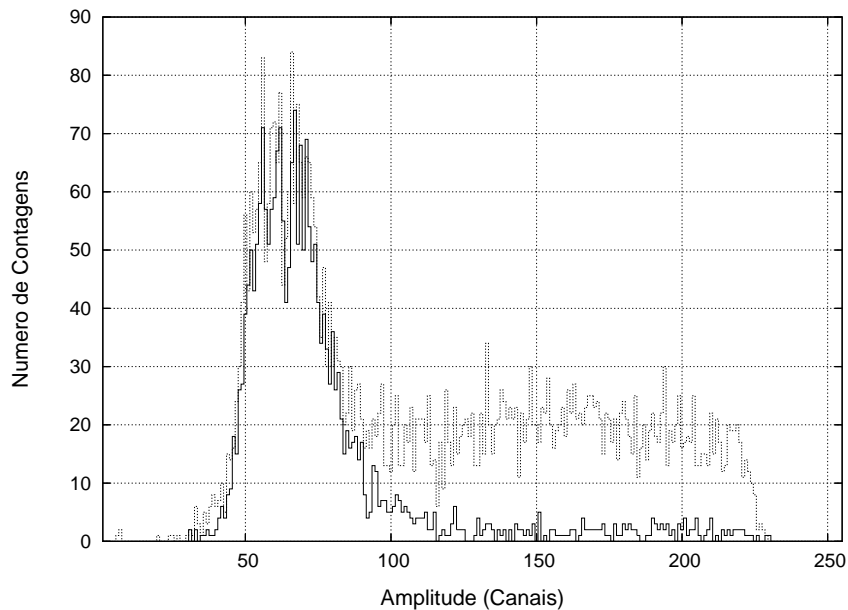


Figura 6.14: Espectro de amplitudes sem discriminação (ponteados) e com discriminação (a cheio) de instante de ocorrência.

O histograma com discriminação de instante de ocorrência apresentado contabiliza apenas os eventos entre os canais 375 a 400 não considerando os restantes. Este procedimento equivale ao estreitamento da janela de *gating* para aceitação de novos impulsos para cerca de $0.18 \mu s$ (25 canais) em torno do centróide da distribuição temporal (fig. 6.11). Mais uma vez importa referir que a estatística apresentada para estes histogramas se refere apenas a eventos válidos simples

	Centróide	σ	Altura	Resolução (FWHM)
Sem Discriminação	64.98	14.19	67.77	33.48
Com Discriminação	64.61	12.49	63.86	29.47

Tabela 6.2: Efeito da discriminação do instante de ocorrência na resolução do fotopico.

sem saturação. O estudo de eventos duplos não contém estatística suficiente para se observar um efeito visível.

De seguida encontram-se tabelados os parâmetros obtidos para o ajuste de uma curva de distribuição *gaussiana* aos fotopicos representados na fig. 6.14.

A discriminação tem como principal consequência a redução da resolução em cerca de 4 canais. Este ganho, apesar de modesto, é praticamente devido a redução do σ devido ao desaparecimento do patamar na região de maior energia do fotopico. Deve igualmente notar-se a redução na eficiência do fotopico em cerca de 5.7%.

6.2.6 Conclusões

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos no tratamento de dados provenientes dos detectores de raios-X da experiência que visa a medida do desvio de Lamb no hidrogénio muónico. O processamento digital de impulsos foi particularmente útil nesta experiência pela sua capacidade de selecção de impulsos válidos de acordo com a natureza dos eventos. É assim possível identificar a existência ou não de empilhamento de impulsos, a ocorrência de saturação de escala, as oscilações de linha de base, a ocorrência de eventos associados a partículas muito energéticas, etc. Em função desta classificação é realizada uma validação do evento registado sendo feito o cálculo dos parâmetros mais importantes para a experiência (amplitude e instante de ocorrência) em conformidade com a natureza dos eventos. O estudo da distribuição cumulativa destes parâmetros permite tomar algumas decisões no que respeita à discriminação selectiva dos eventos. O processamento digital de impulsos torna ainda possível o ajuste dinâmico das funções de ponderação, para o caso dos impulsos empilhados, com vista à optimização da relação sinal-ruído e consequente melhoria do desempenho espectral.

Para além de ter sido um importante caso de aplicação efectiva dos algoritmos de processamento digital de impulsos desenvolvidos, esta experiência, pelo seu carácter multidisciplinar e inter-institucional permitiu um fortíssimo e profícuo intercâmbio de conhecimentos e experiências profissionais.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

O trabalho apresentado permite retirar algumas conclusões sobre a utilização de sistemas de processamento digital de impulsos em espectroscopia da radiação.

No que diz respeito aos algoritmos desenvolvidos e vocacionados para o processamento dos impulsos pré-amplificados e digitalizados é importante notar que existem diversos modos de implementar cada um dos algoritmos, através de métodos distintos, originando comportamentos igualmente diferentes. Em grande parte dos problemas de parametrização não existem soluções óptimas pelo que as que foram adoptadas resultam de um compromisso entre os vários factores de mérito que importa fazer realçar em cada experiência.

No processo de parametrização de impulsos foi dada especial relevância aos métodos de cálculo dos parâmetros instante de ocorrência, amplitude e tempo de subida. No que diz respeito aos instantes de ocorrência verificou-se que o *jitter* e o *time walk* introduzido pelo método de discriminação de nível tornam este método menos fiável que qualquer um dos outros testado: máximo declive e temporização de fracção constante. O desempenho em termos temporais destes dois últimos algoritmos é comparável e com níveis de complexidade semelhantes. A optimização destes algoritmos corroborou esta classificação ao nível do desempenho computacional e do resultado final.

Na parametrização em amplitude demonstraram-se as vantagens e as capacidades do processamento digital de impulsos por via do método da convolução. Neste método foram usadas funções tecnologicamente impossíveis de sintetizar nos amplificadores-enformadores analógicos tradicionais, concorrendo assim este método para um forte valor acrescentado da técnica de processamento digital aplicada na espectroscopia da radiação. Foi igualmente dada particular atenção à capacidade de processamento de impulsos empilhados que a filtragem com filtros assimétricos permite. Foram também apresentadas soluções para correcção deste problema e de outros factores de deterioração espectral, nomeadamente a recolha incompleta de carga e o défice balístico. Finalmente é recuperado um algoritmo de correcção destes factores que se designou por método de deslizamento linear de escala com resultados bastantes evidentes na resolução

espectral final conseguida.

Ainda no âmbito da parametrização da amplitude e dado tratar-se do factor crítico de qualquer sistema de processamento em espectroscopia, a relação sinal-ruído é alvo de uma análise detalhada sendo consideradas as principais fontes de ruído que contribuem para a deterioração do sinal detectado. Em função do tipo e origem destas fontes de ruído foi determinada a função de ponderação para o conjunto detector+pré-amplificador que minimiza a relação SNR. São apresentados os resultados obtidos por via da simulação das fontes de ruído e da aplicação dos algoritmos em impulsos reais. Em ambos os casos é possível obter um valor ideal para o parâmetro de enformação digital correspondente a um parâmetro livre do filtro digital utilizado. Ainda no âmbito desta tarefa é apresentado um sintetizador de impulsos com ruído que obedeça ao modelo genérico $1/f^\beta$. Por fim, procedeu-se à apresentação, desenvolvimento e teste de um método de cálculo de funções de ponderação óptimas para as condições experimentais reais que têm em consideração o ruído efectivamente presente no sinal, independentemente do seu conhecimento ou capacidade de modelização.

Para além dos algoritmos de processamento foram também apresentados estudos por simulação computacional para um sistema de espectrometria que faz uso de uma arquitectura expansível baseada em multi-processamento. Foi efectuado o estudo do seu desempenho, em termos de taxa de contagens ou tempo morto, em função da sua configuração (taxa de amostragem, profundidade das memórias sequenciais, dimensões dos impulsos, complexidade do algoritmo de parametrização, etc.). Este estudo permitiu tirar importantes conclusões no que respeita ao dimensionamento das unidades de processamento nesta estrutura expansível.

Por forma a aumentar a taxa de contagem sem sobrecarregar o processamento por *software* foi apresentada a estrutura e funcionalidade de um sistema de processamento com uma arquitectura híbrida baseada num DSP e num dispositivo lógico programável de alta densidade (FPGA). A redução da carga de processamento do DSP consegue-se à custa da inclusão da FPGA que passa a ser responsável pela execução das tarefas de processamento mais sistemáticas e morosas da parametrização dos impulsos. O DSP passa assim a ter a função de gestão da informação adquirida, de configuração dos algoritmos de parametrização, de construção dos espectros e outras distribuições estatísticas, de comunicações com o hospedeiro, etc.

No que diz respeito às aplicações do processamento digital de impulsos é importante referir a diversidade de disciplinas e áreas com potencial uso desta técnica (ambiente, indústria, segurança, património, exploração espacial etc.). No presente documento são apresentados e discutidos os resultados obtidos no tratamento de dados provenientes dos detectores de raios-X da experiência que visa a medida do desvio de Lamb no hidrogénio muónico. Uma maior precisão no conhecimento deste parâmetro tem como consequência imediata a confirmação dos processos descritos pela electrodinâmica quântica com muito maior precisão. O processamento digital de impulsos foi particularmente útil nesta experiência pela sua capacidade de selecção de impulsos válidos de acordo com a natureza dos eventos. É assim possível identificar a existência ou não de empilhamento de impulsos, a ocorrência de saturação de escala, as oscilações de linha de base, a ocorrência de eventos associados a partículas muito energéticas, etc. Em função desta classificação foi realizada uma validação do evento registado sendo feito o cálculo dos parâmetros

mais importantes para a experiência (amplitude e instante de ocorrência) em conformidade com a natureza dos eventos. O estudo da distribuição cumulativa destes parâmetros permitiu tomar algumas decisões no que respeita à discriminação selectiva dos eventos. O processamento digital de impulsos torna ainda possível o ajuste dinâmico das funções de ponderação, para o caso dos impulsos empilhados, com vista à optimização da relação sinal-ruído e consequente melhoria do desempenho espectral, tal como se havia mostrado na apresentação dos algoritmos de processamento.

Não existem ainda conclusões definitivas no que diz respeito ao sucesso desta experiência, apesar de os resultados preliminares serem promissores, uma vez que a fase final de recolha de dados está prevista para o segundo semestre de 2006. Para além de ter sido um importante caso de aplicação efectiva dos algoritmos de processamento digital de impulsos desenvolvidos, esta experiência, pelo seu carácter multidisciplinar e inter-institucional permitiu um fortíssimo e profícuo intercâmbio de conhecimentos e experiências profissionais.

Finalmente, e no que diz respeito à classificação do desempenho dos algoritmos e técnicas de processamento digital de impulsos face às tradicionalmente empregues por via da electrónica analógica, foi projectado e testado um sistema de aquisição simultânea de dados em dois canais de processamento (analógico e digital) com capacidade de controlo em tempo real. O sistema descrito permite a aquisição de impulsos distintos mas fisicamente relativos aos mesmo eventos originados num detector de raios-X de semiconductor (CdZnTe). A eficácia do sistema de aquisição é atestada pelo grau de concordância entre o número dos eventos contabilizados em cada um dos canais. A variação entre o número de impulsos recolhidos pelos dois canais não ultrapassou os 0.4 % com fontes radioactivas ou os 1.7 % em espectros de fluorescência. Os dados recolhidos foram sujeitos a um processo de optimização do processamento digital tendo sido determinados os parâmetros ideais das funções de ponderação utilizadas (cúspide exponencial e cúspide finita). Após este processo de optimização, a resolução espectral melhorou consideravelmente (para cerca de 2.6 %), sendo em qualquer dos casos melhor que a obtida pelo multicanal (cerca de 3 %) que recorre à enformação electrónica analógica. Finalmente, conclui-se que o dimensionamento das funções de ponderação usadas no processamento digital de impulsos deve ter em consideração a resolução espectral assim como a taxa de desempenho de todo o espectrómetro digital.

7.1 Trabalho Futuro

O trabalho que agora se conclui apresenta e descreve várias tarefas relativas aos diferentes estágios de desenvolvimento de um espectrómetro digital da radiação. Foi dado especial relevo aos algoritmos de processamento digital de impulsos, por *software* e *hardware*, assim como à validação deste processo de tratamento de informação e à sua aplicabilidade em casos concretos de experiências de física.

Este trabalho, assim como o que foi anteriormente desenvolvido por parte do CEI nesta área, enquadra-se no objectivo mais abrangente de projecto e construção de uma plataforma de processamento digital de impulsos completa e funcional. Urge, por isso, dar continuidade aos

esforços até agora desenvolvidos no sentido de construir um protótipo para o produto final que será o espectrómetro digital da radiação. Por esta razão, torna-se claro que existe um conjunto de tarefas que é necessário empreender no futuro por forma a alcançar este objectivo.

Do ponto de vista das tarefas de engenharia a empreender salientam-se:

- Desenvolvimento de uma unidade de *trigger* programável capaz de sinalizar um evento isolado (por qualquer dos métodos descritos nesta tese) ou uma sequência pré-definida de eventos. Esta unidade pretende-se autónoma e modular, capaz de receber o sinal analógico do pré-amplificador sinalizando eventos e armazenando os respectivos instantes de ocorrência. Este módulo será integrado no dispositivo de lógica programável (FPGA) e deverá ser configurável e/ou parametrizável para cada aquisição.
- Estudar e desenvolver algoritmo(s) de cancelamento do polo zero. Este algoritmo é fundamental no tratamento de impulsos provenientes de pré-amplificadores com realimentação resistiva por forma a eliminar as não-linearidade observadas pela aplicação directa da filtragem digital.
- Projectar e construir o programa de interface com o utilizador (aplicação de *software*) responsável quer pela configuração do espectrómetro digital (parâmetros de aquisição, modos de *trigger*, etc.), quer pela visualização dos dados adquiridos (impulsos, histogramas, distribuições bi-paramétricas, etc.).
- Refrescamento tecnológico do bloco de aquisição (acondicionamento analógico, ADC, etc.) e estudo dos factores de aquisição (frequência de amostragem, largura de banda, etc.).
- Estudo da implementação do algoritmo de determinação do filtro óptimo de parametrização de amplitude para o processador digital de sinal (DSP). O estudo apresentado nesta tese sobre esta matéria utilizou exclusivamente as primitivas do processamento de MATLAB. Por esta razão, é necessário implementar o mesmo algoritmo numa linguagem estruturada de alto nível para o compilador disponível mais comum (C/C++) do DSP.

Embora não representem tarefas fundamentais no processo de desenvolvimento atrás descrito, do ponto de vista da aplicabilidade do método de processamento digital de impulsos salientam-se as seguintes tarefas:

- Continuação e conclusão da experiência de determinação no desvio de Lamb do hidrogénio muónico com vista à determinação do raio de carga do protão. Esta tarefa pressupõe a utilização de grande parte dos algoritmos apresentados, nomeadamente na parametrização temporal e em amplitude dos impulsos. Para além disso, será utilizado o método LMS na determinação da função de ponderação óptima para as condições da experiência. O último *run* [63] desta experiência terá lugar no verão de 2006 no PSI (Paul Scherrer Institut) à semelhança dos dois últimos onde foram testados e desenvolvidos parte dos algoritmos descritos neste documento.

- Aplicação dos algoritmos de processamento digital de impulsos a PS-APDs¹ no desenvolvimento de um novo tipo de sensor de imagem, sensível a radiação X e γ . A utilização das técnicas de processamento digital permite importantes melhoramentos na discriminação do tempo de subida dos impulsos, bem como na filtragem óptima realizada no processo de parametrização. Deste modo, consegue-se alcançar uma muito maior imunidade ao ruído e conseqüentemente uma melhor resolução espacial e energética. Este projecto encontra-se presentemente em curso com a referência POCTI/FP/FAT/50234/2003.
- Realização de um protótipo de um sistema portátil baseado em processamento digital de impulsos. Este sistema poderá ter algumas limitações, nomeadamente na taxa de contagens máxima permitida, mas permitirá muito maior versatilidade no tratamento dos dados do pré-amplificador por via dos algoritmos apresentados neste documento.

¹Position Sensitive Avalanche Photodiode

Bibliografia

- [1] J. B. P. S. Simões, *Sistemas de Tempo Real para Processamento Digital de Impulsos em Espectroscopia da Radiação*. Dissertação de Doutorado em Física, especialidade de Física Tecnológica, Universidade de Coimbra, 2002.
- [2] H. Koeman, “Discussion on optimum filtering in nuclear radiation spectrometers,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A123, pp. 161–167, 1975.
- [3] H. Koeman, “Practical performance of the transversal digital filter in conjunction with x-ray detector and preamplifier,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A123, pp. 181–187, 1975.
- [4] 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.
- [5] G. Bertuccio, A. Fazzi, A. Geraci, and M. Sampietro, “An optimum digital signal processing for radiation spectroscopy,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A353, pp. 257–260, 1994.
- [6] A. Geraci and E. Gatti, “Optimum filters for charge measurements in the presence of $1/f$ noise,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A361, pp. 277–289, 1995.
- [7] R. Chrien and R. Sutter, “Noise and pileup suppression by digital signal processing,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A249, pp. 421–425, 1986.
- [8] A. Georgiev and W. Gast, “Digital pulse processing in high-resolution, high-throughput gamma-ray spectroscopy,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 40, no. 4, pp. 770–779, 1993.
- [9] E. Gatti, P. Manfredi, M. Sampietro, and V. Speziali, “Supoptimal filtering of $1/f$ -noise in detector charge measurements,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A297, pp. 467–478, 1990.
- [10] G. Bertuccio, E. Gatti, M. Sampietro, P. Rehak, and S. Rescia, “Sampling and optimum data processing of detector signals,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A322, pp. 271–279, 1992.

- [11] J. M. R. Cardoso, *Desenvolvimento e Implementação de Algoritmos de Processamento Digital de Impulsos para Aquisição Rápida em Espectrometria Nuclear*. Dissertação de Mestrado em Física, especialidade de Física Experimental, Universidade de Coimbra, 2001.
- [12] 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.
- [13] G. F. Knoll, *Radiation detection and measurement*. John Wiley and Sons, 3 ed., 2000.
- [14] R. Hess, “Improvement of gamma ray spectra by evaluating pulse shapes,” 1994.
- [15] 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.
- [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 Record*, vol. 1, pp. 155 – 159, 1995.
- [17] J. B. Simões, P. C. P. S. Simões, and C. M. B. A. Correia, “Nuclear spectroscopy pulse height analysis based on digital signal processing techniques,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 42, no. 4, pp. 700–704, 1995.
- [18] A. Morgado, J. B. S. oes, J. Landeck, M. Correia, P. Almeida, J. Malaquias, and C. M. Correia, “A pulse processing station,” pp. 490–493, 1997.
- [19] D. Odell, B. Bushart, L. Harpring, F. Moore, and T. Riley, “Zero dead time spectroscopy without full charge collection,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A422, pp. 363–367, 1999.
- [20] A. Pullia and R. G. R, “Design rules for optimization of digital spectrometers,” *IEEE 2001 Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record*, pp. 1004–1008, 2001.
- [21] B. S. Bushart, “Using FPGAs to implement DSP algorithms in real time for gamma spectroscopy instruments,” *Application Note - Westinghouse Savannah River Company*, no. 4pp, 1999.
- [22] V. T. Jordanov, D. Hall, G. Woodward, and R. Zakrzewski, “Portable radiation spectrometer using low power digital pulse processing,” *IEEE 1999 Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record*, vol. 1, pp. 375 – 377, 2000.
- [23] J. M. Cardoso, J. B. Simões, C. M. B. A. Correia, A. Combo, R. Pereira, J. Sousa, N. Cruz, P. Carvalho, and C. A. F. Varandas, “A high performance reconfigurable hardware platform

- for digital pulse processing,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 51, no. 3, pp. 921–925, 2004.
- [24] P. Nicholson, *Nuclear Electronics*. John Wiley, 1974.
- [25] A. Geraci, A. Pullia, and G. Ripamonti, “Automatic pole-zero/zero-pole digital compensator for high-resolution spectroscopy: Design and experiments,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 46, no. 4, pp. 817–821, 1999.
- [26] S. Riboldi, A. Geraci, E. Gatti, and G. Ripamonti, “A new digital auto-tracking pole-zero compensation technique for high-resolution spectroscopy,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A482, pp. 475–490, 2002.
- [27] Amptek, *Operating Manual XR-100T-CZT - X-ray and gamma ray detector system and PX2T-CZT Power supply/shaping amplifier*. Amptek, 1997.
- [28] 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.
- [29] T. Menezes, *Room temperature CdZnTe X and gamma ray detectors for nuclear physics applications*. PhD Thesis, Department of Physics - University of Surrey - UK, 2000.
- [30] 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.
- [31] J. M. Cardoso, J. B. Simões, T. Menezes, and C. M. B. A. Correia, “CdZnTe spectra improvement through digital pulse amplitude correction using the linear sliding method,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A505, pp. 334–337, 2003.
- [32] 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.
- [33] V. Radeka, “ $1/|f|$ noise in physical measurements,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 16, no. 5, pp. 17–35, 1969.
- [34] V. Radeka, “Signal, noise and resolution in position-sensitive detectors,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 21, no. 51, pp. 51–64, 1974.
- [35] F. Goulding, “Pulse-shaping in low-noise nuclear amplifiers: A physical approach to noise analysis,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A100, pp. 493–504, 1972.
- [36] F. T. Arecchi and et al., “Signal to noise ratio and resolving time in pulse amplifiers for nuclear detectors,” *Energia Nucleare*, vol. 7, no. 10, p. 691, 1960.

- [37] E. Gatti, M. Sampietro, and P. Manfredi, “Optimum filters for detector charge measurements in presence of $1/f$ noise,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A287, pp. 513–520, 1990.
- [38] F. S. Goulding, “Analysis of noise in energy-dispersive spectrometers using time-domain methods,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A485, no. 3, pp. 653–660, 2002.
- [39] A. Pullia and S. Riboldi, “Time-domain simulation of electronic noises,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 51, no. 4, pp. 1817–1823, 2004.
- [40] P. Bourke, “Generating noise with different power spectra laws,” <http://astronomy.swin.edu.au/pbourke/fractals/noise/>, 1998.
- [41] M. Sampietro, G. Bertuccio, A. Geraci, and A. Fazzi, “A digital system for optimum resolution in X-ray spectroscopy,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 66, no. 2, pp. 975–981, 1995.
- [42] T. K. Moon and W. C. Stirling, *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*. Prentice Hall, 2000.
- [43] M. Sampietro, A. Geraci, A. Fazzi, and P. Lechner, “Advanced experimental application of a digital signal processor in high resolution X-ray spectroscopy,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 66, no. 1, pp. 5381–5382, 1995.
- [44] R. A. Haddad and T. W. Parsons, *Digital Signal Processing - Theory, Applications and Hardware*. Computer Science Press, 1995.
- [45] A. Geraci, M. Zambusi, and G. Ripamonti, “A comparative study of the energy resolution achievable with digital signal processors in X-ray spectroscopy,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 43, no. 2, pp. 731–736, 1996.
- [46] A. Geraci, G. Ripamonti, and A. Pullia, “An automatic initialization procedure for real-time digital radiation spectrometry,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A403, pp. 455–464, 1998.
- [47] 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.
- [48] A. Owens, M. Bavdaz, H. Andersson, and T. G. et al., “The X-ray response of CdZnTe,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A484, pp. 242–250, 2002.
- [49] J. B. Simões, J. M. Cardoso, N. Cruz, and C. M. Correia, “A PC104 multiprocessor dsp system for radiation spectroscopy applications,” *Proceedings of ICSPAT 1999 - International Conference on Signal Processing and Applications Technology (CD-ROM)*, 1999.

- [50] J. M. Cardoso, J. B. Simões, and C. M. B. A. Correia, “Dead time analysis of digital spectrometers,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A522, pp. 487–494, 2004.
- [51] P. C. Simões, J. C. Martins, and C. M. Correia, “A new digital signal processing technique for applications in nuclear spectroscopy,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 43, no. 3, pp. 1804–1809, 1996.
- [52] O. Tousignant, L. A. Hamel, and D. Vasilevski, “Weighting potentials in CdZnTe gamma-ray detectors with segmented electrodes,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 47, no. 6, pp. 2084–2086, 2000.
- [53] A. Pullia, C. Fiorini, E. Gatti, A. Longoni, and W. Buttler, “A novel VLSI processor for high-rate, high resolution spectroscopy,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A439, pp. 385–390, 2000.
- [54] W. K. Warburton, M. Momayezi, B. Hubbard-Nelson, and W. Skulski, “Digital pulse processing: New possibilities in portable electronics,” *Journal of Radioanalytical and Nuclear Chemistry*, vol. 248, no. 2, pp. 301–307, 2002.
- [55] A. Combo, R. Pereira, J. Sousa, N. Cruz, S. Conroy, J. Kallne, and M. Weiszflog, “A PCI transient recorder for the magnetic proton recoil neutron spectrometer at JET,” in *4th IAEA Technical Meeting on Control, Data Acquisition and Remote Participation for Fusion Research, San Diego, CA, USA, 21-23 July 2003*.
- [56] A. Combo, A. Batista, J. Sousa, and C. A. F. Varandas, “An event-driven reconfigurable real-time processing system for the next generation of fusion experiments,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 4, no. 3, pp. 1815–1818, 2003.
- [57] V. T. Jordanov and G. F. Knoll, “Digital synthesis of pulse shapes in real time for high resolution radiation spectroscopy,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A345, pp. 337–345, 1994.
- [58] V. T. Jordanov, G. F. Knoll, A. C. Huber, and J. A. Pantazis, “Digital techniques for real-time pulse shaping in radiation measurements,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A353, pp. 261–264, 1994.
- [59] B. Redus, “Efficiency of XR-100T-CZT detectors,” tech. rep., Amptek Inc., www.amptek.com, 2000.
- [60] A. Oppenheim and R. Schaffer, *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall Editions, 1975.
- [61] Signatec, *PDA12A Operator’s Manual*. <http://www.signatec.com>, 2000.
- [62] F. Kottmann *et al.*, “The muonic hydrogen Lamb shift experiment at PSI,” *Hyperfine Interactions*, vol. 138, pp. 55–60, 2001.

- [63] F. Kottmann *et al.*, “Laser spectroscopy of the Lamb Shift in muonic hydrogen,” *PSI Proposal*, vol. R-98-03, 1999.
- [64] R. Pohl *et al.*, “Experiment to measure the Lamb shift in muonic hydrogen,” *Hyperfine Interactions*, vol. 127, pp. 161–166, 2000.
- [65] K. Pachucki, “Theory of the Lamb Shift in muonic hydrogen,” *Phys. Rev. A*, vol. 53, pp. 2092–2100, 1996.
- [66] W. Lamb, “Experiment to measure the Lamb shift in muonic hydrogen,” *Physical Review*, vol. 72, pp. 241–243, 1947.
- [67] R. Pohl *et al.*, “The muonic hydrogen Lamb shift experiment,” *Canadian Journal of Physics*, vol. 83, pp. 339–349, 2005.
- [68] P. DeCecco *et al.*, “A new method to produce a negative muon beam of kev energies,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A394, pp. 287–294, 1997.
- [69] A. Antognini *et al.*, “Powerful fast triggerable 6 μm laser for the muonic Lamb shift experiment,” *Optical Communications*, vol. 253, pp. 362–374, 2005.
- [70] L. M. P. Fernandes, *Caracterização dos fotodiodos de avalanche de grande área para detecção de raios-X, luz ultra-violeta de vazio e luz visível*. PhD thesis, Universidade de Coimbra, Abril 2005.
- [71] L. Ludhova *et al.*, “Planar LAAPDs: Temperature dependence, performance and application in low energy x-ray spectroscopy,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, vol. A540(1), pp. 169–179, 2005.
- [72] P. E. Knowles *et al.*, “Muon catalyzed fusion in 3 K solid deuterium,” *Phys. Rev. A*, vol. 56, pp. 1970–1982, 1997. [Erratum in *Phys. Rev. A* **57**, 3136 (1998)].
- [73] S. A. Note, *An Introduction to Spectroscopy Amplifiers*. Silena – Milano, 1982.
- [74] W. Potzel and N. Halder, “A fast pulse amplifier for spectroscopy at very high count rates,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A226, pp. 418–420, 1984.
- [75] C. H. Nowlin and J. L. Blankenship, “Elimination of undesirable undershoot in the operation and testing of nuclear pulse amplifiers,” *The Review of Scientific Instruments*, vol. 36, no. 12, pp. 1830–1839, 1965.