

Rita Jorge de Sousa Costa Pereira

Instrumentação ATCA para Diagnósticos de Espectroscopia Digital de
Radiação Gama no JET

Dissertação apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra
para obtenção do Grau de Doutor em Física, Especialidade Física Tecnológica, sob a
orientação do Professor Doutor Carlos Manuel Bolota Alexandre Correia e do Doutor Jorge
Rosa Lopes de Sousa



Faculdade de Ciências e Tecnologia da
Universidade de Coimbra

2011

Agradecimentos

A realização do presente trabalho é fruto do contributo de várias pessoas a quem não posso deixar de expressar os meus sinceros agradecimentos.

Um agradecimento muito especial ao Professor Doutor Carlos Correia pela motivação e pela permanente disponibilidade para discutir e ultrapassar os diversos obstáculos técnicos, científicos e profissionais. Ao Doutor Jorge Sousa pela orientação científica e ideias que ajudaram a posicionar este sistema ao nível do “estado da arte”. Ao Professor Doutor Carlos Varandas que, pelo Instituto de Plasmas e Fusão Nuclear, sempre demonstrou empenho, disponibilidade e compreensão para que este trabalho chegasse a bom termo. Ao Doutor João Cardoso pela revisão desta tese e pelo seu apoio científico e moral durante todas as fases deste trabalho.

Agradeço ainda à Mestre Ana Fernandes pelo desenvolvimento do *firmware* e apoio constante nos testes ao sistema quer no IPFN quer no JET. Ao Doutor André Neto pelo *software FireSignal* desenvolvido e pela sua colaboração nos testes realizados ao sistema no tokamak JET em Inglaterra. Ao Doutor António Batista e ao Mestre Álvaro Combo pela paciência inextinguível na troca de ideias durante a fase de desenvolvimento do *hardware*. Ao Doutor António Rodrigues pela discussão durante a fase de desenvolvimento do algoritmo de processamento digital de sinal. Ao Mestre Paulo Carvalho pelo desenvolvimento de uma aplicação gráfica que permitiu uma maior rapidez de análise aos dados obtidos. Ao Professor Doutor Bernardo Carvalho pelo desenvolvimento do *Device Driver*.

Finalmente, gostaria de agradecer à minha família por permitir que a execução deste trabalho fosse possível. Aos meus Pais, porque sem eles não teria sido possível deslocar-me a Inglaterra por vários períodos de 15 dias. Ao meu marido Nuno e filha Eduarda pela paciência, motivação e compreensão que tornaram possível acabar este trabalho com êxito.

Resumo

O trabalho realizado para esta dissertação originou um sistema de aquisição e processamento de dados em tempo real, baseado no barramento ATCA e no protocolo de comunicação PCI Express, para espectroscopia de radiação γ . O sistema desenvolvido foi concebido e implementado com o objectivo de processar e armazenar todos os valores de energia dos eventos resultantes da radiação γ gerada em experiências com plasmas nucleares de longa duração, com uma taxa de ocorrência que pode atingir os 5 M pulsos/s. O sistema foi desenvolvido como parte do projecto de melhoramento dos diagnósticos de radiação γ do tokamak JET [Blan 10, Liou 05] e engloba dois sistemas distintos: (i) espectrómetro de raios γ , para determinação de espectros em energia; e (ii) câmaras de raios γ , inserida no monitor de perfis de neutrões para localizar a emissão de raios γ . A insuficiente resolução energética, temporal e espacial dos sistemas de aquisição de dados dos actuais diagnósticos de radiação γ no JET, motivou o desenvolvimento de um sistema de alta velocidade com capacidades de processamento digital de pulsos que permitisse a digitalização do sinal o mais próximo do detector possível, minorando interferências externas na medida.

O módulo de aquisição utilizado neste sistema foi desenvolvido de acordo com uma arquitectura optimizada para extrair a informação principal dos eventos e correr algoritmos específicos para redução/análise em tempo real dos dados adquiridos. Com este objectivo foram desenvolvidos modos de disparo¹ complexos de modo a permitir a aquisição dos eventos em todo o período da operação do tokamak (~ 40 s). A taxa máxima de amostragem utilizada é de 400 Mamostras/s com 14 bits de resolução permitindo a adequada resolução de energia mesmo para eventos muito rápidos (~ 40 ns). A capacidade de processamento digital do sistema é baseada em dispositivos de lógica programável (FPGA) em que cada FPGA é responsável pelo encaminhamento e processamento dos dados de 4 canais, bem como pelo controlo de uma memória local (2 GB) e pela interface ao processador do sistema (PCIe).

O sistema está actualmente instalado no JET e validado para o diagnóstico de espectroscopia de radiação γ . Foi igualmente instalado no diagnóstico das câmaras de neutrões/raios γ estando prevista a sua validação durante campanhas de exploração desta máquina em 2011/201

¹ *Trigger*.

Abstract

The work of this dissertation has originated a real-time system for data acquisition and processing, based on the ATCA bus and PCI Express communication protocol, dedicated to γ ray spectroscopy. The developed system was designed and implemented in order to analyse and store all the energy values of γ ray resulting from the events generated in the experiment, with a throughput up to 5 Mpulses/s and without any loss of information, during long-term nuclear plasmas. The system was developed as part of the enhancement project at JET to improve tokamak diagnostics and comprises two distinct systems to study γ rays: (i) γ ray spectrometer to determine energy spectra; (ii) γ rays cameras inserted in the neutron profile monitor to measure the spatial distribution of the gamma-ray emission sources in the JET plasma. The current data acquisition systems of the γ ray diagnostics at JET provides insufficient energy, temporal and spatial resolution and has motivated the development of a high-speed system with digital pulse processing capabilities. This digital pulse processing system allows the signal digitalization as close to the detector as possible minimizing external interference in measurements.

The acquisition module used in this system was developed accordingly to an optimized architecture to extract the main information of events and run specific real-time algorithms to reduce/analyze acquired data. With this aim, complex triggering modes have been developed to allow event acquisition during the entire operation period of JET tokamak (~ 40 s). The maximum sampling rate used was 400 Msample/s with 14 bit of resolution allowing adequate energy resolution for very fast events (~ 40 ns). The ability of digital processing system is based on programmable logic devices (FPGAs). The architecture adopted in each FPGA is responsible for data path and processing from 4 channels, as well as for control of a local memory (2 GB) and interface (PCI Express) to the system processor.

The system is currently installed at JET and validated for the γ ray spectroscopy diagnostic. The system related to the γ ray cameras diagnostic has also been installed but its validation is expected only during the next campaigns for the exploitation of the machine during 2011/2012.

Palavras-Chave

Keywords

Espectroscopia de Radiação γ

Gamma Ray Spectroscopy

Processamento Digital de Impulsos de Sinal

Digital Signal Pulse Processing

Interface PCI Express

PCI Express Interface

FPGA

FPGA

ATCA

ATCA

JET

JET

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) R.C. Pereira, A.Combo, N.Cruz, J. Sousa, C. Correia, C.A.F.. Varandas, S. Conroy and J. Källne, “Enhanced Neutron Diagnostics Data Acquisition System based on a Time Digitizer and Transient Recorder Hybrid Module”, *Fusion Engineering and Design*, Vol. 81, issues 15-17, pp. 1873-1877, July 2006;
- (P02) R.C. Pereira, A.G. Fernandes, J. Sousa, and C.A.F. Varandas, “Data acquisition ATCA system for neutron and gamma-rays spectrometries” *Review of Scientific Instruments* 77, 10F511, September 2006;
- (P03) C.A.F. Varandas, J. Sousa, A.P. Rodrigues, B.B. Carvalho, H. Fernandes, A.J. Batista, N. Cruz, A. Combo, R.C. Pereira and CFN Control and Data Acquisition Group, “Real-Time Plasma Control Tools for Advanced Tokamak Operation”, *AIP CONF. PROC.* 875, 385 (2006), DOI:10.1063/1.240597;
- (P04) J. Sousa, A.J.N. Batista, R.C. Pereira and C.A.F. Varandas, "A unified real-time control and data acquisition hardware platform", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 81, No 15-17, pp. 1853-1858, July 2006.
- (P05) R.C. Pereira, J. Sousa, A.M. Fernandes, F. Patrício, B.B. Carvalho, A. Neto, C.A.F. Varandas, G. Gorini, M. Tardocchi, D.Gin and A. Shevelev, “ATCA Data Acquisition system for gamma ray spectrometry”, *Fusion Engineering and Design*, Vol 83, Issue 2-3, pp. 341-345, 2008;
- (P06) A.Netto, J. Sousa, B. Carvalho, H. Fernandes, R. C. Pereira, A. M. Fernandes C.A.F.Varandas, G. Gorini, M.Tardocchi, D. Gin, A. Shevelev and K. Kneupner, “The control and data acquisition software for the gamma-ray spectroscopy ATCA sub-systems of the JET-EP2 enhancements” *Fusion Engineering and Design*, VoL 83, Issue 2-3, pp. 346-349, 2008
- (P07) M. Tardocchi, I.L. Proverbio, G. Gorini, G. Grosso, M. Locatelli, I.N. Chugonov, D.B. Gin, A.E. Shevelev, A. Murari, V.G. Kiptily, B. Syme, A.M. Fernandes, R.C. Pereira,

- J. Sousa and JET-EFDA Contributors "Gamma ray spectroscopy at high energy and high time resolution at JET" *Review of Scientific Instruments*, Vol 79, Issue 10, 2008;
- (P08) R. C. Pereira, A. M. Fernandes, A.C. Neto, J. Sousa, A.J. Batista, B.B. Carvalho, C.M.B.A. Correia and C.A.F. Varandas, "ATCA Fast Data Acquisition and Processing System for JET Gamma-Ray Cameras Upgrade Diagnostic", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 57, No 2, pp. 683-687, 2010.
- (P09) A.M. Fernandes, R.C. Pereira, J. Sousa, A. Neto, P. Carvalho, A.J.N. Batista, B.B. Carvalho, C.A.F. Varandas, M. Tardocchi and G. Gorini, "Parallel processing method for high-speed real time digital pulse processing for gamma-ray spectroscopy", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 85, No 3-4, pp. 308-312, 2010.
- (P10) B. Goncalves, J. Sousa, A. Batista, R. Pereira, M. Correia, A. Neto, B. Carvalho, H. Fernandes and C.A.F. Varandas, "ATCA advanced control and data acquisition systems for fusion experiments", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 57, No 4, pp. 28-34, 2010.
- (P11) M. Nocente, M. Tardocchi, I. Chugunov, R.C. Pereira, T. Edlington, A.M. Fernandes, D. Gin, G. Grosso, V. Kiptily, A. Murari, A. Neto, E. Perelli Cippo, A. Pietropaolo, I. Proverbio, A. Shevelev, J. Sousa, B. Syme and G. Gorini, "Energy resolution of gamma-ray spectroscopy of JET plasmas with a LaBr3 scintillator detector and digital data acquisition", *Rev Sci Instrum*, Vol. 81, No 10, pp. 10D321, 2010.
- (P12) R.C. Pereira, A.M. Fernandes, A. Neto, J. Sousa, C.A.F. Varandas, J. Cardoso, C.M.B.A. Correia, M. Tardocchi, M. Nocente, G. Gorini, V. Kiptily, B. Syme and M. Jennison, "Pulse analysis for gamma-ray diagnostics ATCA sub-systems of JET tokamak", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 58, No 4, p. 1531-1537, August 2011.
- (P13) A.M. Fernandes, R.C. Pereira, J. Sousa, A.J.N. Batista, A. Combo, B.B. Carvalho, C.M.B.A. Correia and C.A.F. Varandas, "HDL Based FPGA Interface Library for Data Acquisition and Multipurpose Real Time Algorithms", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 58, No 4, p. 1526-1530, August 2011.

Conteúdo

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	III
ABSTRACT	V
PALAVRAS-CHAVE KEYWORDS	VII
LISTA DE PUBLICAÇÕES E COMUNICAÇÕES	IX
CONTEÚDO	XI
LISTA DE TABELAS	XV
LISTA DE FIGURAS	XVII
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Fusão Nuclear, a energia do futuro?	1
1.2 JET & ITER	4
1.3 Motivação	7
1.3.1 Diagnósticos de radiação γ em tokamaks	9
1.3.2 Projecto de melhoramento dos diagnósticos de raios γ no JET	9
1.3.2.1 Câmara de raios γ	9
1.3.2.2 Espectroscopia de raios γ	10
1.3.2.3 Interface entre os dois diagnósticos.....	11
1.4 Estrutura da dissertação	12
CAPÍTULO 2 DIAGNÓSTICOS DE RADIAÇÃO γ EM TOKAMAKS	14
2.1 Introdução	14
2.2 A origem dos raios γ	14
2.2.1 Decaimentos de fontes radioactivas usadas em calibração	16
2.2.1.1 Cobalto – 60.....	16
2.2.1.2 Césio-137.....	16
2.2.1.3 Sódio-22.....	17
2.3 Interações de raios γ	17
2.3.1 Introdução	17
2.3.2 Efeito fotoeléctrico.....	18
2.3.3 Dispersão de Compton.....	19
2.3.4 Produção de pares	20
2.4 Detectores de raios γ	21
2.4.1 Detectores de estado gasoso.....	22
2.4.2 Detectores de semiconductor.....	23
2.4.3 Detectores de Cintilação	24
2.4.3.1 Fotomultiplicador	25
2.4.3.2 Fotodíodo de semiconductor	26
2.4.4 Características gerais do espectro de raios γ	26
2.5 Electrónica aplicada ao diagnóstico de radiação γ	28
2.6 Física nuclear relativa a radiação γ de fusão.....	29

2.7	Desempenho dos diagnósticos de radiação γ no JET.....	31
2.7.1	Reacções nucleares no diagnóstico de espectroscopia γ	34
2.7.2	Tomografia de radiação γ	35
2.8	ITER – diagnósticos de raios γ	36
CAPÍTULO 3 INSTRUMENTAÇÃO DE RAIOS γ NO JET		37
3.1	Introdução	37
3.2	Câmaras de raios γ	37
3.2.1	Detectores	39
3.2.1.1	Cintiladores líquidos NE213	39
3.2.1.2	Cintilador plástico Bicron BC418	40
3.2.1.3	Detectores de CsI(Tl).....	40
3.2.2	Estado actual	41
3.2.2.1	Condicionamento do sinal e sistema de aquisição de dados	42
3.2.2.2	Limitações do diagnóstico	44
3.2.3	Actualização do diagnóstico	45
3.3	Espectroscopia de raios γ	46
3.3.1	Detectores	47
3.3.1.1	BGO.....	47
3.3.1.2	NaI(Tl).....	47
3.3.2	Limitações do sistema actual	48
3.3.3	Evolução do diagnóstico de espectroscopia de raios γ no JET	48
3.3.4	Actualização do diagnóstico	49
3.3.4.1	Detectores	50
3.3.4.2	Sistema de aquisição e processamento de dados.....	51
CAPÍTULO 4 ARQUITECTURA E CONCEPÇÃO DO SISTEMA ATCA DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO EM TEMPO REAL		52
4.1	Introdução	52
4.2	Barramentos e interfaces de comunicação.....	53
4.2.1	Tecnologias utilizadas actualmente	53
4.2.2	VPX vs ATCA	55
4.2.2.1	Interfaces de comunicação.....	57
4.2.3	CrITÉrios de selecção da interface de comunicação e barramento.....	58
4.3	Sistemas digitais de processamento de sinal.....	61
4.3.1	FPGA	62
4.4	Módulos Digitalizadores.....	63
4.4.1	Escolha do ADC – Fundamentos da conversão A/D	65
4.4.1.1	Resolução.....	66
4.4.1.2	Taxa de amostragem.....	66
4.4.2	Princípio de funcionamento de módulos digitalizadores	66
4.4.2.1	Sincronização de módulos.....	67
4.4.2.2	Relação entre modos de trigger e modos de aquisição.....	68
4.4.2.3	Detecção digital dos pulsos (auto-trigger).....	69
4.4.3	Largura de banda de leitura.....	70
4.4.3.1	Modo contínuo.....	70
4.4.3.2	Modo segmentado.....	71
4.4.3.3	Modo Processado.....	71
4.5	Arquitectura do SAPD	72
4.5.1	Introdução	72

4.5.2	Módulo Controlador.....	73
4.5.3	PCIe.....	75
4.5.4	Módulo Digitalizador.....	77
4.5.5	Gestão dos módulos digitalizadores e bastidor ATCA via IPMB	80
CAPÍTULO 5 INSTRUMENTAÇÃO DO MÓDULO DIGITALIZADOR		81
5.1	Introdução	81
5.2	módulo digitalizador	81
5.2.1	Descrição funcional	81
5.2.2	Arquitetura	84
5.2.2.1	Dispositivo SysACE	86
5.2.2.2	IPMC	87
5.2.2.3	Comutador PCIe	89
5.2.2.4	Distribuição de clocks	90
5.2.2.5	Transceptores MLVDS.....	94
5.2.2.6	Condicionamento de sinal	95
5.2.2.7	Modo Processado- PHA	97
5.2.3	Características técnicas	97
5.3	Arquitetura do dispositivo de lógica programável.....	98
5.3.1	Introdução	98
5.3.2	Fluxo de Dados	100
5.3.2.1	Bloco de entrada	100
5.3.2.2	Bloco intermédio	103
5.3.2.3	Bloco de saída.....	104
5.3.3	Sincronismo	106
5.4	Software.....	106
5.5	Produção do protótipo.....	108
5.5.1	Montagem de componentes e testes funcionais.....	109
5.5.2	Eventuais reparações ou incorporação de modificações.....	110
CAPÍTULO 6 TESTES E RESULTADOS		112
6.1	Introdução	112
6.2	Integração dos diagnósticos de medição de radiação γ no jet.....	114
6.2.1	Interface do sistema ao CODAS	116
6.2.2	Acesso à base de dados científicos do JET	118
6.2.3	Algoritmo de detecção de eventos	120
6.2.3.1	KN3G.....	121
6.2.3.2	KM6S.....	122
6.2.4	Algoritmo de processamento - PHA	122
6.2.4.1	Algoritmo trapezoidal.....	122
6.2.4.2	Algoritmo de PHA para o diagnóstico KN3G.....	127
6.2.4.3	Algoritmo de PHA para o diagnóstico KM6S.....	128
6.2.5	Métodos de calibração (condições de realização de testes).....	129
6.2.5.1	Calibração dos níveis de discriminação para detecção de eventos.....	129
6.2.5.2	Calibração Amplitude-Energia	129
6.3	Resultados	130
6.3.1	Introdução	130
6.3.2	KN3G.....	131
6.3.2.1	Pulsos de Descarga do JET (campanha C27).....	131
6.3.2.2	Validação de eventos	133

6.3.2.3	Testes de bancada	135
6.3.2.4	Testes da câmara de raios γ com fontes de calibração.....	140
6.3.3	KM6S.....	142
6.3.3.1	Feixe de iões de ciclotrão	142
6.3.3.2	Acelerador Tandem IFIN-HH	145
6.3.3.3	Descargas do JET (campanha C27).....	147
CAPÍTULO 7 CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO		154
7.1	Resumo e conclusões	154
7.1.1	Aspectos inovadores do sistema	155
7.2	Objectivos futuros.....	157
7.2.1	Melhoria do sistema actual KM3G	157
7.2.2	Melhoria do sistema actual KM6S.....	157
LISTA DE ACRÓNIMOS.....		159
BIBLIOGRAFIA		166

Lista de Tabelas

Tabela 1.1: Vantagens da fusão nuclear.	2
Tabela 1.2: Relação entre a potência de fusão e a fracção de partículas α para se atingir o estado de <i>breakeven</i> , o regime de plasma em combustão e finalmente a ignição.	5
Tabela 1.3: Comparação entre parâmetros nominais do JET e ITER. Na coluna dos parâmetros do JET estão os valores máximos atingidos até hoje e as dimensões actuais do tokamak. Na coluna do ITER estão as dimensões projectadas e os valores esperados.	6
Tabela 2.1: Modos de decaimento. Um núcleo de massa A e número atómico Z é representado por (A,Z) . A coluna com os núcleos resultantes indica a diferença entre o novo núcleo e o original. Assim, $(A-1, Z)$ significa que o número de massa é inferior do anterior de uma unidade, mantendo o número atómico.	15
Tabela 2.2: Energia depositada no detector resultante da interacção γ por produção de pares.	21
Tabela 2.3: Fenómenos associados às regiões espectrais resultantes de uma fonte monoenergética γ	28
Tabela 2.4: Reacções nucleares observadas no JET, identificadas nos espectros de radiação γ	33
Tabela 3.1: Comparação das propriedades de alguns cintiladores inorgânicos usados em espectroscopia de raios γ . LaBr_3 aparece com as melhores característica e por isso foi seleccionado para o diagnóstico de espectroscopia de raios γ no JET (GRS) [Tard 08].	49
Tabela 4.1: Barramentos actualmente utilizados em algumas máquinas de fusão.	53
Tabela 4.2: Evolução dos bastidores e PCs (barramentos) de paralelo para série.	54
Tabela 4.3: Breve comparativo das normas VPX e ATCA.	56
Tabela 4.4: Comparação de performance entre barramentos paralelos e protocolos emergentes usados em barramentos série e em ligações ópticas.	58
Tabela 4.5: Critérios base de escolha de uma tecnologia.	60
Tabela 4.6: Taxa de transferência para as várias possíveis larguras da interface PCIe.	60
Tabela 5.1: CI usados para a distribuição e sintetização dos vários <i>clocks</i> necessários ao funcionamento do módulo digitalizador.	91

Tabela 5.2: Configuração dos registos do módulo digitalizador.	108
Tabela 6.1: Comparação da resolução de PHA obtida com o SAPD, correndo algoritmos diferentes: BFT, MAIA e ORSA. Para o detector LaBr ₃ usado, em condições de operação óptimas, consegue-se atingir para ao pico de ¹³⁷ Cs 2.9% de resolução [LaBr ₃].	148

Lista de Figuras

Figura 1.1: Dimensões relativas do JET e do ITER [JET/EFDA].....	3
Figura 2.1: Esquema de decaimentos: a) cobalto 60; b) cézio 137; e c) sódio 22.	17
Figura 2.2: Interação da radiação γ com a matéria[Knoll].....	18
Figura 2.3: A dependência geral da eficiência da energia do fotopico intrínseca à energia do fóton incidente.[Knoll].....	22
Figura 2.4: Espectro representativo de uma fonte monoenergética de raios γ obtida por detectores de raios γ	27
Figura 2.5: Espectros típicos para descargas aquecidas só por NBI ou só por ICRH.	32
Figura 2.6:Espectro de raios γ medido durante 1s com o detector NaI(Tl).	34
Figura 2.7: Reconstrução tomográfica.....	36
Figura 3.1: Montagem de blindagem das câmaras do monitor de perfis de neutrões e raios γ	38
Figura 3.2: Diagrama de blocos dos detectores do monitor de perfis e do respectivo SAD. ..	40
Figura 3.3 Fotodíodo CsI(Tl) usado no diagnóstico FEB.....	41
Figura 3.4: Diagrama de blocos do diagnóstico FEB.	43
Figura 3.5: Espectrómetros de raios γ	50
Figura 4.1: Esquema de um sistema de digitalização aplicado a detectores de radiação.	63
Figura 4.2: Janela de aquisição de pulsos[CAEN].....	69
Figura 4.3: Dimensões do bastidor e módulos ATCA [Bati PhD].	72
Figura 4.4: Módulo Controlador [Bati PhD].....	74
Figura 4.5: Sincronização e inicialização dos dispositivos PCI express dos módulos.	75
Figura 4.6: Portos PCIe do SAPD: módulo controlador e módulos digitalizadores.....	77
Figura 4.7 - Dimensões e blocos centrais do módulo digitalizador.....	79
Figura 5.1: Módulo digitalizador.	82
Figura 5.2: Diagrama de blocos simplificado do módulo digitalizador [TRP400].....	83
Figura 5.3: Diagrama de blocos do controlador SysACE [TRP400].....	87
Figura 5.4: Arquitectura detalhada do módulo digitalizador.	88
Figura 5.5: Configuração inicial usada para do computador PCIe.	89
Figura 5.6: Configuração actual do computador PCIe.....	90

Figura 5.7: Circuito de desfasamento dos <i>clocks</i> de aquisição dos 4 canais de cada bloco do módulo [Pere 06].....	93
Figura 5.8: Linhas MLVDS do barramento ATCA[PICMG 3.0].....	94
Figura 5.9: Esquema do acoplamento AC.	96
Figura 5.10: Diagrama de blocos da arquitectura do código implementado nos dispositivos programáveis Virtex 4™.....	99
Figura 5.11: Bloco de entrada: a) ADC de 13 bits, b) ADC de 14 bits	101
Figura 5.12: Visão geral do projecto do dispositivo Virtex™ 4 no compilador ISE10.1 da Xilinx®.	102
Figura 5.13: Diagrama de fluxos do modo de operação do SAPD.....	104
Figura 5.14: Diagrama de fluxo do SAPD[Pere 11].	107
Figura 5.15: Vista de um PCB com aplicação do socket para BGA[ERMEC].	110
Figura 6.1: SAPD do KM6S instalado no cubículo do CODAS.	113
Figura 6.2: Ciclotrão existente no IOFFE.....	114
Figura 6.3:Tandem de Van der Graaf - IFIN HH.	114
Figura 6.4: Estados dos subsistemas englobados no grupo DD para a descarga # 80889.....	115
Figura 6.5: Planta de configuração do subsistema KM6S para uma descarga no JET.....	117
Figura 6.6: Planta de configuração do subsistema KN3G para uma descarga no JET.....	119
Figura 6.7: Detecção de pulsos [CAEN].....	120
Figura 6.8: Detecção de pulso usando um filtro temporal baseado no filtro trapezoidal.	121
Figura 6.9: Exemplo de convolução. Resposta de um detector ao impulso de energia de radiação γ incidente.....	123
Figura 6.10: Diagrama de blocos do algoritmo de determinação da energia dos pulsos.....	124
Figura 6.11: Simulação do algoritmo trapezoidal [Pere 08].....	126
Figura 6.12: Exemplo de conformação do sinal digitalizado.	127
Figura 6.13: Diagrama de blocos do algoritmo de determinação da energia dos pulsos, baseado no filtro trapezoidal para a aplicação KN3G.	128
Figura 6.14: Distribuição de eventos do pulso de descarga #79692.....	133
Figura 6.15: Diagrama de fluxo da validação de segmentos (eventos) [Pere 11].....	134
Figura 6.16: Montagem feita nas instalações do IPFN do sistema KN3G.	135
Figura 6.17: Espectro obtido utilizando o ORTEC como amplificador do sinal.....	137
Figura 6.18: Vista no osciloscópio do sinal vindo directamente do detector.	138
Figura 6.19: Espectro obtido com o detector alimentado por baterias.	138
Figura 6.20: Espectro obtido com o detector alimentado pelo módulo ORTEC.....	139

Figura 6.21: Espectro de radiação γ usando fontes de calibração de baixas energias, ^{22}Na e ^{137}Cs e uma fonte de altas energias de $^{241}\text{Am-Be}$.	141
Figura 6.22: Ciclo de trabalho do ciclotrão usado na experiência com o sistema GRS.	143
Figura 6.23: Aquisição com o SAPD a 200 MHz.	144
Figura 6.24: Espectro da radiação γ obtido depois de bombardear um alvo de berílio espesso com feixe de partículas α aceleradas a 5.3 MeV.	145
Figura 6.25: Espectro obtido após bombardear um alvo de ^{27}Al com um feixe de prótons de 10 MeV, com uma taxa de reacção de 36 kcontagens/s, 700 kcontagens/s e 1300 kcontagens/s.	147
Figura 6.26: Espectro de radiação γ obtido durante o pulso <i>dry run</i> #79166 com o SAPD.	149
Figura 6.27: Distribuição da radiação γ em relação à janela temporal da descarga #79166 do JET	150
Figura 6.28: Espectro de radiação γ obtido durante o pulso e de descarga #79174 com o SAPD.	151
Figura 6.29: Distribuição da radiação γ em relação à janela temporal da descarga #79174 do JET	151
Figura 6.30: Espectro de radiação γ obtido durante o pulso e de descarga #79352.	152

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 FUSÃO NUCLEAR, A ENERGIA DO FUTURO?

A Agência Internacional de Energia prevê que o consumo mundial de energia duplique nos próximos 40 anos. Actualmente cerca de 80% do consumo é assegurado pelos combustíveis fósseis, situação que não é sustentável pelas graves alterações atmosféricas que a sua queima está a provocar e porque estes combustíveis deverão estar esgotados num futuro próximo. São, por isso, necessárias opções energéticas alternativas de grande escala, sendo a fusão nuclear magnética ou inercial uma dessas opções [Vara06].

A fusão nuclear obedece a um princípio simples: recorre aos átomos mais leves como o hidrogénio e os seus isótopos, deutério (D) e trítio (T) fundindo os seus núcleos, já que estes elementos precisam de menos energia para se ligarem do que outros mais pesados. Da perda de massa resulta uma equivalente libertação de energia, a qual é usada para gerar vapor de água que irá accionar turbinas e assim produzir electricidade. Este processo de produção de energia produz resíduos radioactivos de baixa actividade e de curta vida, reintegráveis confiavelmente nos ecossistemas, no espaço de 100 anos (ao invés de milhares de anos para os produtos radioactivos resultantes das centrais de fissão) e, potencialmente, pode gerar grande quantidade de energia a partir de pequenas quantidades do combustível, universalmente disponível mediante o processamento da água dos oceanos. Não menos importante é o facto de as reacções poderem ser terminadas imediatamente, bastando para isso cortar o fornecimento dos elementos combustíveis, ao invés das centrais de fissão que contêm em qualquer momento toda a massa combustível na câmara de reacção.

A fusão nuclear é assim energeticamente eficiente, tem um baixo impacto ambiental, é praticamente inesgotável, segura e economicamente atractiva Tabela 1.1[Vara06].

Tabela 1.1: Vantagens da fusão nuclear.

Vantagens	Motivo
Eficiente	Nas reacções entre núcleos de átomos leves, são produzidas grandes quantidades de energia com pequenas quantidades de combustível ² ;
Baixo Impacto Ambiental	1 - Não há libertação de gases de efeito de estufa para a atmosfera como na queima de combustíveis fósseis; 2 - A operação de rotina de uma futura central eléctrica de fusão não requer o transporte de material radioactivo fora do reactor; 3 - Os produtos das reacções de fusão são cinzas (⁴ He, partícula α) e neutrões, pelo que não criam lixos radioactivos de longa duração, como ocorre numa central de fissão ³ ; 4 - A existência de neutrões conduz à activação das paredes de um reactor de fusão ⁴ .
Praticamente Inesgotável	Os combustíveis (D e T) podem ser facilmente obtidos em qualquer parte da Terra.
Segura	1 - Não é possível gerar grandes quantidades de energia incontrolada, uma vez que a quantidade de combustível no interior do reactor é pequena; 2 - As reacções de fusão podem ser quase instantaneamente interrompidas, uma vez que os combustíveis entram para o reactor à medida que vão sendo utilizados.
Economicamente Atractiva	Estudos sugerem que o preço do KW/h produzido numa central de fusão nuclear será idêntico ao de uma central eléctrica

Actualmente, a maior experiência de fusão nuclear em funcionamento no nosso planeta, e a única que pode operar com misturas de Deutério (D) e Trítio (T), é o tokamak JET⁵. Este começou a funcionar em 1983 e em 1997 atingiu um máximo de energia de fusão de 16 MW com uma mistura D-T. O projecto JET tem sido realizado no âmbito do *JET Joint Undertaking* até 1999 e pela EFDA⁶ depois de 2000 [JET/EFDA].

O JET tem investigado o potencial da energia resultante das reacções nucleares com o objectivo de desenvolver uma fonte de energia segura, limpa e inesgotável para as futuras

²Numa reacção de fusão, $3,136 \times 10^{-29}$ kg de combustível originam 17,59 MeV. Comparando com as reacções químicas, estas são 1 milhão de vezes menos poderosas, por exemplo, cerca de um litro de combustível de fusão produz a mesma energia que 6600 toneladas (t) de carvão. Para produzir 1MW de energia eléctrica durante um ano são necessárias 2500 t de carvão, 1500 t de petróleo, 700 t de gás, 25 kg de urânio ou 250 gr de deutério.

³ A energia nuclear pode ter 2 origens: fissão nuclear ou fusão nuclear. Qualquer uma destas reacções nucleares conduz a uma libertação de quantidades significativas de energia. Sendo que uma reacção de fusão é 100 vezes mais poderosa que uma reacção de fissão, que por sua vez é 100 000 vezes mais poderosa que uma reacção química.

⁴ Uma escolha criteriosa dos materiais usados na construção de um reactor permite prever que esta actividade desapareça ao fim de cerca de 100 anos, um tempo muito curto comparado com os milhares de anos necessários para a descontaminação dos lixos radioactivos de uma central de fissão. Com o desenvolvimento de novos materiais é de esperar que os componentes de um reactor de fusão percam a sua actividade num máximo de 30 a 40 anos.

⁵*Joint European Torus*. Encontra-se instalado em Culham, Inglaterra.

⁶*European Fusion Development Agreement* – Acordo Europeu sobre o Desenvolvimento da Fusão.

gerações. É o maior tokamak existente e a única máquina de fusão capaz de produzir energia. Apesar de todos os progressos alcançados, no JET e noutras experiências de fusão, para a demonstração da viabilidade da energia de fusão à escala de um reactor nuclear⁷, é necessário um dispositivo maior e mais poderoso, que está neste momento a ser construído: ITER⁸, Figura 1.1[Iter].

Com o eventual sucesso do ITER, a etapa seguinte será a construção de um dispositivo experimental com a capacidade de produzir energia eléctrica a partir da energia de fusão, o qual foi designado DEMO⁹. Prevê-se que a energia de fusão esteja disponível na segunda metade deste século [Vara06].

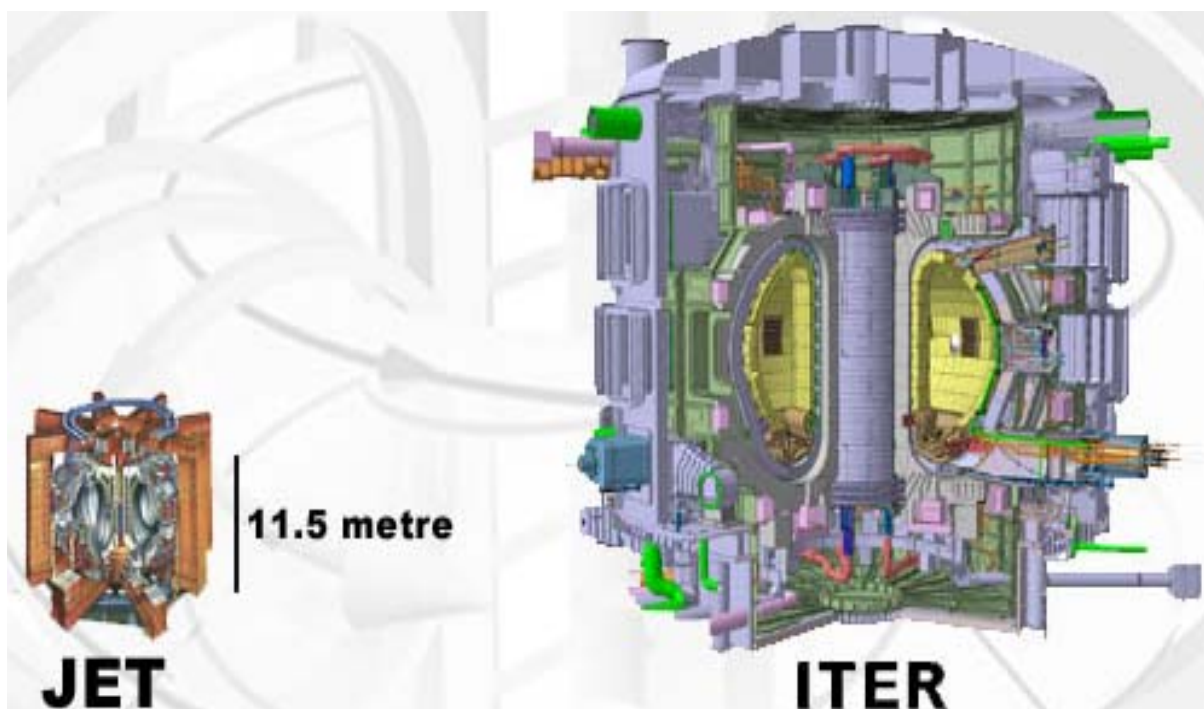


Figura 1.1: Dimensões relativas do JET e do ITER [JET/EFDA].

⁷ Reactor nuclear – Pode ser definido como uma máquina que limita o plasma, blindada contra a radiação, onde são controladas reacções nucleares, com o objectivo de produzir energia. Durante vários anos tem-se conseguido produzir reacções de fusão nuclear controlada, em tokamaks, embora ainda não se tenha conseguido manter uma reacção de fusão controlada até atingir o ponto de *breakeven*. Uma central nuclear pode conter vários reactores. Actualmente apenas os reactores nucleares de fissão são empregados para a produção de energia comercial. Uma central implica a produção de energia eléctrica.

⁸International Thermonuclear Experimental Reactor- ITER, significa em latim " o caminho ”

⁹DEMONstratio Power Plant.

1.2 JET & ITER

O sucesso da Rússia em experiências com tokamaks levou a Europa, Japão e os Estados Unidos da América (USA) a construírem as suas próprias experiências de fusão. O planeamento dos dispositivos começou em meados dos anos 70 para tokamaks de grandes dimensões, tal como o JET (Europa - UK), JT-60 (Japão), T-15 (Rússia), TFTR (USA). Todas estas máquinas de fusão começaram a operar no início da década de 80 e tinham como objectivo estudar o comportamento do plasma na região próxima do ponto de *breakeven* no qual a quantidade de energia fornecida para iniciar e manter a reacção é igual ou menor que a quantidade de energia libertada pela reacção assim produzida, i.e. o ganho, Q , é 1. Posteriormente, já no início da década de 90, entrou em operação o tokamak ASDEX Upgrade (Europa -Alemanha) [Wesson].

As actuais máquinas de fusão nuclear têm um rendimento inferior a 1 ($Q < 1$). O valor máximo de Q obtido até hoje foi da ordem dos 0,6, durante a operação do tokamak JET com uma mistura de D-T. O ITER vai ser o primeiro reactor experimental de fusão, na configuração tokamak, que, para produzir plasma utiliza as partículas α como fonte de aquecimento dominante. Este tipo de plasma denomina-se "em combustão"¹⁰, que são plasmas aquecidos pelas próprias reacções com produtos de fusão (ex. partículas α), ou seja são auto-sustentáveis pela fusão. Do ponto de vista energético, um plasma pode ser classificado de "em combustão" se o ganho em energia de fusão atingir pelo menos o valor 10. Este ganho, Q , é obtido através da seguinte equação:

$$Q \equiv \frac{P_{fus\tilde{a}o}}{P_{aquecimento}} = \frac{5 P_{\alpha}}{P_{aquecimento}} \quad (1.1)$$

em que $P_{fus\tilde{a}o}$ é a potência de energia produzida pelas reacções de fusão no plasma, $P_{aquecimento}$ é o aquecimento externo aplicado ao plasma (potência introduzida) e P_{α} é a potência de aquecimento do plasma através das partículas α em que a fracção de partículas α é dada por

$$f_{\alpha} \equiv \frac{P_{\alpha}}{P_{\alpha} + P_{aquecimento}} = \frac{Q}{Q + 5} \quad (1.2)$$

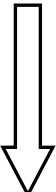
¹⁰ Plasmas "em combustão" – *Burning plasma*.

No JET a tentativa de aproximação ao regime de plasma “em combustão”, mostrou nas experiências que os plasmas de fusão são criados transitoriamente e com uma capacidade insatisfatória de auto-aquecimento.

São também objectivos do ITER: i) amplificar a potência de fusão de forma significativa ($Q > 10$) em operações de longa duração (pulsos longos $\sim 400s$), através da indução de corrente toroidal do plasma (aquecimento óhmico); ii) alcançar a operação contínua de um tokamak ($Q > 5$), sem ajuda da corrente toroidal do plasma induzida; e, iii) explorar a possibilidade da ignição controlada ($Q > 30$), Tabela 1.2. O objectivo final será conseguir uma potência de fusão de cerca de 500 MW [Vara06].

As condições de ignição são conseguidas partindo de plasmas D-T, de onde resultam as partículas α , muito energéticas (3,5 MeV) e neutrões muito energéticos (14 MeV) (eq.2.7). Estes plasmas são progressivamente aquecidos através de potência externa e pelas partículas α , um produto da própria reacção cuja fracção para aquecimento deve ser significativa (eq. 1.2), até atingirem a condição termonuclear, $Q > 5$. Quando as condições de confinamento¹¹ forem adequadas, é atingido um ponto em que o aquecimento por partículas α se sobrepõe às perdas de energia, sendo removido o aquecimento exterior, atingindo-se então a auto-combustão dos plasmas termonucleares de alta densidade ($Q > 10$), Tabela 1.2. Por analogia à combustão dos combustíveis fósseis, este acontecimento é designado de ignição [Wesson].

Tabela 1.2: Relação entre a potência de fusão e a fracção de partículas α para se atingir o estado de *breakeven*, o regime de plasma em combustão e finalmente a ignição.

<i>Breakeven científico</i>	$Q = 1$	$f_{\alpha} = 17 \%$
Regime de plasma em combustão 	$Q = 5$	$f_{\alpha} = 50 \%$
	$Q = 10$	$f_{\alpha} = 60 \%$
	$Q = 20$	$f_{\alpha} = 80 \%$
	$Q = \infty$	Ignição $f_{\alpha} = 100 \%$

¹¹ O confinamento é a restrição do plasma aquecido, através da aplicação de campos magnéticos poloidais e torodais bem como através de efeito *pinch* (*Z-pinch*, conhecido como zeta *pinch* ou *pinch* linear, é um tipo de confinamento do plasma que induz corrente eléctrica no plasma para gerar campo magnético para o comprimir), num dado volume durante um período de tempo o maior possível.

Os plasmas termonucleares, produzidos e estudados em máquinas de fusão, confinadas magneticamente¹², são um meio muito complexo com interações múltiplas e não lineares que ocorrem simultaneamente numa vasta escala temporal e espacial. O estudo destes plasmas, ao longo das últimas décadas, permitiu desenvolver capacidades de previsão do seu comportamento, com a ajuda da medição das várias grandezas físicas que os caracterizam. As técnicas e instrumentação desenvolvidas para medir os vários fenómenos físicos são conhecidas por diagnósticos¹³ [Donn 08].

Tabela 1.3: Comparação entre parâmetros nominais do JET e ITER. Na coluna dos parâmetros do JET estão os valores máximos atingidos até hoje e as dimensões actuais do tokamak. Na coluna do ITER estão as dimensões projectadas e os valores esperados.

Parâmetros	JET	ITER
	Valores Máximos Atingidos	Valores Esperados
Raio Maior; Raio Menor	3,1 m; 1,25 m	6,2 m; 2 m
Volume de plasma	100 m ³	840 m ³
Temperatura do plasma	<290 000 000 K	~ 230 000 000 K
Densidade Central dos Electrões	10 ²⁰ m ⁻³	10 ²⁰ m ⁻³
Corrente do plasma	7 MA	15 MA
Campo Toroidal (campo magnético do eixo)	4 Tesla	5,3 Tesla
Valor de Q (plasma D-T)	0,1 até 0,6	> 10
Potência de Fusão nuclear	16 MW	500 MW
Duração da descarga	30 s	400 - 3600 s

Os diagnósticos, em que esta dissertação se baseia, estão relacionados com as medições relativas aos produtos de fusão. Este tipo de diagnósticos são usados para determinar a taxa de reacções de fusão, as quais são um bom indicador do Q do plasma, que como vimos é crítico para o objectivo final de tornar viáveis centrais eléctricas baseadas em

¹² Os plasmas de fusão são produzidos e confinados em máquinas especiais tal como os tokamaks, *stellarators*, *reversed field pinch* e tokamaks esféricos. Nesta dissertação as máquinas de fusão em questão são os tokamaks, portanto sempre que for referida máquina de fusão, está implícito de que se fala de um tokamak.

¹³ Diagnóstico – Esta palavra deriva das palavras gregas “dia” que significa através e “gnosis” que significa conhecimento.

fusão nuclear. Estes diagnósticos fornecem também informações adicionais, tais como: i) temperatura dos iões; ii) fracção termonuclear na taxa de reacções de fusão; iii) grau de confinamento de iões rápidos; iv) mecanismo de perda de iões rápidos, entre outros, bastante importantes para se conhecer a evolução do plasma no tempo. Cada sistema de medição para um diagnóstico de produtos de fusão é normalmente concebido e otimizado para uma determinada função. Cada diagnóstico desempenha um papel específico nas experiências de fusão.

Actualmente, qualquer esforço, quer no melhoramento de diagnósticos já existentes nas várias máquinas de fusão de grande dimensão, como é o caso do JET, quer na criação de novos diagnósticos, tem como objectivo final os requisitos previstos para o ITER. Este tokamak terá dimensões superiores às do JET e está a ser desenhado para produzir grande quantidade de energia de fusão durante longos pulsos. Espera-se cerca de 500 MW durante centenas de segundos. A Tabela 1.3 mostra alguns dos parâmetros representativos dos 2 tokamaks.

1.3 MOTIVAÇÃO

Nas experiências em tokamaks efectuadas com plasmas de fusão e dirigidas com o objectivo de utilização da fusão nuclear controlada como uma fonte de energia, a taxa de ocorrência de reacções é talvez o melhor indicador dessa produção de energia. A medição destas taxas é assim um diagnóstico essencial para estas experiências [Kipt 06].

A espectroscopia quantitativa de raios γ de elevadas energias (MeV) resultantes de reacções nucleares que ocorrem no plasma, oferece a possibilidade de determinar as taxas de ocorrência de cada reacção específica. Tal diagnóstico permite obter: i) informação complementar às medições do fluxo de neutrões, no caso de reacções que produzem neutrões, como acontece no caso dos plasmas D-D e D-T (Tabela 2.4 de reacções, na secção 2.6); ou, ii) a medição directa da taxa de reacções nucleares, como é o caso de reacções aneutrónicas que ocorrem nos plasmas constituídos por H-D, H-T ou D- ^3He , ou em cenários avançados de combustíveis¹⁴ (futuros ciclos de combustível alternativos), tal como plasmas de H- ^7Li ou H- ^{11}B (Tabela 2.4) [Nevi 98].

¹⁴ Cenários avançados de combustível – Ciclos de combustível alternativos aparecem como necessários de forma a colmatar os problemas introduzidos pelos ciclos de combustível D-T. Combustíveis D-T apresentam a maior secção eficaz de fusão

Para além da taxa de reacções nucleares, também o conhecimento do comportamento dos produtos de fusão, tem um papel fundamental na actual geração de experiências com plasmas D-T e futuros plasmas em combustão, já que estes produtos vão aquecer o plasma (combustível) e manter as reacções de fusão. De entre os vários produtos de fusão, os que apresentam particular interesse são as partículas α , resultantes das reacções D-T ou D- ^3He .

A espectroscopia de raios γ também fornece uma base para a medição do espectro de energia das partículas α confinadas resultante das reacções entre as partículas α e: i) produtos de fusão; ii) primeiros constituintes do plasma; e, iii) impurezas (tal como o carbono, C e o berílio, Be).

Para além da espectroscopia de radiação γ existem outros diagnósticos que também estudam partículas rápidas, tais como: dispersão de Thomson; espectroscopia de recombinação por troca de carga (*Charge Exchange Recombination Spectroscopy*, CXRS), analisador de partículas neutras (*Neutral Particle Analyser*, NPA) e diagnósticos de neutrões [Sasa 08]. O primeiro diagnóstico referido não consegue distinguir partículas diferentes com a mesma relação de carga e massa (Z/A). O segundo apresenta limitações na exploração das regiões centrais do plasma e na obtenção de uma relação sinal/ruído elevada. O terceiro não permite a reconstrução tomográfica e o último não pode ser usado na medição das reacções aneutrónicas referidas anteriormente. Daqui conclui-se que os diagnósticos de radiação γ são complementares a outras técnicas que, devido às limitações mencionadas, não permitem obter todas as informações desejadas.

A maioria dos diagnósticos de radiação γ está instalada no tokamak JET e permitem obter tanto os espectros em energia bem como a localização espacial das diversas reacções nucleares que ocorrem no plasma, como tal são essenciais para a obtenção de informação para o correcto desenvolvimento do futuro tokamak ITER.

para baixas energias do que qualquer outro potencial combustível de fusão, através da reacção $t(d,n)\alpha$. Esta característica leva ao menor tempo de confinamento necessário para a ignição e à maior densidade de potência de fusão a uma dada pressão fixa do plasma. O combustível D-T apresenta também 2 grandes desafios: i) neutrões de 14 MeV produzidos nas reacções $t(d,n)\alpha$. Estes neutrões danificam as componentes do reactor (principalmente as estruturas da cobertura e escudo) limitando o seu tempo de vida para além de activar o material, levando a que reactores de fusão D-T produzam grandes quantidades de lixo radioactivo; ii) a presença do trítio como combustível. Como o trítio não ocorre naturalmente na natureza, tem de ser produzido através da reacção $n(^6\text{Li},t)\alpha$, utilizando uma cobertura para este efeito uma cobertura de ^6Li que circunda o plasma. Esta produção de trítio 'in situ', traduz-se em elevadas quantidades de trítio (principalmente na cobertura e nos sistemas de recuperação de trítio) aumentando as preocupações relativas ao lixo radioactivo e à segurança. Estes cenários de futuros combustíveis pretendem retirar o trítio do ciclo de combustão e eliminar a produção de neutrões nos reactores de fusão.

1.3.1 Diagnósticos de radiação γ em tokamaks

A utilização da medição da radiação γ como um diagnóstico dos plasmas de fusão em tokamaks foi desenvolvida no final da década de 70. Em 1984 foram feitas medições no tokamak Doublet-III, seguindo-se em 1989 o tokamak JET. Também as máquinas TFTR e JT-60U foram equipadas com diagnósticos de radiação γ . Os primeiros resultados experimentais resultaram da medição das reacções nucleares entre os componentes do combustível. Posteriormente chegou-se à conclusão que as reacções com as impurezas presentes no plasma eram igualmente importantes para o diagnóstico, bem como a radiação γ resultante de colisões inelásticas entre iões energéticos injectados através de feixes de partículas neutras ou acelerados, com os constituintes do plasma e suas impurezas [Kipt 06].

Os detectores de raios γ , usados nas várias máquinas de fusão para diagnósticos de radiação γ , são dispositivos capazes de medir radiação γ resultante de diferentes tipos de reacções nucleares no interior do plasma, com boa discriminação da forte radiação de fundo, resultante da interacção dos neutrões com a parede da câmara de vácuo e materiais da sua estrutura.

1.3.2 Projecto de melhoramento dos diagnósticos de raios γ no JET

O projecto de melhoramento dos diagnósticos de radiação γ existentes no tokamak JET, engloba dois diagnósticos distintos: o que utiliza a câmara de raios γ inserida no monitor de perfis de neutrões e o diagnóstico de espectroscopia de raios γ (GRS, *Gamma-Ray Spectroscopy*). As duas secções seguintes descrevem sucintamente os sistemas actuais que constituem estes diagnósticos, bem como possíveis melhorias a efectuar.

1.3.2.1 Câmara de raios γ

A câmara de raios γ existente no tokamak JET, permite obter o perfil de emissão de raios γ com energias superiores a 1 MeV utilizando o sistema de diagnóstico de electrão rápido por *bremsstrahlung* (FEB - *Fast-Electron-Bremmstrahlung*) incorporado no monitor de perfis de neutrões. O Sistema de Aquisição de Dados (SAD) associado permite adquirir as linhas

integradas de emissão de raios X duros¹⁵ (radiação de baixa energia) ou de emissão de raios γ (radiação de alta energia), mas nunca ambos simultaneamente. A baixa resolução do actual SAD (2 bits), a baixa relação sinal/ruído inerente ao diagnóstico e o facto de este SAD, não poder ser ligado à rede ATM¹⁶ de controlo em tempo-real do JET, faz com que este diagnóstico não seja adequado para medições relevantes ao ITER. Os diagnósticos do ITER devem permitir a medida simultânea e em tempo real de ambas as gamas de energia das radiações, permitindo assim determinar a partir das medições dos raios X, a deposição por LHCD¹⁷ antes da fase de aquecimento do plasma principal [Youn 09]. No decorrer de uma experiência será então possível utilizar essa medida para em tempo-real alterar os correspondentes parâmetros de controlo do plasma. No capítulo 3, secção 3.2 encontra-se uma descrição mais detalhada deste diagnóstico.

As modificações necessárias para que actual diagnóstico associado à câmara de raios γ tenha significância para o desenvolvimento do tokamak ITER passam pelo desenvolvimento e instalação de um novo sistema de aquisição de dados, de elevada taxa de aquisição e resolução de energia, e que tenha capacidade de processamento dos eventos de radiação em tempo real. Para maior eficiência deverá resolver a ocorrência de eventos coincidentes, e adquirir simultaneamente as duas gamas de energia (raios X e raios γ); deverá também permitir o envio de informação relevante em tempo-real para o controlo do tokamak pela rede ATM do JET. Este sistema melhorado irá permitir aumentar a taxa de contagem dos eventos bem como a sua resolução temporal e energética.

1.3.2.2 *Espectroscopia de raios γ*

Nos últimos anos a espectroscopia de radiação γ tem proporcionado uma nova visão sobre a física de íões rápidos no tokamak JET, especialmente durante experiências com traço de trítio (são injectados íões de T em plasmas D-D) [Kipt 04, Kipt 02]. No entanto, a espectroscopia de radiação γ , apresenta-se como um verdadeiro desafio para o ITER, onde está previsto um grande fluxo de neutrões de 14 MeV (obtidos nos plasmas D-T). Para que a espectroscopia

¹⁵ *Hard X-ray*.

¹⁶ *Asynchronous Transfer Mode* – Modo de Transferência Assíncrono.

¹⁷ LHCD – *Lower hybrid current drive* – Aquecimento do plasma através de uma onda de plasma cuja frequência se encontra no meio das frequências de ciclotrão dos íões e dos electrões. Tem uma componente de campo eléctrico paralelo ao campo magnético, de modo que pode acelerar electrões movendo-se ao longo das linhas de campo.

seja considerada um diagnóstico essencial em plasmas D-T, implica que seja feito um estudo detalhado e posterior desenvolvimento de atenuadores de neutrões adequados [Soar 07]¹⁸.

Desenvolvimentos relacionados com o diagnóstico GRS, com o objectivo de permitir a migração posterior para o ITER, deverão incluir testes a novos detectores com materiais de elevado nº atómico, os cintiladores "pesados". Estes novos materiais são rápidos e eficientes, sendo promissores para experiências com taxas de radiação γ elevadas com reduzida sensibilidade a neutrões. Sempre que possível, será feita a escolha de cintiladores com baixo teor de oxigénio uma vez que a sua interacção com neutrões provoca elevada radiação γ de fundo [Van 05].

As limitações das taxas de contagem de eventos no JET devem-se, em grande parte aos módulos electrónicos já obsoletos usados para processamento e aquisição de dados, pelo que melhorias na instrumentação de medida serão muito significativas para a qualidade do diagnóstico. Mais detalhes sobre o diagnóstico encontram-se descritos no capítulo 3 na secção 3.3.

O projecto GRS tem como objectivo melhorar a performance das medidas obtidas com os actuais espectrómetros de raios γ no JET. Este melhoramento consiste num aumento de resolução energética e temporal, mediante: i) a substituição dos detectores por outros com maior resolução em energia e tempos de resposta mais rápidos; ii) a atenuação do fluxo de neutrões com atenuadores de LiH; e, iii) instalando um novo Sistema de Processamento e Aquisição de Dados (SPAD), que permitirá fazer face às capacidades mais exigentes dos novos detectores.

1.3.2.3 Interface entre os dois diagnósticos

Numa perspectiva ergonómica, os sistemas de aquisição e processamento de dados (SAPD), para ambos os diagnósticos, GRS e câmara de raios γ , devem ser o mais semelhantes possível. As diferenças serão nos códigos de processamento dos eventos de radiação a utilizar; dum ponto de vista prático isso significa diferenças ao nível dos códigos em tempo-real, o *firmware*¹⁹ (FW) e do *software* (SW). Ao nível do *hardware* (HW), para além de um nº diferente de detectores (canais) a medir, o que se traduz num diferente nº de módulos de aquisição para cada sistema, terão de ser utilizados conversores analógico-digital (ADC -

¹⁸ Este estudo não se encontra no âmbito desta dissertação.

¹⁹ Código compilado embebido num sistema electrónico, normalmente guardado numa memória não volátil. É um conjunto de instruções operacionais programadas directamente no HW.

Analog to Digital Converters) com taxa de amostragem diferente, uma vez que o GRS utiliza detectores com respostas muito mais rápidas e melhor resolução em energia. O SAPD do GRS está descrito detalhadamente no capítulo 4.

As diferenças nos códigos de tempo-real aparecerão na recepção dos dados dos ADCs (interface diferente) e no processamento dos eventos (pulsos), já que neste os algoritmos de determinação de energia diferem. Em relação ao *software* a diferença acontecerá na definição dos diferentes parâmetros necessários aos respectivos algoritmos de processamento de pulsos. O facto dos sistemas serem semelhantes irá assim permitir uma optimização do trabalho a realizar e conseqüente diminuição de custos.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O trabalho descrito nesta dissertação teve como motivação a realização de um sistema de aquisição de dados com espectroscopia em tempo real, para o melhoramento dos dois diagnósticos de radiação γ existentes no tokamak JET.

Este sistema foi integrado, no final do ano de 2008, no diagnóstico de espectroscopia de raios γ do tokamak JET, conseguindo-se obter espectros para taxas de 2 Meventos/s. Os resultados do sistema estão apresentados no capítulo 6. Do diagnóstico de câmara de raios γ espera-se finalizar a sua integração durante o ano de 2011/2012 depois de terem sido mitigados os problemas resultantes de uma baixa relação sinal/ruído inerente aos detectores e cablagem em utilização, e que não permite obter as taxas de eventos desejadas. A instalação de novos detectores, fora do âmbito do corrente projecto, poderá ser a solução.

O sistema descrito tem mais duas aplicações na área da reflectometria de microondas²⁰. Embora não esteja no âmbito desta dissertação a sua descrição detalhada nem apresentação dos respectivos resultados, é também importante referi-las. O diagnóstico de reflectometria de microondas é amplamente usado para medir o perfil de densidade electrónica e as suas flutuações em plasmas de fusão [Lavi 96, Nazi 01]. Normalmente essas duas funções estão separadas, sendo os reflectómetros de varrimento por frequência usados para a reconstrução do perfil radial de densidade electrónica do plasma, enquanto que as

²⁰ A reflectometria de microondas é amplamente usada para medir o perfil de densidade e flutuações dos plasmas de fusão. Normalmente estas duas tarefas estão separadas, os reflectómetros de varrimento por frequência são usados para a reconstrução do perfil de densidade radial do plasma enquanto que as oscilações da densidade do plasma são medidas com uma frequência bem definida.

oscilações da densidade do plasma são medidas em frequência fixa. No tokamak TCABR²¹ tentou-se demonstrar que, o método de reflectometria por varrimento em frequência apresenta bons resultados no registo das oscilações da densidade radial do plasma induzida por ondas de Alfvén locais, permitindo determinar a sua localização. O mesmo sistema de aquisição e processamento de dados foi instalado no TCABR, no Brasil, e modificado para permitir controlar parâmetros necessários à operação do reflectómetro, tais como: modos de disparo, tempo de varrimento, gama de frequências, valores fixos de frequência, entre outros [Runch 11]. Um outro SAPD será instalado no COMPASS²² na República Checa. O sistema de reflectometria que inclui esse SAPD funcionará em modo híbrido permitindo obter na mesma descarga perfis de densidade electrónica e efectuar o estudo da turbulência dos plasmas utilizando o modo de sondagem em múltiplos patamares de frequência fixa. Estas novas aplicações que saem do âmbito dos diagnósticos de radiação γ , mostram a versatilidade do sistema.

A arquitectura do sistema, a sua implementação, os testes e os resultados obtidos, tanto ao nível de bancada como “in situ” no tokamak JET, são descritos ao longo dos próximos capítulos. No último capítulo é discutido o trabalho futuro para o melhoramento do sistema, de acordo com os resultados obtidos em cada um dos diagnósticos de radiação γ do tokamak JET.

²¹ TCABR – Tokamak Chauffage Alfvén Brésilien – Tokamak de média dimensão instalado em São Paulo, Brasil.

²² COMPASS – COMPact ASSEmblY - Originalmente inglês, o tokamak COMPASS-D (COMPact ASSEmblY, 1992-2001) com uma configuração com divertor, operou como COMPASS-C com um plasma de secção eficaz circular durante os anos 1989 até 1991. Foi doado pela associação de fusão EURATOM/UKAEA, em Outubro de 2004, para o Instituto de Física dos plasmas de Praga, estando instalado desde o Outono de 2007. A forma do plasma é próxima da do ITER, sendo a relação do tamanho do plasma de 1:10.

CAPÍTULO 2

Diagnósticos de Radiação γ em Tokamaks

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é discutida a fenomenologia básica da produção de raios γ bem como a sua interação com o material dos detectores. São referidos quais os detectores mais usados na detecção desta radiação, apresentadas as características gerais de um espectro de radiação γ , bem como a electrónica de detecção normalmente usada. É ainda feito um breve resumo dos detectores de radiação γ instalados em tokamaks, descritos os diagnósticos de radiação γ utilizados no JET, bem como as reacções nucleares populares que permitem que a espectroscopia de radiação γ dê origem a diagnósticos cujas respectivas medições são de relevância para o estudo do plasma. Finalmente refere-se o plano de diagnósticos de radiação γ para o ITER [Kipt 06].

2.2 A ORIGEM DOS RAIOS γ

Os raios γ são radiação electromagnética de elevada energia emitida durante a desexcitação de um núcleo atómico. Esta radiação propaga-se no vácuo à velocidade da luz. A radiação electromagnética forma um espectro contínuo, desde as baixas frequências, ondas de rádio, até às frequências elevadas, raios γ [Reil 91].

Os parâmetros usados para descrever ondas electromagnéticas, são a frequência, o comprimento de onda, e a energia. Todos estes parâmetros estão relacionados entre si, podendo, qualquer um deles, ser usado para caracterizar a radiação electromagnética, embora quando se fala de raios X¹ ou raios γ se utilize o parâmetro energia. Os raios X e raios γ são

¹ Raios X - acompanham frequentemente os processos de decaimento nuclear, que normalmente perturbam a estrutura electrónica do átomo. A energia dos raios X é única para cada elemento mas a mesma para os vários isótopos do mesmo elemento.

fotões dentro de uma gama de energia elevada que se sobrepõem a partir dos 10 keV². Não é possível distinguir raios γ de raios X com a mesma energia. A diferença na denominação está associada à origem. Os raios X são emitidos durante o rearranjo da estrutura electrónica do átomo (e noutros processos de aceleração e desaceleração electrónica³), em vez da sua estrutura nuclear (transições no núcleo atómico) como no caso da radiação γ .

Tabela 2.1: Modos de decaimento. Um núcleo de massa A e número atómico Z é representado por (A,Z) . A coluna com os núcleos resultantes indica a diferença entre o novo núcleo e o original. Assim, $(A-1, Z)$ significa que o número de massa é inferior do anterior de uma unidade, mantendo o número atómico.

Modo de decaimento	Partículas	Núcleo resultante
Decaimentos com emissão de núclídeos:		
Decaimento α	Partícula α , ${}^4_2\text{He}^{2+}$, emitida por um núcleo ($A=4, Z=2$)	($A-4, Z-2$)
Emissão de próton	Protão ejectado do núcleo	($A-1, Z-1$)
Emissão de neutrão	Neutrão ejectado do núcleo	($A-1, Z$)
Emissão dupla de próton	Dois prótons ejectados simultaneamente do núcleo	($A-2, Z-2$)
Fissão espontânea	O Núcleo desintegra em 2 ou mais pequenos núclídeos ou partículas	_____
Diferentes modos de decaimento β		
Decaimento por β^-	Um núcleo emite um electrão e um antineutrino	($A, Z+1$)
Decaimento por β^+	O núcleo emite um positrão e um neutrino	($A, Z-1$)
Captura electrónica, CE	O núcleo captura um electrão orbital e emite um antineutrino. O núcleo filho fica num estado excitado instável	($A, Z-1$)

A emissão γ , objecto de estudo e medição desta dissertação, resulta de uma libertação de energia em excesso pelo núcleo de um átomo sob a forma de radiação electromagnética e não provoca conversão nuclear (mudança no número de prótons ou neutrões). A radiação γ pode ser produzida em decaimentos radioactivos (na Tabela 2.1 encontram-se resumidos alguns modos de decaimento que dão origem a radiação γ) e reacções nucleares onde pode

² O electrão volt (eV) - É a energia adquirida por um electrão (ou qualquer partícula com a mesma carga) quando é acelerada por uma diferença de potencial de um Volt.

³ *Bremsstrahlung* - Radiação produzida quando electrões acelerados são parados bruscamente pelo alvo. É uma palavra de origem alemã: *Bremsen* = Parar e *Strahlung* = Radiação. Quando partículas carregadas, principalmente electrões, interagem com o campo eléctrico de núcleos de número atómico elevado ou da eletrosfera, elas reduzem a energia cinética, mudam de direcção e emitem a diferença de energia sob a forma de ondas electromagnéticas, denominadas raios X de paragem ou *bremsstrahlung*.

ocorrer a formação de estados excitados de um nuclídeo, levando à emissão de raios γ (ex: ${}^9\text{Be}(\text{D},\text{p}\gamma){}^{10}\text{Be}$). As reacções nucleares são apresentadas na secção 2.6.

No âmbito dos dispositivos de fusão, mais exactamente num tokamak, e para diagnóstico do seu plasma, apenas as reacções nucleares como fonte de radiação γ são de interesse. No entanto, a radiação γ resultante do decaimento nuclear espontâneo (emite com uma taxa e espectro de energias exclusivos da espécie nuclear em decaimento), é também usada para calibração dos sistemas desenvolvidos.

2.2.1 Decaimentos de fontes radioactivas usadas em calibração

Os exemplos das 3 fontes radioactivas apresentados nesta secção, servem para exemplificar os vários decaimentos radioactivos que ocorrem, bem como para apresentar os radionuclídeos usados para teste do sistema descrito nesta dissertação. A referência a estas fontes irá ser feita ao longo dos vários capítulos.

2.2.1.1 Cobalto – 60

O isótopo de cobalto, ${}^{60}_{27}\text{Co}$ sofre um decaimento β^- dando origem a um nuclídeo de ${}^{60}_{28}\text{Ni}$ (estado metaestável), que, por sua vez, emite instantaneamente duas radiações γ , 1173,2 keV e 1332,5 keV [Hendee], chegando ao seu estado fundamental (núcleo estável), Figura 2.1 a).

2.2.1.2 Césio-137

A fonte de Césio, ${}^{137}_{55}\text{Cs}$, tem um decaimento β^- podendo passar para dois dos estados do nuclídeo ${}^{137}_{65}\text{Ba}$: o fundamental, com probabilidade de 6,5%, e um estado excitado (metaestável) de 661,7 keV, que decai imediatamente para a configuração nuclear mais estável emitindo um raio γ com essa energia, Figura 2.1 b)[Podgorsak].

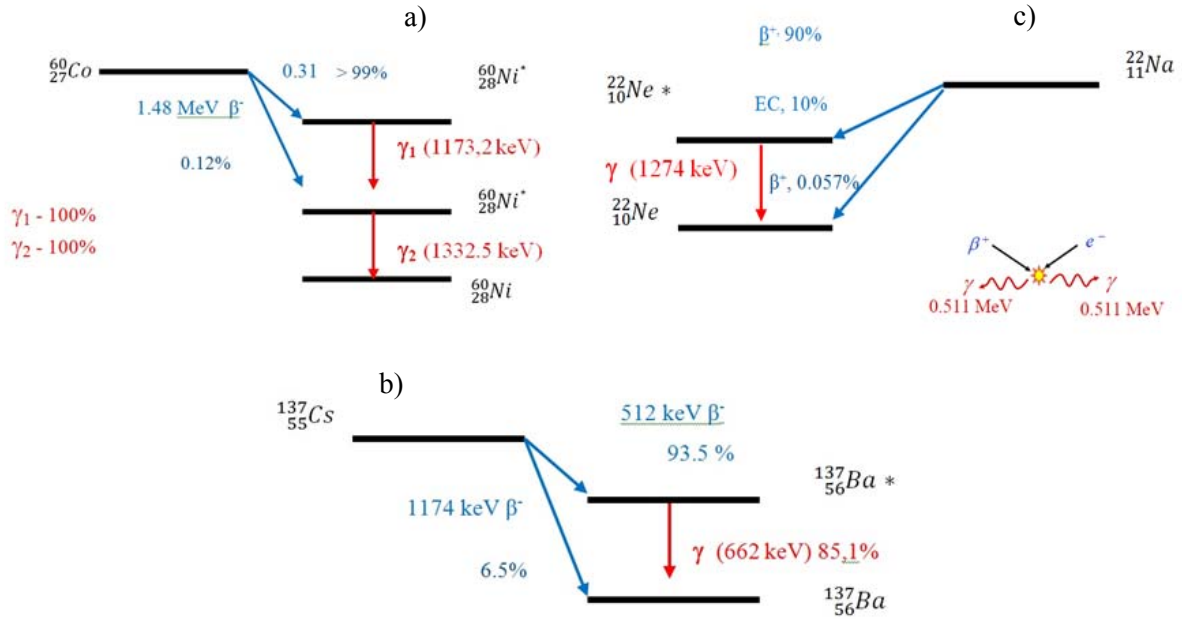


Figura 2.1: Esquema de decaimentos: a) cobalto 60; b) céσιο 137; e c) sódio 22.

2.2.1.3 Sódio-22

A fonte de sódio, $^{22}_{11}\text{Na}$, decai predominantemente para o estado metaestável do nuclídeo $^{22}_{10}\text{Ne}$, quer por β^+ (emissão de um positrão - 90% de probabilidade) quer por captura electrónica (CE - 10% de probabilidade), embora uma fracção mínima de 0,057% possa passar directamente para o estado fundamental do $^{22}_{10}\text{Ne}$. O estado excitado do nuclídeo decai para o seu estado fundamental ao emitir um raio γ de 1,275 MeV. Quando posteriormente os positrões ficarem em repouso e se aniquilarem com um electrão, 2 raios γ de 511 keV são produzidos por cada aniquilação (secção 2.3.4), Figura 2.1c) [Knoll].

2.3 INTERACÇÕES DE RAIOS γ

2.3.1 Introdução

De modo a interpretar a forma de um espectro de radiação γ é necessário a compreensão da interacção da radiação com o material dos detectores (usualmente cintiladores). Quando um raio γ incide num detector, a interacção entre fotão e electrões do material do detector, resulta na ejeção do electrão, que recebe toda ou parte da energia do fotão através de 3 processos,

antes que o sinal (pulso) resultante desse raio γ ser gravado como um evento. Estes são: (i) efeito fotoelétrico; (ii) dispersão de Compton, ou (iii) produção de pares electrão-positrão.

A probabilidade de ocorrência dos eventos anteriormente enumerados está relacionada com a energia do raio γ incidente e com o n° atómico do material do detector. Para radiação γ de baixa energia ($E < 0,5$ MeV) e elevado Z predomina o efeito fotoelétrico; o efeito de Compton predomina para valores de energia intermédios ($0,5 \text{ MeV} < E < 5 \text{ MeV}$) e Z baixo, finalmente, a produção de pares para valores elevados de energia ($E > 5 \text{ MeV}$) e Z elevado, conforme se pode verificar na Figura 2.2. As linhas indicam os valores de Z e energia de radiação γ para os quais os dois efeitos vizinhos são igualmente importantes [Knoll].

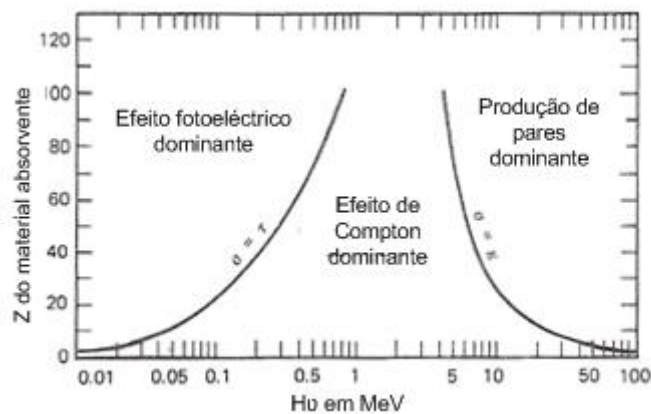


Figura 2.2: Interação da radiação γ com a matéria[Knoll].

2.3.2 Efeito fotoelétrico

No efeito fotoelétrico, toda a energia da radiação é convertida em energia, ou seja, toda a energia do fóton γ é transferida para o electrão ejectado. O electrão ejectado transporta consigo toda a energia do fóton menos a energia de ligação do electrão.

Sempre que um raio γ interage com material do detector e ocorre o efeito fotoelétrico, o pulso de saída (a resposta do detector) é proporcional à energia do raio γ responsável por essa interacção. No espectro resultante, estes eventos vão ser vistos como fotopicos de energia total do raio γ . Quanto mais baixa for a energia e mais alto o n° atómico, Z , maior a probabilidade de ocorrência do efeito fotoelétrico, este efeito pode ser visto na

Figura 2.2. Uma vez que o efeito fotoelétrico é o modo de interacção preferido, há uma atenção especial na escolha de detectores para espectroscopia de raios γ com materiais que incorporem elementos com um elevado Z tal como os cristais de iodeto de sódio, NaI(Tl), e o de iodeto de cézio, CsI(Tl)⁴.

2.3.3 Dispersão de Compton

A dispersão de Compton é o fenómeno de colisão elástica entre um fóton incidente e um electrão atómico fracamente ligado ao núcleo em que se verifica uma transferência parcial da energia do fóton incidente para o electrão, modificando a energia e direcção do raio γ disperso, γ' . Deste processo resulta um ganho de energia por parte do electrão, que se reflecte directamente na diminuição da frequência do fóton emitido ($E = h\nu$), assim como a sua dispersão. A quantidade de energia perdida pela radiação γ e a quantidade de energia transferida para o electrão varia de um mínimo, correspondente a um ângulo de dispersão pequeno, para um máximo, quando o fóton é disperso de 180° (π). Este máximo de amplitude produz o limiar de Compton, *Compton edge*. Há uma igual probabilidade estatística de cada evento produzir um pulso de qualquer amplitude até ao máximo correspondente ao limiar de Compton. Assim, as ocorrências por efeito de Compton produzem uma área bem distribuída na zona de baixas energias do espectro, patamar de Compton.

Através da conservação da energia e do momento linear e assumindo que o electrão está em repouso antes do choque, pode-se fazer o cálculo relativista da energia do fóton difundido [Knoll],

$$E_{\gamma'} = \frac{E_{\gamma}}{1 + \frac{E_{\gamma}}{m_0 c^2} (1 - \cos\theta)} \quad (2.1)$$

Onde

$E_{\gamma'}$ → é a energia do γ disperso em MeV;

θ → é o ângulo de dispersão do γ' ;

E_{γ} → é a energia do raio γ incidente em MeV;

$m_0 c^2$ → é a energia de repouso do electrão, 511 keV;

⁴ Tl – Os cristais CsI ou NaI têm uma activador de tallium com $Z=81$

Quando a radiação incidente sofre uma dispersão de Compton com transferência máxima de energia para o electrão ($\theta = 180^\circ$) este pode escapar-se do detector não depositando a sua energia. O fóton retrodifundido é absorvido por efeito fotoeléctrico o que se pode descrever como um pico fotoeléctrico deslocado. Este fenómeno é o chamado retrodispersão, *backscattering*. Com θ igual a 180° , devido a colisões frontais, a eq. 2.1 fica igual a:

$$E_r = \frac{E_\gamma}{1 + \frac{2E_\gamma}{m_0c^2}} \quad (2.2)$$

onde a energia do raio γ disperso é dada por $E_\gamma = E_r$. A energia do electrão livre atingido é dada por:

$$E_{Ce} = E_\gamma - E_r \quad (2.3)$$

E_{Ce} é a energia do electrão correspondente ao limiar de Compton e aparece como o limite de alta energia na região do espectro sujeita à dispersão de Compton, enquanto que o pico no limite das baixas energias se deve ao pico de retrodispersão, E_r . Como exemplo, $E_r = 0.2$ MeV para um γ incidente de energia 1 MeV. A energia do electrão livre atingido é ($E_e = E_{Ce}$) 800 keV.

2.3.4 Produção de pares

Uma forma da radiação γ interagir com a matéria é através do efeito de produção de pares electrão-positrão. Para que isto aconteça a radiação γ incidente tem de ter energia superior a 1,02 MeV (duas vezes a massa de repouso do electrão). A radiação γ produz as massas de repouso do par electrão-positrão e a restante energia fica na forma de energia cinética do par. Quando, posteriormente, o positrão ficar em repouso e se aniquilar com um electrão, são produzidos 2 raios γ de 511 keV cada.

A energia depositada no detector pode ser proporcional a E_γ , $E_\gamma - 1022$ keV (pico de Escape Duplo, ED), $E_\gamma - 511$ keV (pico de Escape Simples, ES), Tabela 2.2. A probabilidade

de ver o pico de absorção total e os 2 picos de escape depende da energia da radiação γ incidente e do tamanho do detector.

Tabela 2.2: Energia depositada no detector resultante da interacção γ por produção de pares.

Energia	Fenómeno (Energia depositada no detector)
E_γ	Pico de absorção total - A radiação γ inicial de energia E_γ , aniquila-se no detector e ambos os quanta de aniquilação interagem pelo processo fotoeléctrico antes de sair do detector.
$E_\gamma - 511 \text{ keV}$	Pico ES - Este pico é produzido quando um dos quanta de aniquilação é absorvido e o outro escapa.
$E_\gamma - 1022 \text{ keV}$	Pico DS - Este pico é observado quando ambos os quanta de aniquilação escapam do detector antes de serem absorvidos.

2.4 DETECTORES DE RAIOS γ

Para que a radiação γ possa ser detectada, é preciso que haja interacção com a matéria e que essa interacção seja observada. Como foi dito anteriormente, a natureza electromagnética dos fotões γ permite uma forte interacção com os electrões dos átomos de toda a matéria. O processo chave de detecção de radiação γ é a ionização, onde o fóton transfere parte ou toda a sua energia para um electrão. Os electrões ionizados colidem com outros átomos e libertam muitos outros electrões. A carga libertada é colectada: directamente por contadores proporcionais ou detectores de semiconductor de estado sólido; ou, indirectamente por detectores de cintilação. A carga colectada regista a ocorrência da radiação γ e dá a informação da sua energia. Qualquer que seja o detector utilizado, o resultado final traduz-se sempre num sinal eléctrico cuja amplitude é proporcional à energia depositada no meio [Reil 91].

A escolha do tipo de detector depende da aplicação: gama de interesse de energias dos raios γ (ou raios X), resolução em energia e eficiência de detecção pretendidas. Na fusão nuclear em tokamaks, o ambiente a que o detector está sujeito é muito severo, pelo que, o detector precisa de ser resistente a grandes fluxos de neutrões e ser capaz de diferenciar raios γ resultante de reacções nucleares de interesse, dos induzido por neutrões (produzido pela interacção dos neutrões com as paredes e materias da estrutura do tokamak).

A eficiência de um detector é dada pelo nº de pulsos que ocorrem para um determinado nº de raios γ . Claramente, para que o detector seja adequado, tem de ter a capacidade de absorver uma grande parte da energia dos raios γ . Para que isto aconteça, o detector tem de apresentar um tamanho adequado bem como um material com Z adequado, conforme foi atrás referido, Figura 2.2.

A resolução espectral do sistema é uma grandeza que dá a indicação do poder de separação entre dois picos de energias próximos e que pode ser definida a partir da razão entre a largura a meia altura (FWHM - *Full Width at Half Maximum*) e o centróide do pico. A resolução do detector é normalmente dada em keV ou em percentagem da energia de um determinado pico.

2.4.1 Detectores de estado gasoso

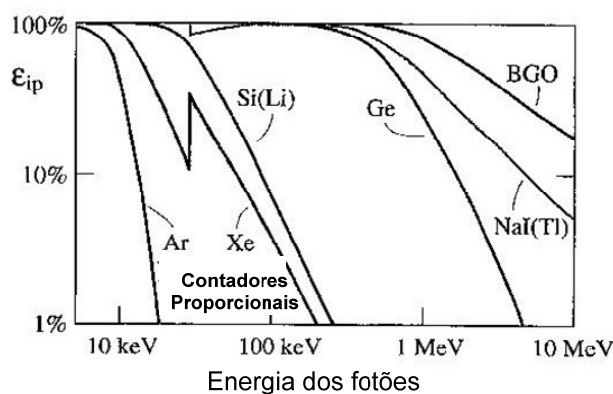


Figura 2.3: A dependência geral da eficiência da energia do fotopico intrínseca à energia do fóton incidente. [Knoll].

Dos detectores de estado gasoso (contadores proporcionais), são usados sempre que a energia da radiação for suficientemente baixa, o que permite interagir com eficiência razoável no gás do contador. A espectroscopia de raios X é uma das aplicações mais importantes dos contadores proporcionais e é baseada na absorção total dos fotoelectrões formados pela interação do fóton com o gás. Para energias inferiores a 20 keV, onde acontece a fluorescência⁵ de raios X resultante de elementos mais leves, os contadores proporcionais de

⁵ Fluorescência – é a capacidade de uma substância de emitir luz quando exposta a radiações do tipo ultravioleta (UV), raios catódicos ou raios X. As radiações absorvidas (invisíveis ao olho humano) transformam-se em luz visível, ou seja, com um comprimento de onda maior que o da radiação incidente. O fenómeno da fluorescência consiste na absorção de energia por

Argon apresentam boa eficiência. Substituindo o Argon por Xenon (Z mais elevado) aumenta-se a gama de energias de um valor significativo, Figura 2.3. O Estudo apresentado nesta figura foi efectuado para uma série de detectores normalmente usados na espectroscopia de raios X e γ . As curvas devem ser interpretadas apenas como exemplo genérico, já que há grandes diferenças entre detectores específicos dentro de cada uma das categorias apresentadas. Para se alcançar melhor eficiência de detecção em energias mais elevadas, é necessário ter um detector com um poder de paragem da radiação que não pode ser convenientemente obtido com gás de baixa densidade [Knoll].

2.4.2 Detectores de semicondutor

Os detectores de semicondutor são dispositivos que, normalmente, usam silício ou germânio, para detectar partículas carregadas que o atravessam ou mediante a absorção de fótons. Num detector de semicondutor os electrões energéticos (bem como os positrões) perdem a sua energia ao excitar um electrão na sua banda dadora para a banda de valência, resultando num pulso eléctrico.

Os detectores de silício estão limitados em espessura (milímetros) enquanto que os de germânio empobrecido pode ir até alguns centímetros e portanto pode ser usado como um detector de absorção total de raios γ até poucos MeV. Estes detectores são também chamados de detectores de germânio de elevada pureza (HPGe – *High-Purity Germanium detector*). Detectores de germânio são usados para radiação γ com energias superiores a algumas centenas de keV até cerca de 1 MeV, quando algumas energias da radiação estão pouco espaçadas entre si e têm de ser resolvidas. A excelente resolução dos detectores de germânio têm um preço – são normalmente detectores pequenos com baixo Z que fazem com que a eficiência do fotopico seja inferior, de cerca de uma ordem de magnitude, dos detectores de cintilação.

um electrão, passando do estado fundamental (S_0) para o estado excitado (S_1). Este electrão ao voltar para o seu estado fundamental é acompanhado pela libertação de energia em excesso através da emissão de radiação.

2.4.3 Detectores de Cintilação

Os cintiladores são os detectores utilizados nas duas aplicações focadas nesta dissertação, que, tal como o detector de germânio, são também usados para detectar radiação com energias superiores a algumas dezenas de keV indo até algumas dezenas de MeV. Apresentam resolução inferior aos detectores de germânio mas têm uma eficiência muito superior.

Um detector de cintilação é constituído por um material especial, o cintilador, que emite luz (visível ou ultravioleta) quando a radiação ionizante transfere para ele toda ou parte da sua energia. Essa luz é posteriormente detectada por um fotomultiplicador (PMT - *PhotoMultiplier Tube*), ou fotodíodos (PD - *PhotoDiode*) de semicondutor acoplado opticamente ao cintilador. Estes dispositivos, PMT ou PD, fornecem à saída um sinal eléctrico de amplitude proporcional à energia depositada no meio.

Quando os raios interagem com o material do cintilador, átomos ionizados do material libertam energia voltando para um estado energético mais baixo. Este processo é acompanhado pela emissão de fotões de luz. Em cristais puramente inorgânicos, este processo é ineficiente. Para além de que os fotões emitidos têm energias superiores à gama de comprimentos de onda para os quais os PMTs e /ou PDs são sensíveis. Assim sendo, pequenas quantidades de impurezas (activadores) são adicionadas ao cintilador para melhorar a emissão de fotões na gama do visível. Um exemplo comum de um cintilador activado com tálio, com Z igual a 81, é o já mencionado NaI(Tl).

A escolha de um dado cintilador, que pode ser orgânico ou inorgânico, no estado sólido, líquido ou gasoso, depende, em geral, da radiação que se pretende detectar e do tipo de medida que se quer efectuar. Como exemplo de cintiladores orgânicos temos os antracenos, plásticos ou líquidos. Os dois últimos, são menos eficientes que o antraceno, normalmente usado para testes comparativos com cintiladores inorgânicos. Os detectores de cintilação mais comum são os sólidos e os mais populares são os cristais inorgânicos, sendo os mais usados: i) NaI(Tl), cristal de iodeto de sódio activado com tálio, que, devido ao seu constituinte de iodeto de elevado nº atómico ($Z=53$), assegura que a absorção fotoeléctrica seja um dos processos mais importantes (predominante) atribuindo-lhe uma inerente elevada eficiência de detecção e resolução. Apresenta uma resposta quase linear e uma constante de decaimento do pulso de cintilação de cerca de 230 ns. A sua maior desvantagem é o brilho que apresenta depois de submetido a elevadas taxas de ocorrência de radiação, devido à sua

fosforescência; ii) CsI(Tl), cristal de iodeto de sódio activado com tálio; e, um material de cintilação mais recente, iii) bismuto germanato (BiGeO₁₂), mais conhecido por BGO. Estes últimos apresentam maior densidade (maior n^o atómico efectivo) tornando-se populares em aplicações em que a necessidade de boa resolução em energia (melhor que o NaI(Tl)) supera a baixa eficiência de contagem de raios γ [Koeh 86, Moss 86]. O detector CsI(Tl) deixa de ter utilidade quando as taxas de ocorrência são muito elevadas devido à sua constante de decaimento ser muito longa, aproximadamente 1 ms. O BGO apresenta 10% menos de eficiência de contagem que o NaI(Tl) e uma constante de decaimento 2 vezes superior.

Para todos os materiais, a eficiência de contagem e a constante de decaimento diminuem com a temperatura.

Os variados tipos de reacções nucleares, em tokamaks, ocorrem sob um fundo de elevado fluxo de neutrões que também induzem raios γ . Consequentemente, o detector de raios γ tem de ter uma resolução em energia adequada e tem de ser capaz de manter essa resolução quando está a operar para taxas de contagem elevadas. Mais ainda, o detector tem de ter uma eficiência de detecção adequada de forma a permitir um número de contagens estatisticamente significativo num curto espaço de tempo permitindo que a evolução temporal da produção de raios γ de fusão seja reconstruída durante o tempo de uma simples descarga de plasma. Finalmente, o detector tem de ser capaz de suportar um fluxo moderado de neutrões associado a vários tipos de plasmas de fusão.

2.4.3.1 *Fotomultiplicador*

Um fotomultiplicador (PMT) converte a luz em sinal eléctrico. A intensidade do sinal eléctrico é proporcional à intensidade de luz detectada. Esta conversão baseia-se num fenómeno da física quântica que tem o nome de efeito fotoeléctrico. A luz entra no PMT por uma janela e incide sobre uma placa designada por fotocátodo. No fotocátodo, esta é absorvida pelos electrões atómicos, que adquirem energia suficiente para se libertarem da atracção do núcleo. Os electrões libertados sofrem a acção de uma diferença de potencial e são acelerados para uma placa designada por dínodo. Ao chocarem com o dínodo são libertados, novamente, electrões atómicos multiplicando o sinal eléctrico inicial. Este processo de aceleração/multiplicação é repetido ao longo de uma cadeia de dínodos e quando os electrões atingem o ânodo do PMT formam uma corrente eléctrica detectável. Os PMT são

alimentados a altas tensões o que leva a que tipos de sondas (detector + PMT) sejam volumosas e muito sensíveis aos campos magnéticos [Knoll].

2.4.3.2 *Fotodíodo de semiconductor*

Os fotodíodos (PD) de semiconductor podem-se dividir em duas categorias: (i) PD de avalanche (APD - *Avalanche PhotoDiode*) e (ii) PD PIN (P-dopado, I-intrínseco, N-dopado). Ambos os dispositivos criam pares electrão-lacuna na região de depleção tendo o APD um ganho em corrente interno.

Os APD também necessitam de ser alimentados com uma tensão elevada e precisam de estabilidade da temperatura para assegurar a medida de energia.

O uso do PD de silício PIN permite desenvolver sondas (detector + PIN) mais compactas sem as fontes de alimentação de alta voltagem. A sensibilidade aos campos magnéticos é baixa e o sinal em amplitude é pouco dependente de variações de temperaturas. Contudo estes PD PIN não têm ganho interno como os APDs e PMTs. Deve-se ter um especial cuidado para minimizar o ruído electrónico que é superior ao ruído estatístico para baixas energias[Knoll].

2.4.4 **Características gerais do espectro de raios γ**

Independentemente do detector usado, os espectros de radiação γ obtidos apresentam muitas características em comum. Considerando um espectro de uma fonte de raios γ monoenergética E_0 , em que os raios γ resultam de transições nucleares que envolvem energias específicas, com pequenas flutuações devido a 2 efeitos: i) incertezas quânticas (princípio de incerteza de Heisenberg); e ii) efeitos de recuo dos electrões do material absorvente (depois da interacção dos raios γ emitidos). Estas incertezas são finitas, sendo negligenciáveis quando comparadas com outros factores de alargamento do valor da energia do raio γ . Assim sendo, o espectro ideal de uma fonte monoenergética de raios γ resultantes do decaimento de um núcleo livre é representado por uma linha espectral para a sua energia E_0 . Como na realidade os fotões de raios γ detectados não provêm de núcleos livres mas são emitidos pelo material da fonte, alguns raios γ são primeiro dispersos antes de serem emitidos

pela fonte radioactiva, esta dispersão faz com que os fotões diminuam ligeiramente a sua energia, E_0 , resultando num alargamento da linha espectral E_0 .

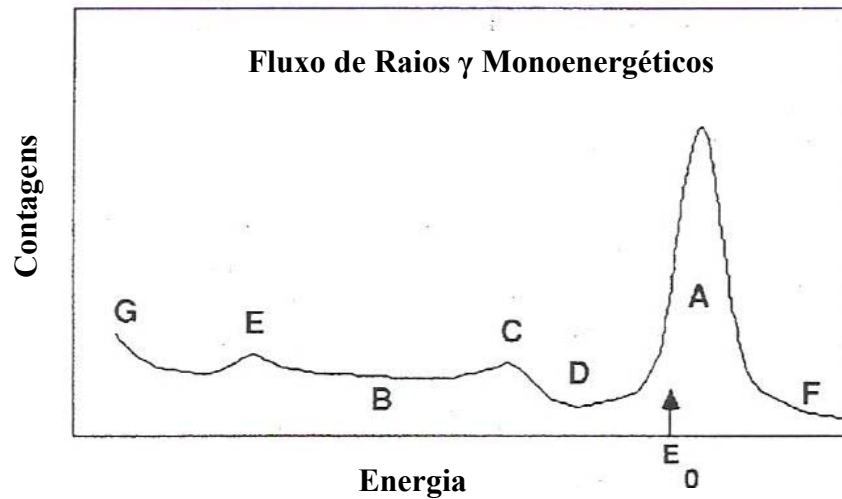


Figura 2.4: Espectro representativo de uma fonte monoenergética de raios γ obtida por detectores de raios γ [Reil 91].

Mais uma vez, este alargamento também tem valores negligenciáveis quando comparadas com outros factores de alargamento do valor da energia do raio γ , discutidas mais à frente. Também é de notar que os raios γ quando saiem do material da amostra radioactiva vão também ser dispersos por materiais envolventes, antes de chegarem ao detector. Quando os raios γ chegam ao meio de detecção, transferem toda (efeito fotoeléctrico, secção 2.3.2) ou parte da sua energia para os electrões, libertando os electrões da sua ligação atómica. Esta libertação do electrão resulta em múltiplas colisões com outros electrões atómicos do meio, onde o electrão livre transfere a sua energia cinética, a este fenómeno dá-se o nome de dispersão de Compton, descrito anteriormente na secção 2.3.3.

Uma representação mais realística de um espectro de raios γ a partir de fontes monoenergéticas pode ser vista na Figura 2.4. Os fenómenos associados às letras de A-G estão apresentados na Tabela 2.3. Se E_0 for suficiente grande para que a ocorrência da produção de pares seja significativa, então o espectro passa a ter mais dois picos referentes ao ES e DE.

Tabela 2.3: Fenómenos associados às regiões espectrais resultantes de uma fonte monoenergética γ .

Região Espectral	Fenómeno
A	Energia total de fotopico: Este pico resulta predominantemente das interações fotoelétricas do fóton com o meio de detecção, mas também tem contagens resultantes das interações de Compton (simples ou múltiplas), que acabam em interações fotoelétricas. O centróide representa a energia do fóton E_0 . A área do pico acima do fundo representa o nº total de interações que envolvem a transferência da energia total do fóton para o meio de detecção e normalmente, é proporcional à massa do isótopo emissor.
B	Patamar de Compton (secção 2.3.3).
C	Limiar de Compton (secção 2.3.3).
	"Vale" de Compton: Para uma fonte monoenergética, os pulsos que ocorrem nesta região devem-se ou a múltiplas dispersões de Compton ou de interações que envolvem transferência da totalidade da energia do fóton já dispersos de pequenos ângulos (quer pelo material envolvente do meio de detecção, quer pelo material da fonte radioactiva), antes de entrar no detector. Fótons não dispersos da fonte monoenergética, não podem produzir pulsos nesta região a partir de uma simples interação no detector.
E	Pico de retrodispersão: tem origem em raios γ que interagiram por dispersão de Compton num material do meio envolvente ao detector. Raios γ dispersos acima de 110° - 120° vão aparecer com energias idênticas na gama dos 200 a 250 keV. Assim sendo, uma fonte monoenergética irá resultar em vários γ s difundidos cujas energias estão muito próximas do menor valor (dispersão a 180°).
F	Região de energia em excesso: Com uma fonte monoenergética, os eventos nesta região ocorrem de raios γ altamente energéticos e muões de raios cósmicos do fundo natural e de pulsos sobrepostos (para elevadas taxas de contagem). Num espectro mais complexo, contagens acima de um fotopico são primordialmente resultantes da dispersão de Compton de raios γ de maiores energias.
G	Subida nas baixas energias: Esta região do espectro perto dos valores zero de energia, acontece tipicamente devido ao ruído electrónico de baixa amplitude no sistema de detecção que é processado como pulsos de baixa energia. Este ruído é de altas-frequências pelo que a sua taxa de ocorrência é muito elevada.

2.5 ELECTRÓNICA APLICADA AO DIAGNÓSTICO DE RADIAÇÃO γ

A electrónica *standard* utilizada nos detectores inclui o uso de fontes de alimentação de alta tensão para a polarização dos PMTs ou APDs. O sinal de saída dos PMTs ou PDs é ainda amplificado com pré-amplificadores e amplificadores lineares com alteração da forma dos

pulsos, conformação dos pulsos (amplificadores de espectroscopia). Uma vez amplificado, o pulso elétrico é digitalizado por um dispositivo, o conversor analógico-digital (ADC, *analog-to-digital-converter*), que associa aos pulsos números inteiros proporcionais à sua amplitude (energia). Se o ADC utilizado tiver uma resolução de 8 bits, associa um número discreto entre 0 e 255 à gama dinâmica dos pulsos, mantendo a proporcionalidade. Este número é chamado número do canal. Os pulsos sucessivos, após a digitalização, são separados por canais, visualizados e armazenados em memória local, sendo todas estas operações integradas num denominado analisador de multicanal (MCA – *Multi Channel Analyser*). A partir destes dados, são construídos histogramas (os espectros) do número de raios γ detectados em função do número do canal.

Mais recentemente, no diagnóstico de espectroscopia de raios γ do tokamak JET, foi instalado um sistema de aquisição de dados com electrónica mais recente. Um gravador de transientes de 2 canais com interface PCI⁶. Este SAD digitaliza sinais a 25 MHz com uma resolução em amplitude de 14 bits para uma taxa máxima de eventos de 1 MHz, anteriormente esta taxa estava limitada a 50 kHz, capítulo 3, secção 3.3. O sistema conta ainda com um software avançado de análise de dados, [VKDG 06].

2.6 FÍSICA NUCLEAR RELATIVA A RADIAÇÃO γ DE FUSÃO

Esta secção descreve algumas reacções nucleares que deram origem à espectroscopia de radiação γ como um diagnóstico do plasma. Uma maior ênfase é dada às energias e quantidade de raios γ resultantes de: a) plasmas termonucleares, PT⁷; b) plasmas aquecidos por injeção de feixe de neutros (NBI⁸ - *Neutral Beam Injection*); c) plasmas aquecidos por iões acelerados no ciclotrão⁹ à frequência da sua ressonância (ICRH¹⁰ - *Ion Cyclotron*

⁶ *Peripheral Component Interconnect* – Interconexão de Componentes Periféricos.

⁷ A temperaturas extremas, os electrões são separados do seu núcleo e o gás passa a plasma – um gás quente e electricamente carregado. Todos os átomos foram “despidos” dos seus electrões de forma que só existem electrões e iões, carregados negativamente e positivamente respectivamente, partículas carregadas. O plasma é um gás constituído por partículas carregadas que interagem macroscopicamente com os campos magnéticos e eléctricos. Desta forma o plasma pode ser confinado magneticamente. PT caracterizam um meio onde elementos leves sofrem fusão libertando energia.

⁸ Plasmas NBI – PT sujeitos a feixes de átomos neutros de elevadas energias. Tipicamente um isótopo de hidrogénio, como o deutério, é injectado no centro do plasma através de uma injeção de um feixe de neutrões, NBI. Estes átomos energéticos transferem a sua energia para o plasma, aumentando a temperatura global do plasma.

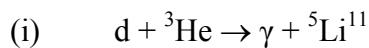
⁹ Ciclotrão é um acelerador cíclico de partículas no qual estas são aceleradas segundo uma trajectória curva promovida pela acção de campos magnéticos em espiral ou circulares.

¹⁰ Plasmas ICRH – PT sujeitos ao aquecimento por ressonância de iões de ciclotrão. ICRH é um modo externo de aquecimento do plasma, através da absorção da energia de ressonância ao introduzir ondas electromagnéticas no plasma à frequência de ciclotrão dos iões.

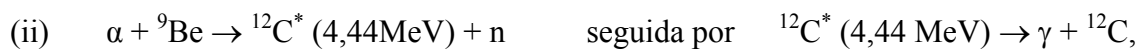
Resonance Heating); e, d) às partículas α produtos de fusão na presença de plasmas de hidrogénio carregados de impurezas [Kipt 06].

A emissão intensa de raios γ é causada por reacções de partículas aceleradas com os iões do combustível ou mais frequentemente com as impurezas do mesmo. Num plasma PT há 2 fontes principais de iões rápidos: i) iões produto de fusão, como por exemplo, ^4He em plasmas D-T (eq. 2.7), p, t e ^3He em plasmas D-D (eq.2.5 e 2.6), com energias cinéticas na gama dos MeV; ii) aceleração dos iões através ICRH dando origem a iões super térmicos com energias que vão até alguns MeV; iii) iões NBI com energias normalmente da ordem dos 50-150 keV. O espectro de raios γ depende da reacção nuclear específica, da energia das partículas que interagem e do nível nuclear dos núcleos formados que, maioria das vezes é deixada num estado excitado.

Raios γ resultam da reacção de fusão entre dois núcleos leves, podendo as reacções serem do tipo directo, como por exemplo:



ou dependente de uma segunda reacção, como por exemplo:



onde a energia de excitação do estado nuclear intermédio excitado do composto ^{12}C está indicado entre parêntesis. Conforme se pode inferir da reacção (ii), estas reacções são essencialmente resultado da colisão de iões de baixo Z (ex: partícula α) com átomos de elevado Z (impurezas). As secções eficazes das reacções do tipo (ii) são muitas vezes caracterizadas por um limite de energia (os iões reactivos têm de ser muito energéticos [Tard 08]).

É importante notar que energia esperada dos raios γ de fusão é da ordem de vários MeV e consequentemente, a interacção dominante será a produção de pares electrão-positrão.

¹¹As reacções nucleares tanto podem ser representadas como equação $a + b \rightarrow c \gamma + d$ ou podem ser simplificadas $a(b,c \gamma)d$. Também, por questões de clareza, os iões hidrogénio, deutério e trítio, quer adicionados por NBI, quer componentes principais do plasma, são designados por letra maiúscula, respectivamente H, D, T, se esses mesmos iões forem produto de fusão, são designados por letra minúscula, respectivamente p, d, t. Esta vai ser a nomenclatura utilizada ao longo deste documento.

2.7 DESEMPENHO DOS DIAGNÓSTICOS DE RADIAÇÃO γ NO JET

No tokamak JET existem três fontes de partículas rápidas que dão origem à radiação γ :

1. Reacções de fusão entre os iões primários do plasma que produzem produtos de fusão como iões de trítio rápidos (t), protões (H), ^3He e ^4He com energias na gama dos MeV, conforme se pode ver nas seguintes equações:



2. O aquecimento de iões minoritários de H e ^3He por ICRH acelera-os para energias na gama dos MeV. Há também esquemas para acelerar iões de D, T e ^4He , embora não sejam tão usados;
3. O aquecimento por NBI introduz iões de D, T, H, ^4He e/ou ^3He com energias inferiores a 160 keV.

No JET, os espectros de radiação γ têm, normalmente, uma forma semelhante à apresentada na Figura 2.4 com linhas distintas devido às interacções dos iões rápidos com as impurezas de baixo Z (principalmente Be), sobrepostas num contínuo devido às interacções dos neutrões com o material do interior da câmara de vácuo (captura radioactiva de neutrões). Os espectros de raios γ mais simples são normalmente observados em plasmas de D-D aquecidos só por NBI de D. Um espectro típico de uma descarga no JET só com aquecimento do plasma por NBI, está representado na Figura 2.5. Devido à baixa energia do feixe de iões neutros injectados, da ordem dos keV, a contribuição directa dos iões de NBI para a produção de raios γ é baixa. Contudo, para reacções nucleares entre feixe-plasma e feixe-feixe, os iões de NBI podem amplificar a quantidade de produtos de fusão acelerados (listados nas equações de 2.4 a 2.8), na gama dos MeV, contribuindo para a emissão de raios γ . Os neutrões, produto de fusão (eq. 2.5, 2.6 e 2.8), interagem com a estrutura do material da

máquina experimental, gerando radiação γ contínua de fundo. Iões rápidos resultantes em reacções de fusão produzem linhas espectrais devido às suas reacções com as impurezas de baixo Z do plasma. Como se pode ver da Figura 2.5 a), o espectro de raios γ consiste em 4 componentes distintas: i) linha espectral proeminente em 1,46 MeV devido ao decaimento radioactivo de ^{40}K , parte da radiação natural de fundo dos raios γ ; ii) espectro contínuo e mais ou menos plano até 10 MeV, resultante das reacções dos neutrões com o material do interior do tokamak onde se dá a captura radioactiva dos neutrões (n,γ) e a dispersão inelástica ($n,n'\gamma$); iii) linha espectral em 2,22 MeV resultante da captura de neutrões $\text{H}(n,\gamma)\text{D}$ (ligação de polietileno ao colimador); e iv) espectro resultante de reacções nucleares entre os produtos de fusão (p e t) e Be, uma das impurezas mais dominantes nos plasmas do JET [Kipt 02].

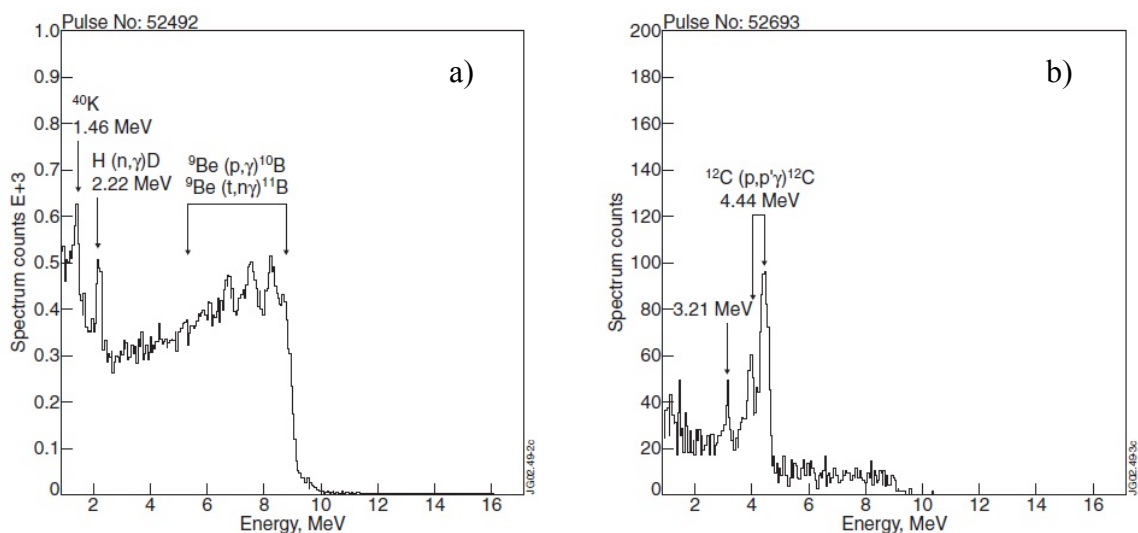


Figura 2.5: Espectros típicos para descargas aquecidas só por NBI ou só por ICRH.

a) Espectro de raios γ medido no JET, durante a descarga 52492 com plasma D-D a 2,5MA/2,4 T e com 17,8 MW de NBI de D; Temperatura central dos electrões $T_e(0) \cong 4$ keV, e densidade central de electrões de $n_e(0) \cong 9 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$; b) Espectro de raios γ medido no JET, durante a descarga 52693 a 2,8MA/2,8 T aquecido por ICRH com a frequência de ressonância sintonizada para $\omega \cong \omega_{\text{CH}}$ aplicada ao plasma de D-D; $T_e(0) \cong 8\text{-}9$ keV, e densidade central de electrões de $n_e(0) \cong 2 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$, frequência de ICRH $f = 42,5\text{MHz}$, $P_{\text{ICRH}} \cong 5,2$ MW, [Kipt 02].

O espectro de energias observado em descargas só de aquecimento por ICRH difere significativamente das só com aquecimento por NBI. Um espectro típico de um plasma aquecido por ICRH de iões de H minoritários está representado na Figura 2.5 b). Durante esta descarga, os iões minoritários de H são acelerados para energias da ordem dos MeV e o primeiro e segundo nível de excitação dos nuclídeos ^{12}C (outra das impurezas predominantes nos plasmas do JET) são excitados por colisões inelásticas dos prótons activados por ICRH.

A combinação do aquecimento do plasma por ICRH e NBI leva a espectros de raios γ mais complexos, que requerem análise mais sofisticada facilitada pela modulação da radiação γ . No JET esta análise é feita através de um código desenvolvido, que inclui todas as secções eficazes das reacções nucleares conhecidas, que produzem raios γ , GAMMOD [Kipt 02].

A Tabela 2.4 lista todas as reacções nucleares essenciais identificadas nas descargas do JET. Estas reacções estão identificadas pelo tipo dos iões rápidos que interagem com os diferentes iões do plasma. As energias resultantes das reacções nucleares, E_r , caracterizam o balanço da massa das reacções e estão também representadas na tabela podendo ser usadas para uma avaliação da energia de excitação do núcleo residual.

Tabela 2.4: Reacções nucleares observadas no JET, identificadas nos espectros de radiação γ .

Reacção	Energia da reacção E_r (MeV)	E_{min} (MeV)
Protões		
$D(p,\gamma)^3He$	5,5	0,05
$T(p,\gamma)^4He$	19,81	0,05
$^9Be(p,p'\gamma)^9Be$	-2,43	3
$^9Be(p,\gamma)^{10}B$	6,59	0,3
$^9Be(p,\alpha\gamma)^6Li$	2,125	2,5
$^{12}C(p,p'\gamma)^{12}C$	-4,44,-7.65	5,8
Iões de D		
$^9Be(D,p\gamma)^{10}Be$	4,59	0,5
$^9Be(D,n\gamma)^{10}B$	4,36	0,5
$^{12}C(D,p\gamma)^{13}C$	2,72	0,5
Iões de T		
$D(t,\gamma)^5He$	16,6	0,02
$^9Be(t,n\gamma)^{11}B$	9,563	0,5
Iões de 3He		
$D(^3He,\gamma)^5Li$	16,38	0,1
$^9Be(^3He,n\gamma)^{11}C$	7,56	0,9
$^9Be(^3He,p\gamma)^{11}B$	10,32	0,9
$^9Be(^3He,d\gamma)^{10}B$	1,09	0,9
$^{12}C(^3He,p\gamma)^{14}N$	4,78	1,3
Iões de 4He		
$^9Be(^4He,n\gamma)^{12}C$	5,7	1,9

Geralmente, a energia de centro de massa da reacção $a(b,c\gamma)d$ é dada por $E = E_r + E_a + E_b - E_c - E_d$, onde $E_r = (M_a + M_b - M_c - M_d)c^2$. A tabela também contém avaliações da energia mínima necessária às partículas aceleradas para produzir uma quantidade de radiação γ mensurável no JET.

2.7.1 Reacções nucleares no diagnóstico de espectroscopia γ

Cada espectro de raios γ depende do tipo de reacções, da energia das partículas que interagem e na estrutura dos níveis de energia do núcleo final. Há dois tipos de reacções essenciais para este diagnóstico, i.e. reacções de captura por ressonância e por limiar.

A dispersão inelástica dos prótons no carbono, $^{12}\text{C}(p,p^{\prime})^{12}\text{C}$, é uma reacção típica de limiar que ocorre no plasma do JET, com o aquecimento por ICRH sintonizado para o hidrogénio minoritário (a percentagem de H é minoritário num plasma D-D). A excitação do primeiro nível do núcleo do ^{12}C , 4,44 MeV, é energeticamente possível para prótons com energias de 4.8 MeV. Contudo, devido à interacção de Coulomb, a secção eficaz da reacção só se torna perceptível para prótons com energias superiores a 5 MeV. De forma a excitar o 2º nível do núcleo ^{12}C , 7,65 MeV, os iões de H têm de ser acelerados para 8 MeV. A Reacção produz raios γ de 3,21 MeV em virtude do decaimento sequencial através do nível a 4,44 MeV e está indicada na Figura 2.5 b).

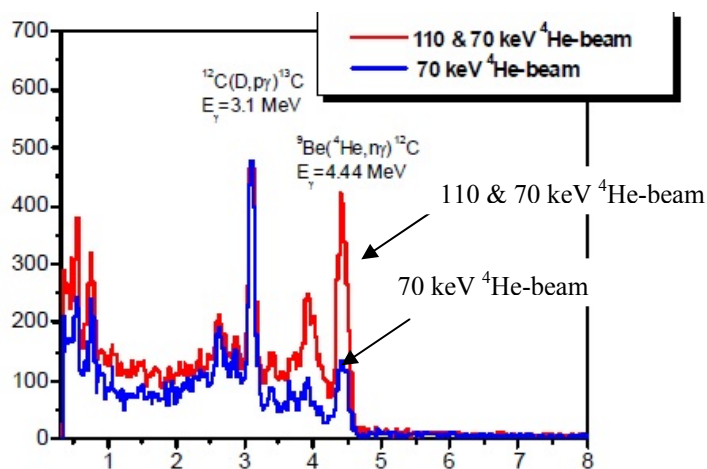


Figura 2.6: Espectro de raios γ medido durante 1s com o detector NaI(Tl).

Os espectros foram obtidos durante 2 descargas semelhantes usando feixes de ^4He acelerados por ICRH, em plasmas de ^4He : i) injeccção de 2 feixes de ^4He a 70 e 110 keV; ii) injeccção de 2 feixes de ^4He ambos a 70 keV [Kipt 05].

No caso de reacções de captura por ressonância¹², tais como $^9\text{Be}(p,\gamma)^{10}\text{B}$, a intensidade das linhas γ são proporcionais à densidade dos iões rápidos nas energias de ressonância, facilitando a análise das partículas rápidas. Nesta reacção em particular, as

¹² *Resonant capture reactions.*

energias de ressonância dos prótons de 0,32, 1,0, 1,08 e 1,3 MeV são fortes e os raios γ correspondentes foram observados no JET. Outra reacção possível é ${}^9\text{Be}(p, \alpha\gamma){}^6\text{Li}$, que tem uma forte energia de ressonância do próton de 2,57 MeV produzindo γ s de 3,6 MeV.

Das reacções nucleares utilizando prótons, estudadas pelo diagnóstico de radiação γ nos plasma do JET, a reacção de captura $\text{D}(p,\gamma){}^3\text{He}$, é muito útil para a análise da distribuição do rasto de prótons com energia inferiores a 400 keV.

Finalmente, a reacção ${}^9\text{Be}(\alpha, n\gamma){}^{12}\text{C}$, é essencial para a medição de partículas α produtos de fusão. O diagnóstico de partículas α no JET é baseado nesta reacção, que dá a informação essencial dos iões rápidos de D e ${}^4\text{He}$. Na Figura 2.6 está representado o espectro resultante da aceleração de iões de ${}^4\text{He}$, para diferentes energias, por NBI. A presença do pico de 4,44 MeV no espectro de raios γ é a prova da existência de partículas α com energias superiores a 2 MeV. Esta reacção foi usada com sucesso no JET para iões rápidos de ${}^4\text{He}$ e estudo partículas α de fusão. Também se pode observar a emissão de radiação γ produto da reacção ${}^{12}\text{C}(\text{D},p\gamma){}^{13}\text{C}$, que reflecte a presença, no plasma, de iões rápidos de D na gama dos MeV. Pode-se concluir com estas duas descargas que, quando o feixe de neutros de 110 keV foi substituído por outro igual de 70 keV, a intensidade de radiação γ de 4,44 MeV diminui significativamente, já o pico de radiação γ correspondente ao D não sofre alterações [Kipt 02, Kipt 05].

2.7.2 Tomografia de radiação γ

Um dos objectivos da medição dos raios γ é permitir distinguir sinais relativos a partículas α e iões D, para além do que foi descrito na secção anterior, recorrendo à construção de perfis 2-D a partir das câmaras de γ s, conseguem-se medir, separadamente, a distribuição espacial dos iões de ${}^4\text{He}$ e D. Um exemplo típico da medição de perfis espaciais da emissão de raios γ resultantes de iões de ${}^4\text{He}$ e D encontra-se na Figura 2.7. Esta imagem é o exemplo típico da reconstrução tomográfica da medida dos perfis das linhas integradas armazenadas durante 1s de uma fase contínua de uma descarga do plasma. Pode-se ver claramente que a distribuição espacial resultante dos iões de ${}^4\text{He}$, Figura 2.7 a) difere da distribuição resultante dos iões D, Figura 2.7 b). Este efeito pode ser explicado pela diferença na distribuição do ângulo de lançamento do feixe de iões de ${}^4\text{He}$ injectado no plasma quase tangencialmente e os iões D em minoria, isotrópicos [Kipt 05].

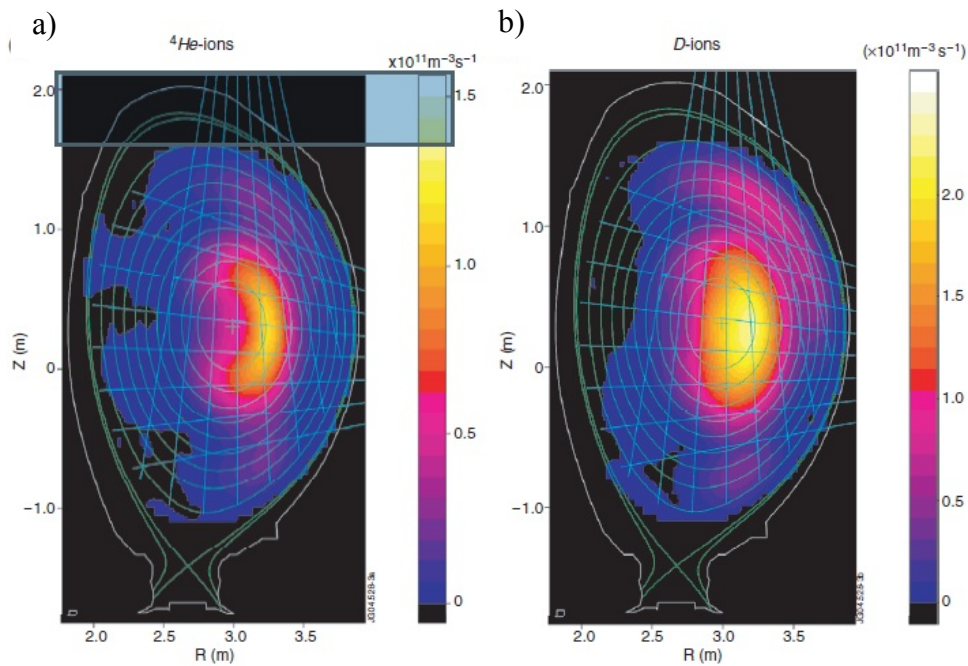


Figura 2.7: Reconstrução tomográfica.

Reconstrução tomográfica: a) da emissão de raios γ de 4,44 MeV produto da reacção ${}^9\text{Be}(\alpha, n\gamma){}^{12}\text{C}$; e b) da emissão de raios γ de 3,09 MeV produto da reacção ${}^{12}\text{C}(\text{D}, p\gamma){}^{13}\text{C}$. Ambos os perfis foram obtidos simultaneamente [Kipt 05].

2.8 ITER – DIAGNÓSTICOS DE RAIOS γ

A medição das partículas α (confinamento, perdas, redistribuição) nos plasmas em combustão, é essencial para o controlo da condição auto-sustentável dos plasmas. De uma forma mais detalhada, pretende-se que o diagnóstico das partículas α seja feito através das reacções $\text{D}(\text{t}, \gamma){}^5\text{He}$ e ${}^9\text{Be}(\alpha, n\gamma){}^{12}\text{C}$ ($E_\gamma = 4,44$ MeV), uma vez que o berílio será, provavelmente, a impureza dominante no ITER. As câmaras de raios γ , poderão medir o perfil de ocorrência das partículas α de 3,5 MeV ($E_\gamma = 17$ MeV) e a desaceleração das partículas α confinadas para 1,7 MeV (através da radiação γ de 4,44 MeV). A desaceleração do D pode ser medida através das reacções ${}^9\text{Be}(\text{d}, n\gamma){}^{10}\text{Be}$ e ${}^9\text{Be}(\text{d}, p\gamma){}^{10}\text{Be}$ ($E_\gamma = 2,88$ e 3,37 MeV respectivamente). Todas estas reacções estão referidas na Tabela 2.4, [Kipt 05].

Finalmente, o ITER vai incorporar as câmaras de radiação γ existentes no JET, nas câmaras de neutrões com colimadores ajustáveis para colimação e/ou supressão de neutrões, dependendo da experiência a realizar.

CAPÍTULO 3

Instrumentação de Raios γ no JET

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados em detalhe os dois sistemas do diagnóstico de raios γ no JET. Na primeira parte, são descritos antes das actualizações propostas pelo programa de melhoramento EP2¹, sendo de seguida enumeradas as limitações de cada sistema. Finalmente, são propostas soluções, referindo a parte desenvolvida pelo Grupo de Controlo e Aquisição de Dados (GCAD) do IST-IPFN.

3.2 CÂMARAS DE RAIOS γ

No tokamak JET, a distribuição espacial das fontes emissoras de raios γ é medida usando o monitor de perfis de emissão de neutrões, rotineiramente utilizado para medições de neutrões e raios γ . O monitor consiste em duas câmaras, cada uma formada por uma matriz de colimadores em forma de leque (esta matriz de colimadores será daqui para a frente sempre referido como câmaras). Ambas varrem a mesma secção poloidal através do plasma, Figura 3.1.

A câmara horizontal analisa o centro do plasma horizontalmente, usando 10 canais de detectores (canais 1 a 10), representados na Figura 3.1 a). A localização da caixa removível de detectores e da blindagem de retaguarda, também removível, pode ser vista relativamente à

¹ Os programas de melhoramento do JET foram introduzidos pela EFDA, EP (*enhancement Programmes*). O primeiro programa EP1, já terminou e teve como principal objectivo colocar antenas de ICRH, tais como as que serão aplicadas no ITER. O segundo programa de melhoramento, EP2, está ainda a ser levado a cabo no JET. Os melhoramentos no diagnóstico de raios γ pertencem a este programa, embora, o principal objectivo do EP2 seja melhorar o sistema de NBI, instalar um divisor de tungsténio e mudar as paredes da primeira parede da câmara de vácuo para uma estrutura composta de berílio, de forma a se aproximar o mais possível do ITER.

estrutura principal de blindagem, na qual estão integrados os 10 colimadores correspondentes aos 10 canais de detectores. A caixa de retaguarda removível contém 8 depósitos para resíduos resultantes dos feixes de neutrões (ficam 2 canais de fora).

A câmara vertical analisa o centro do plasma verticalmente utilizando 9 canais (11 a 19), Figura 3.1 b). A localização da caixa removível de detectores e da blindagem colocada no topo, é também removível e pode ser vista relativamente à estrutura principal de blindagem, na qual estão integrados os 9 colimadores correspondentes aos 9 canais de detectores. A caixa de retaguarda removível contém 7 depósitos para resíduos (ficam 2 canais de fora), resultantes dos feixes de neutrões [Adam 93].

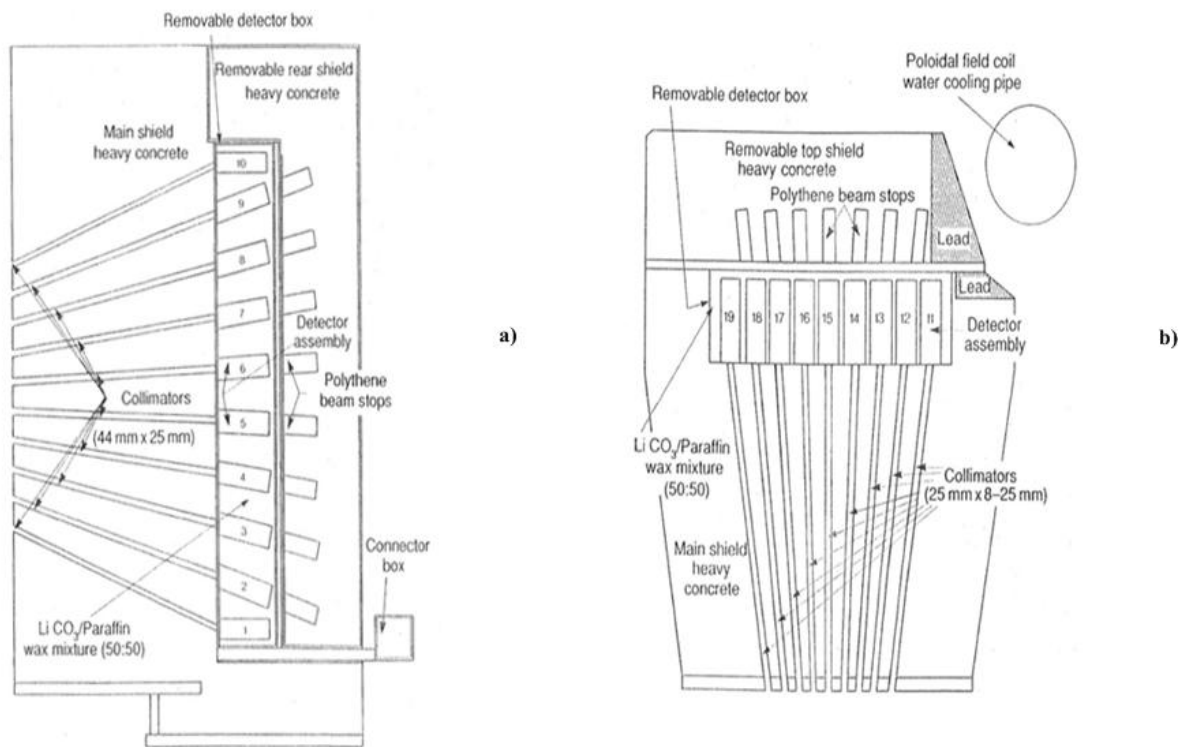


Figura 3.1: Montagem de blindagem das câmaras do monitor de perfis de neutrões e raios γ .
a) Câmara horizontal (32 toneladas), do monitor de perfis de neutrões/raios γ ; b) Montagem de blindagem da câmara vertical (12 toneladas), do monitor de perfis de neutrões/raios γ [Adam 93].

Para cada câmara, a colimação pode ser feita remotamente através de 2 pares de cilindros de aço rotativos podendo, o operador do diagnóstico, escolher 2 tamanhos de abertura. Esta escolha permite ajustar a taxa de contagem, nos detectores associados a cada colimador, de um factor de 1:20 [Loug 99]. Os detectores são capazes de lidar com uma taxa de emissão de neutrões até 10^{19}s^{-1} , podendo estas câmaras ser usadas para regimes de operação usando plasmas de D-D ou de D-T [Popo 08]. Ambas as câmaras utilizam uma

montagem de blindagem com betão muito denso no qual é colocada uma estrutura removível onde estão instalados os detectores. O espaçamento entre detectores é preenchido por uma mistura de Li_2CO_3 e cera de parafina (numa proporção de 50:50), para reduzir a dispersão de neutrões entre canais. Outra estrutura removível de blindagem, também ela de betão muito denso, é colocada atrás da estrutura dos detectores para reduzir radiação de fundo (neutrões e raios γ dispersos pela estrutura das paredes internas da câmara de vácuo), Figura 3.1 [Adam 93].

Cada canal associado ao colimador está equipado com 3 tipos de detectores, montados uns atrás dos outros, Figura 3.2. A geometria da matriz de colimadores foi desenhada para que todos os detectores tivessem aproximadamente a mesma eficiência de varrimento, assegurando uma boa cobertura de todo o plasma. A separação dos neutrões primários dos neutrões difundidos, na estrutura do interior do tokamak é essencial para o diagnóstico, para isso é necessário haver discriminação de energias que só é permitida com a utilização de três detectores distintos: cintiladores líquidos orgânicos, NE213, cintiladores plásticos, BC418 (Bicron) e fotodíodo CsI(Tl). Os neutrões/raios γ detectados são adquiridos em janelas temporais predefinidas e armazenados nas bases de dados do JET.

3.2.1 Detectores

3.2.1.1 *Cintiladores líquidos NE213*

Estes detectores são utilizados para medir simultaneamente neutrões de 2,5 MeV e 14 MeV e raios γ na gama dos 1,8 até 6 MeV, caso as suas taxas de contagem sejam compatíveis [Kipt 06]. O monitor de perfis do JET foi inicialmente desenvolvido para medições de neutrões. O respectivo isolamento e detectores das 19 câmaras do monitor não são totalmente adequados à medição de raios γ . Posteriormente, durante descargas cuja única fonte de aquecimento é feita por ICRH, concluiu-se que as medições de raios γ complementam a informação obtida com a medição dos neutrões. E, uma vez que a resposta dos detectores de NE213 permite diferenciar, na forma de pulso, se foi incidido por radiação γ ou por neutrões, possibilitou o estudo simultâneo de neutrões e radiação γ utilizando a mesma instrumentação [Kipt 02].

Cada detector NE213 está directamente acoplado a um PMT e tem associado duas unidades de discriminação de forma de pulso (PSD - *Pulse Shape Discriminator*) para

distinguir neutrões dos raios γ . Uma das unidades está calibrada para neutrões resultantes dos plasmas D-D (2,5 MeV) e a outra para neutrões resultantes dos plasmas D-T (14 MeV), Figura 3.2.

A calibração bem como a monitorização da estabilidade do ganho dos PMTs e consequentemente da eficiência de detecção destes detectores é feita através da gravação de taxas de contagem tendo como factor constante, uma fonte de raios γ com uma actividade de 500 nCi, ^{22}Na (511, 1275 keV), embutida nas câmaras de detectores [Sadl 95].

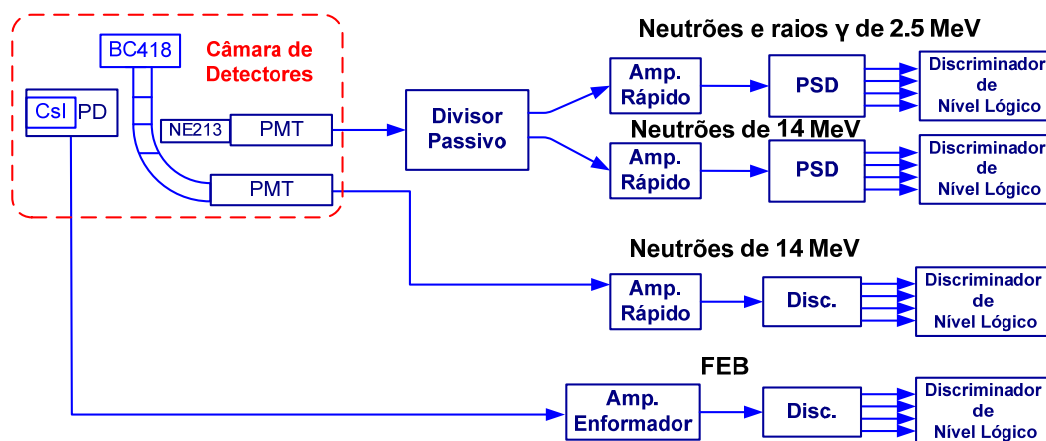


Figura 3.2: Diagrama de blocos dos detectores do monitor de perfis e do respectivo SAD. Acondicionamento do sinal vindo dos detectores e electrónica de aquisição de dados [Sadl 95].

3.2.1.2 *Cintilador plástico Bicron BC418*

O cintilador plástico Bicron BC418 é dedicado unicamente à detecção de neutrões de 14 MeV resultantes de plasmas D-T. Estes detectores têm baixa sensibilidade à radiação γ . Estão colocados em frente dos detectores NE213 e estão acoplados a PMTs através de guias de luz. Estes detectores são suficientemente pequenos e portanto relativamente insensíveis a raios γ inferiores a 10 MeV. Estes detectores dispõem no máximo de uma selecção de 4 níveis de baixa energia, permitindo sinais de neutrões de diferentes energias Figura 3.2, [Sasa 08].

3.2.1.3 *Detectores de CsI(Tl)*

Os detectores de CsI(Tl), são cintiladores inorgânicos com um cristal de 10 mm de diâmetro e 15 mm de espessura, directamente acoplado a um fotodíodo de 10 mm de diâmetro que por

sua vez está ligado a um pré-amplificador de carga, tudo embutido num cilindro metálico como se pode ver na Figura 3.3.



Figura 3.3 Fotodíodo CsI(Tl) usado no diagnóstico FEB.

No cilindro está o cintilador de CsI dopado com Tl, acoplado ao fotodíodo cuja saída está ligada ao pré-amplificador de carga. A saída do detector é dada pela ficha BNC e a polarização do fotodíodo bem como a alimentação do pré-amplificador é feita através da ficha LEMO de 4 pinos.

Quando o diagnóstico de raios γ se adequa à descarga em questão, os fotodíodos são remotamente colocados à frente dos detectores de neutrões para cada colimador associado a cada linha de vista, caso contrário, são colocados em posição de sombra, porque nas descargas D-T de alta intensidade, minimiza o estrago provocado pela radiação e interferências durante as medições de neutrões [Sadl 95]. Os detectores de CsI(Tl) estão calibrados com fontes radioactivas ^{22}Na (511, 1275 keV) embebidas no módulo com matriz de detectores de neutrões. O sistema de aquisição de dados acomoda as medições da taxa de contagem dos raios γ em quatro janelas de energia, permitindo distribuir linhas espectrais específicas de raios γ em diferentes janelas, para poderem ser contadas separadamente. São estes detectores que permitem que o monitor de perfis de emissão de neutrões seja também um monitor de perfis de emissão de radiação γ [Kipt 08].

3.2.2 Estado actual

Uma das aplicações do sistema que deu origem a esta dissertação, está associado às câmaras de neutrões/ γ como diagnóstico de raios γ . Os detectores CsI(Tl) utilizados no diagnóstico FEB, permitem a monitorização de perfis de emissão de radiação γ . Assim, a partir deste momento, toda a discussão sobre o diagnóstico, câmaras de raios γ , será sempre relativo aos

detectores CsI(Tl), sendo este diagnóstico designado por KN3G, o diagnóstico KN3N será a designação das câmaras de neutrões quando estas operam com os detectores de NE213 na janela com vista directa para o plasma.

O principal objectivo do diagnóstico FEB é determinar a deposição por LHCD a partir dos raios X antes da fase de aquecimento do plasma principal. A detecção dos raios γ é feita sempre que há electrões rápidos (LHCD) ou durante as experiências de fusão com um rendimento elevado, sempre que ocorrer aceleração de iões por ICRH.

Será no entanto também importante referir que este monitor de perfis, quer de neutrões quer de radiação γ , só poderá operar, em cada descarga, com um dos detectores com vista directa para o plasma, estando os outros dois na chamada posição de sombra. Os diagnósticos KN3G e KN3N nunca irão decorrer simultaneamente uma vez que não há necessidade de guardar dados de ambos os diagnósticos para qualquer descarga do tokamak JET. Ambos os dados só poderão ter algum interesse em fase de teste dos diagnósticos em que seja útil ter dados de um detector que esteja na posição de sombra.

3.2.2.1 *Condicionamento do sinal e sistema de aquisição de dados*

O condicionamento do sinal eléctrico vindo das câmaras de raios γ é feita em 2 cubículos com subsistemas relativos ao diagnóstico FEB com os nomes FEB/ECU1/001 e FEB/ECU1/002², localizados na divisão J1D³ do JET. A parte de aquisição de dados está reservada num cubículo pertencente ao CODAS⁴ também em J1D, denominado de YN2/ECU1/001⁵.

A saída de cada detector está ligada a um Amplificador de Espectroscopia (AE), ORTEC 671 [ORTEC2], através de um cabo de cerca de 70 m. No total, o diagnóstico conta com 19 AEs, instalados num bastidor CAMAC. Os pulsos resultantes quer da radiação γ quer de raios X fortes, têm decaimento exponencial e são amplificados e conformados como pulsos gaussianos nos AEs. Por sua vez, a saída de cada AE é distribuída por 4 analisadores da amplitude de pulsos (*Pulse Height Analyser*, PHA), cuja função é colocar à saída um pulso

² FEB/ECU1/001 e FEB/ECU1/002 - Nome dos cubículos onde estão instalados os subsistemas relativos ao diagnóstico FEB. FEB é o nome do diagnóstico; ECU1 é a denominação dada aos cubículos de aço do CODAS com o standard da Schroff de dimensões 800mm x 800mm x 2000mm, com porta frontal e de retaguarda; 001 e 002, correspondem ao primeiro e segundo cubículos reservados para este efeito.

³ J1D – localização dos cubículos do diagnóstico KN3G na planta do espaço físico do JET.

⁴ CODAS - *Control and Data Acquisition System*. Grupo responsável pela concepção, implementação, teste, operação e manutenção do *software* e *hardware* necessários para o funcionamento do JET.

⁵ YN2/ECU1/001 – YN2 é o nome da área de dados reservado ao diagnóstico em questão. Ver nota 2.

em lógica ECL⁶, quando o sinal analógico ultrapassa um determinado limiar ou nível de interesse. Esses pulsos lógicos são contados e gravados, durante um determinado período, por 4 unidades denominadas de CTT4, contadores de pulsos, do fabricante LeCroy, modelo 4433 [Lecroy], com 32 canais de entrada de 16 bits cada. Nesta aplicação, cada medidor está configurado para 16 canais de entrada, com contadores de 32 bits. Este sistema de aquisição tem ainda possibilidade de armazenar dados durante janelas temporais de cerca de 0,5 s, em unidades CME5 [MM8206]. CME5 é um módulo CAMAC, de largura simples, de memórias. As memórias são de 64 k x 16 bits. Sendo a taxa de aquisição deste diagnóstico de 100 Hz, Figura 3.4 a).

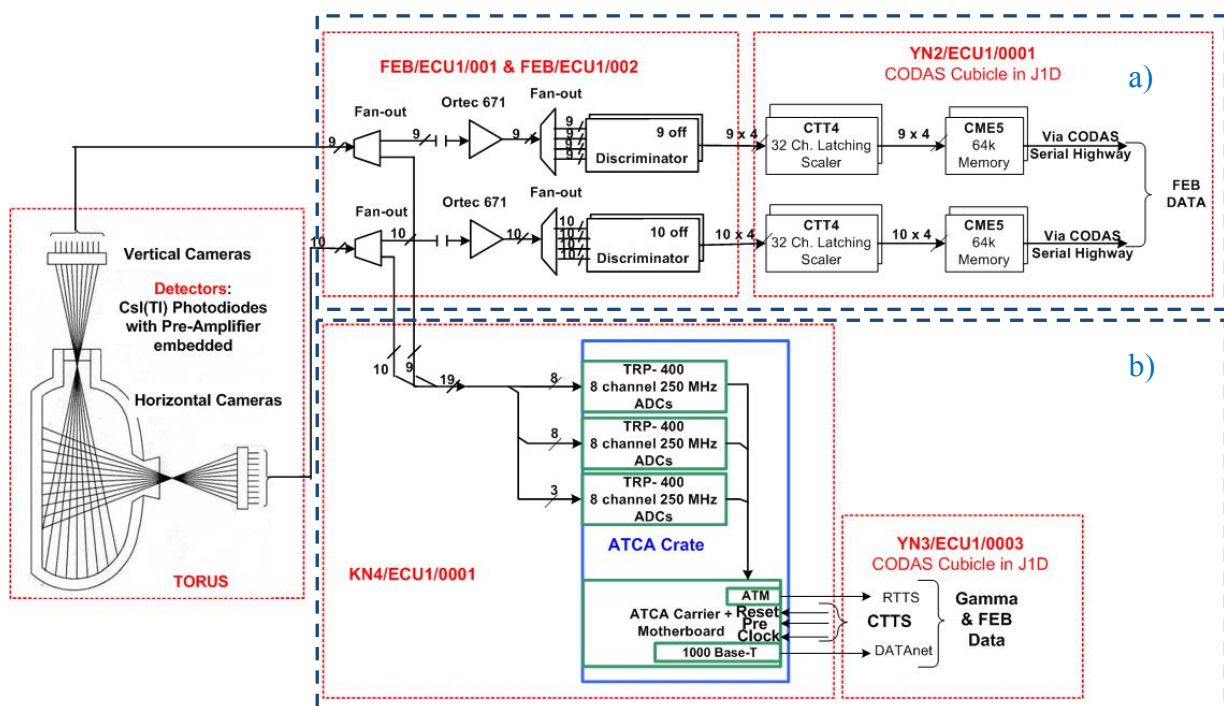


Figura 3.4: Diagrama de blocos do diagnóstico FEB.

O diagnóstico FEB conta com 2 cubículos onde estão instalados os subsistemas com o condicionamento do sinal vindo dos detectores (FEB/ECU1/001 e FEB/ECU1/002) e com um cubículo pertencente ao CODAS (Y2/ECU1/0001). a) O resultado do diagnóstico, “FEB DATA” são ficheiros com informação de raios-X ou de raios γ , nunca dos 2 simultaneamente, b) sistema actualizado do diagnóstico FEB/câmara de raios γ . O novo sistema, numa fase inicial, terá que funcionar em conjunto com o sistema CAMAC, até ser validado pelo o operador científico do diagnóstico.

Este sistema de aquisição de dados apenas funciona como um contador calibrado, que fornece contagens de acontecimentos numa dada janela de energia. Para cada descarga não há

⁶ ECL - Emitter Coupled Logic.

um espectro gerado por este SAD. As contagens são posteriormente armazenadas na base de dados do JET.

3.2.2.2 *Limitações do diagnóstico*

- 1) As câmaras de raios γ utilizam a mesma electrónica que o sistema FEB. O sistema de aquisição de dados pode ser configurado para gravar tanto as emissões de linha integrada dos raios X (pulsos de baixa energia), ou dos raios γ (pulsos de alta energia), mas não ambos. O desenvolvimento de um cenário estacionário para o futuro da fusão, beneficiaria das medidas simultâneas dos raios X e γ para determinar a deposição LHCD a partir dos sinais de raios X antes da fase de aquecimento principal. O diagnóstico é composto por 19 AE, a saída de cada amplificador é distribuída por 4 PHAs, a mudança dos parâmetros de um sistema para o outro é morosa. O parâmetro a mudar é o ganho (aumentar o ganho do amplificador), já que a forma do pulso se mantém. Um novo conjunto de amplificadores (ORTEC 855 - AE duplo[ORTEC1]) e/ou um novo Sistema de Aquisição e Processamento de Dados, SAPD, são as duas possíveis escolhas para colmatar esta falha. Testes feitos ao SAPD provaram que não é necessário usar os AE, o que vai diminuir o custo da instalação. Estes testes estão descritos no capítulo 6.
- 2) Os parâmetros a especificar no diagnóstico FEB/KN3G estão limitados a 4 janelas de energia para armazenamento dos dados. A mudança do valor destas janelas é morosa, e não pode ser mudada entre descargas.
- 3) A razão sinal/ruído devido à natureza do diagnóstico é muito baixa, dado que: os detectores acoplados a PD PIN têm ganho unitário; o comprimento da cablagem dos detectores até aos cubículos é 70 m; a cablagem capta muito do ruído da operação eléctrica de potência do tokamak.
- 4) O SAD baseado em CAMAC não pode ser ligado à rede ATM para controlo em tempo real do perfil de deposição LHCD.

3.2.3 Actualização do diagnóstico

A solução encontrada para superar as limitações das câmaras de raios γ foi a de desenvolver um novo SAPD baseado numa arquitectura de computação avançada utilizada nas telecomunicações (ATCA, *Advanced Telecommunications Computing Architecture*), composto por um bastidor de 19", módulos ATCA de aquisição e processamento de dados rápido (250 Mamostas/s) com 13 bit de resolução, com capacidade de processamento de dados em tempo-real (Figura 3.4 b)), e um módulo processador ATCA. Este sistema usa o sistema operativo Linux e está ligado à operação e bases de dados do JET através de uma interface HTTP que corre no *software* de aquisição de dados *FireSignal*⁷ (FS).

A arquitectura do módulo de aquisição foi optimizada para extrair a informação principal dos pulsos e correr algoritmos específicos para redução/análise em tempo real dos dados adquiridos. Foram também desenvolvidas capacidades complexas de disparo para a aquisição não processada de dados durante todo o período da operação de descarga (~40s), que permitem efectuar aquisições em segmentos temporais pre-programados da experiência. Este modo de operação, bem como todo o SAPD, são descritos no capítulo 4.

Dado que os detectores CsI(Tl) são muito lentos, é necessário decimar a frequência de aquisição para valores da ordem dos 5 MHz. As frequências de aquisição mais elevadas são necessárias para a espectroscopia de raios γ , descrita na secção seguinte, bem como noutras aplicações fora do JET, referidos no capítulo 1 (secção 1.3.2.).

Este novo SAPD está instalado num cubículo do CODAS pertencente ao diagnóstico das câmaras de neutrões com o nome KN4/EKU1/001⁸. Os sistemas electrónicos presentes serão inicialmente mantidos em paralelo com o novo sistema para a validação do mesmo. Esta validação é feita por comparação dos dados obtidos simultaneamente pelos 2 sistemas, embora a comparação tenha de ser feita com a aplicação final e não entre dados, uma vez que os resultados não são comparáveis. O sistema antigo apresenta apenas 4 janelas de amplitudes (energias), o novo consegue produzir espectros.

As principais mudanças serão: i) todos os dados resultantes de uma aquisição contínua são usados em primeiro lugar para testes e desenvolvimento do algoritmo de redução de dados em tempo real; ii) o processamento em tempo-real permitirá: a) fazer cálculo da

⁷ Software desenvolvido pelo IPFN, para controlar e operar experiências de física. O FS é composto por um nó genérico escrito em C++, um servidor, e um sistema de ficheiros de bases de dados.

⁸ KN4/EKU1/001 - KN4 é o nome da área de dados reservado ao diagnóstico referente à análise de activação de neutrões atrasados. Ver nota 2.

energia dos pulsos (PHA); b) redução de ruído utilizando filtros baseados no filtro do trapézio; c) identificação/resolução de pulsos sobrepostos; iii) será permitida a construção em tempo real de espectros que poderão no futuro ser enviados por ATM; iv) taxas elevadas de contagem de raios γ sem perdas por sobreposição de pulsos; v) deixa de haver somente quatro janelas de energias para se ter a informação espectral de cada descarga; vi) podem-se obter dois tipos de dados, armazenamento de todos os dados digitalizados numa aquisição contínua e fluxo de dados em tempo real; e, finalmente vii) resolução temporal até 4 ns.

3.3 ESPECTROSCOPIA DE RAIOS γ

No tokamak JET, o espectro de energias dos raios γ é medido utilizando três espectrômetros de dois tipos diferentes de detectores. A maior limitação destes espectrômetros é a elevada radiação de fundo induzida pelos neutrões circundantes, que resulta numa resposta lenta do detector limitando assim a taxa de contagem máxima tolerável e levando a uma baixa resolução em energia quando comparada com outros tipos de detectores de raios γ , tais como os já mencionados HPGe.

O espectro de raios γ depende das partículas reagentes e respectiva funções de distribuição das suas velocidades e alargamento de Doppler⁹. Quando se constrói um espectro de raios γ , pretende-se determinar várias linhas espectrais correspondentes às espécies em causa. Apesar de, as linhas de emissão serem causadas por transições entre níveis quantificados, estas possuem uma largura finita. Este alargamento espectral observado pode ter origem em vários fenómenos físicos. Em primeiro lugar há que ter em conta o alargamento introduzido pelo aparelho de medida com uma resolução finita associada. Este alargamento pode ser determinado a partir das especificações da instrumentação (por ex. o cintilador de NaI(Tl) apresenta uma resolução de 7% para 662 keV) e deve ser considerado na determinação da largura à meia altura dos picos estudados. Uma vez contabilizada a contribuição do instrumento de medida, a largura espectral remanescente pode ser relacionada com parâmetros físicos da fonte radioactiva: o plasma. Aparece então o alargamento de Doppler, que é mais proeminente para linhas de elementos leves e a altas temperaturas.

⁹ Alargamento de Doppler - a frequência da radiação emitida por uma partícula movendo-se com uma determinada velocidade em relação ao observador e aparece alterada em função dessa mesma velocidade.

No diagnóstico GRS são contabilizados três níveis de análise: identificação das reacções que dão origem à radiação γ (presença de impurezas e iões rápidos); intensidade relativa dos picos espectrais dos raios γ (informação qualitativa da função de distribuição); análise detalhada da forma dos picos espectrais (espectroscopia de alargamento de Doppler¹⁰).

3.3.1 Detectores

3.3.1.1 BGO

Os primeiros 2 espectrómetros utilizam o mesmo tipo de detector, um detector de BGO calibrado, com diâmetro e altura de 75 mm. Um deles está localizado num *bunker* bem isolado e analisa o plasma tangencialmente. De forma a reduzir o fluxo de neutrões e raios γ de fundo, o colimador frontal é preenchido com polietileno. Por detrás do detector de cintilação há um depósito adicional de polietileno e chumbo. A linha de visão do detector é horizontal a cerca de 30 cm do eixo magnético do plasma. O outro BGO visualiza o plasma verticalmente através do centro do mesmo ($R \approx 2,95$ m). Os raios γ são continuamente gravados em todas as descargas do JET para a gama de energias 1-28 MeV com uma resolução em energia (FWHM) de cerca de 6% para 4 MeV e 4% para 10 MeV [Kipt 08, Tard 08].

3.3.1.2 NaI(Tl)

O segundo dispositivo é um detector de NaI(Tl) com um diâmetro de 125 mm e uma altura de 150 mm que analisa o plasma verticalmente através do centro e mede o espectro de energias. Este detector cobre uma gama de energias de 1-15 MeV com uma FWHM de cerca de 3% para 4 MeV [Kipt 08, Tard 08].

¹⁰ Este estudo não se encontra no âmbito desta dissertação.

3.3.2 Limitações do sistema actual

O sistema de espectroscopia de raios γ (GRS) tem de ser actualizado de forma a superar as suas limitações:

- 1) Limitação na sua taxa de contagem, actualmente inferior a 50 kHz;
- 2) Elevada sensibilidade a neutrões (radiação de fundo). A resposta do cintilador NaI(Tl) apresenta uma longa "cauda" até 9 MeV correspondentes aos raios γ secundários induzidos pelos neutrões. Neutrões com energias superiores a 10 MeV reagem com o cintilador BGO (este cintilador tem na sua constituição ^{16}O), da seguinte forma: $^{16}\text{O}(n,p)^{16}\text{N}$ com decaimento β^- do isótopo ^{16}N . Isto induz um pico γ para 6.1 MeV;
- 3) Baixa resolução em energia devido à baixa eficiência em luz dos cintiladores usados.

3.3.3 Evolução do diagnóstico de espectroscopia de raios γ no JET

Um dos primeiros melhoramentos do GRS deu-se quando se concluiu que mantendo os detectores de BGO e NaI, podia-se melhorar o sistema de aquisição de dados de forma a incrementar a resolução temporal e de energia das medições, uma vez que o SAD antigo limitava a taxa de contagem em 50 kHz. Esta limitação estava directamente ligada às perdas por tempo morto durante o armazenamento dos dados, PHA e efeitos de empilhamento. Para melhorar a taxa de contagem do sistema, foi instalado um SAD para diagnóstico de raios γ baseado num gravador de transientes com interface PCI com 2 canais. Este SAD digitaliza sinais a 25 MHz com uma resolução em amplitude de 14-bit tendo uma taxa máxima de eventos de 1 MHz. Conta ainda com 2 GB de memória, o que permite que uma descarga do plasma seja integralmente guardada (40s). O sistema evita efeito da sobreposição de pulsos e instabilidades de ganho (inerente aos PMTs), que leva a uma distorção no espectro dos raios γ para taxas de contagem elevadas com variações rápidas de taxa de contagem [VKDG 06]. A maior limitação deste sistema com este SAD, em termos de taxas de contagem, passa a ser o tempo de decaimento dos cintiladores utilizados, cerca de 250 e 300 ns respectivamente. Foi então planeado substituir os detectores por outros cintiladores mais modernos com elevado Z tais como o $\text{LaBr}_3(\text{Ce})$ conhecido com BriLanCe do fabricante Saint-Gobin Ceramics & Plastics, Inc., e, $\text{Lu}_{1.8}\text{Y}_{0.2}\text{SiO}_5(\text{Ce})$ "LYSO". Estes novos cintiladores têm tempos de decaimento curtos, 16 e 40 ns, e uma produção elevada de fotões, 63 fotões/keV e 27 fotões/keV, respectivamente, (o cintilador NaI(Tl) tem uma produção de cerca de 38

fotões/keV), Tabela 3.1. As suas atraentes propriedades abrem a possibilidade de aumentar a taxa de contagem para 5 Meventos/s e ao mesmo tempo melhorar a resolução de energia deste diagnóstico na gama dos 2-30 MeV [Tard 08].

Para fazer face a estas taxas de contagem é necessário um SAPD que permita taxas de aquisição superiores a 25 MHz e que faça processamento de dados de modo a ser possível guardar toda a informação de interesse durante o tempo de cada descarga.

3.3.4 Actualização do diagnóstico

Com a actualização do diagnóstico pretende-se obter os seguintes resultados:

- 1) Incrementar a resolução em energia na gama dos 2-30 MeV. Este melhoramento será conseguido substituindo detectores actuais de cintilação por novos com maior eficiência, os cintiladores NaI(Tl) e BGO serão substituídos por detectores de semicondutor HPGe e por cintiladores LaBr₃.
- 2) Incrementar a resolução temporal. A taxa de contagem pode ir de 1 Meventos/s, em condições estáveis de funcionamento, até 5 Meventos/s, se forem tolerados os efeitos de empilhamento e os desvios de ganho do PMT. Este melhoramento tem de ser conseguido com um novo SAPD;

Tabela 3.1: Comparação das propriedades de alguns cintiladores inorgânicos usados em espectroscopia de raios γ . LaBr₃ aparece com as melhores características e por isso foi seleccionado para o diagnóstico de espectroscopia de raios γ no JET (GRS) [Tard 08].

	NaI	LaBr ₃	BGO	LYSO
Densidade(g/cm ³)	3,67	5,29	7,13	7,1
Tempo de cintilação(ns)	230	16	300	41
Índice de refacção	1,85	1,9	2,15	1,81
Eficiência (fotões/keV)	38	63	8,2	32

3.3.4.1 Detectores

HPGe

O espectrômetro baseado no detector de semicondutor HPGe apresenta elevada resolução e eficiência e tem como objectivo analisar a forma dos picos de energia, estudando o efeito do alargamento de Doppler nos espectros. Dentro do diagnóstico GRS, este subsistema é denominado pelo CODAS por KM6G e é composto pelo espectrômetro, instalado na *mezzanine*, na zona do JET J1L. O respectivo sistema de aquisição de dados está instalado no cubículo KM3/ECU1/0002, na zona J1L. Todos os dados gerados por este diagnóstico vão ser armazenados nas bases de dados do CODAS com nome KM6G.

LABr₃

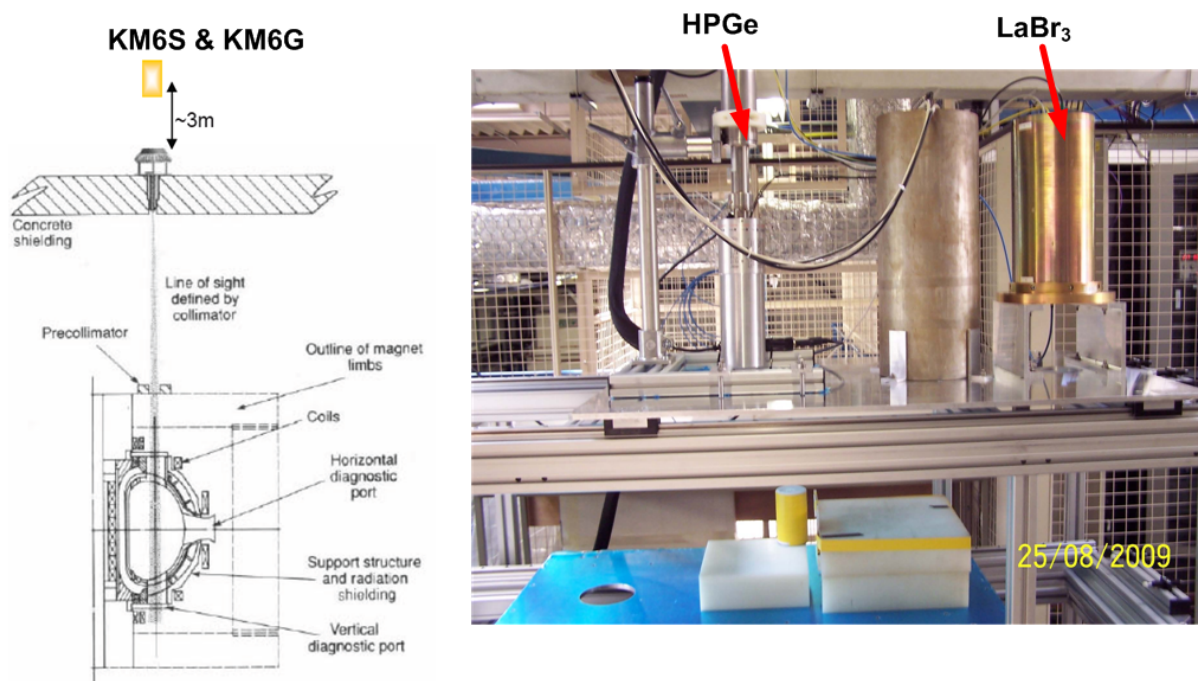


Figura 3.5: Espectrômetros de raios γ .

Os espectrômetros encontram-se instalados no laboratório da região mais alta do edifício do JET (*roof lab.*), J1L. Espectrômetro de HPGe e de LaBr₃.

Os outros dois espectrômetros são baseados no cintilador LaBr₃, que têm um tempo de decaimento muito baixo, boa eficiência e baixa sensibilidade aos neutrões. Entre os novos materiais de cintilação os que apresentaram as melhores características foram o LaBr₃ e o LYSO (Tabela 3.1), embora o detector LYSO ofereça uma elevada densidade, e, portanto elevada eficiência de detecção; no entanto, apresenta dois factores negativos na sua

constituição: um isótopo de lutetium, ^{176}Lu , que num grande cristal produz uma grande quantidade intrínseca de radiação de fundo (predominantemente β^-) e a presença de oxigénio, cuja reacção com neutrões também produz uma elevada radiação de fundo.

Assim, dois cintiladores idênticos de LaBr3 de dimensões $76.2 \times 76.2 \text{ mm}^2$ foram desenvolvidos. Estão directamente acoplados a fotomultiplicadores. Apresentam uma resolução de 2,7% a 662 keV. A este subsistema do diagnóstico GRS dá-se o nome de KM6S e também está instalado na *mezzanine* na zona J1L do JET, Figura 3.5.

A partir deste momento, sempre que o diagnóstico GRS for mencionado nesta dissertação, será do subsistema KM6S que referimos e para o qual foi desenvolvido o novo SAPD, instalado no cubículo de KM3/ECU1/0001. Todos os dados que daí resultam têm associado o nome de diagnóstico KM6S.

3.3.4.2 *Sistema de aquisição e processamento de dados*

Os dados deste diagnóstico são adquiridos por um novo SAPD baseado em ATCA, igual ao descrito na secção 3.2.3, no qual a taxa máxima de amostragem é agora de 400 Mamostras/s e a resolução de digitalização de 14 bits. A arquitectura do módulo de aquisição foi optimizada para extrair a informação que caracteriza os pulsos e para correr algoritmos específicos para redução/análise em tempo real dos dados adquiridos, o que é especialmente necessário neste diagnóstico, uma vez que, mesmo utilizando um único canal, a memória seria preenchida em 2,5 s, um tempo muito inferior ao período da operação de descarga ($\sim 40\text{s}$) do JET. A única forma de operar com este sistema, quando se quer guardar toda informação dos pulsos é em modo segmentado. Este modo de operação bem como o SAPD estão descritos no capítulo 5.

CAPÍTULO 4

Arquitectura e Concepção do Sistema ATCA de Aquisição e Processamento em Tempo Real

4.1 INTRODUÇÃO

A evolução das máquinas de fusão tanto ao nível da tecnologia como das suas dimensões (Figura 1.1), obriga a recorrer a sistemas de diagnósticos mais exigentes e com um maior número de canais de medição e actuação. Para estes sistemas complexos, o desafio será desenvolver sistemas robustos, tolerantes a falhas (em que os sistemas continuam a operar mesmo após a detecção de falhas), fiáveis, sustentáveis e seguros. O grande número de canais bem como a grande diversidade das grandezas a medir, impõe a construção de sistemas de aquisição e processamento diferentes dos existentes comercialmente. Felizmente, a convergência de sistemas computadorizados com as tecnologias de comunicação, originaram sistemas de arquitectura modular de elevada performance que incorporam interfaces de comunicação de muita alta velocidade [Gonç 10], o que vem ajudar significativamente o desenvolvimento de sistemas com as características mencionadas.

O requisito de um grande número de canais analógicos leva à escolha de um sistema modular com vários módulos inseridos num bastidor de instrumentação. Com a mesma finalidade, as placas de circuito impresso (PCB, *Printed Circuit Board*) de cada módulo deverão ter áreas maiores. Os vários módulos num bastidor, devem ter interfaces de comunicação rápidas para poderem partilhar dados em tempo real entre módulos, e subsequentemente enviá-los para armazenamento. A electrónica deverá ser fiável, de modo a não haver falência dos módulos e/ou sistema durante a operação, o que implica o desenvolvimento de sistemas com elevada disponibilidade (HA, *High Availability*) e tolerante a falhas.

Neste capítulo, são apresentados os pontos-chave do sistema descrito nesta dissertação, tais como os barramentos e, interfaces de comunicação de dados escolhidos, e os módulos digitalizadores desenvolvidos. Estes dispositivos são descritos com incidência na

unidade responsável pelo processamento, dispositivo de lógica programável do tipo FPGA, bem como os dispositivos de conversão analógica/digital, (ADC).

4.2 BARRAMENTOS E INTERFACES DE COMUNICAÇÃO

4.2.1 Tecnologias utilizadas actualmente

Tabela 4.1: Barramentos actualmente utilizados em algumas máquinas de fusão.

Máquina Experimental	Barramentos
JET	CAMAC, VME, FDPD, PCI, ATCA ¹
DIII-D	VME, PCI
JT-60U	CAMAC, VME
TFTR	CAMAC, FDPD
ASDEX-U	VME, PCI, PXI, ATCA ²
TCABR	CAMAC, VME, ATCA ³
COMPASS	PCI, PXI, ATCA

A grande quantidade de informação e a necessidade de tratá-la em tempo útil, com ajuda de um ou mais processadores, levou, a partir dos anos 70, à criação de um certo número de interfaces padronizadas. Esta padronização começou pelos circuitos analógicos com a introdução do standard NIM⁴, que embora pudesse comportar tanto sistemas analógicos como digitais, era um sistema desenvolvido essencialmente para a interligação de módulos analógicos; o standard NIM especifica apenas as dimensões mecânicas de módulos e bastidor e a distribuição de energia eléctrica. Foi no entanto com a introdução do CAMAC, que surge, verdadeiramente, o conceito de barramento de dados, com um canal de transmissão partilhado por várias unidades, tal como é entendido até hoje: utilização de interfaces ao barramento de dados através de *buffers* com saídas de três estados (*tri-state*), protocolos de comunicações, acessibilidade, arbitragem em caso de colisão no acesso ao barramento, etc.

¹ A norma ATCA representa o sistema descrito nesta dissertação e o sistema de controlo de estabilização vertical do plasma.

² A norma ATCA representa o sistema de controlo de estabilização vertical do plasma.

³ A norma ATCA representa o sistema descrito nesta dissertação.

⁴ *Nuclear Instrumentation Module*.

As normas CAMAC, VME⁵, VXI⁶, FDPF⁷, PCI, cPCI⁸, PXI⁹ e ATCA (mais recente) são os barramentos mais utilizados actualmente nas experiências de fusão nuclear. A Tabela 4.1. refere os barramentos mais utilizados nalgumas máquinas de fusão.

As normas de barramentos apresentadas na Tabela 4.1, com excepção da ATCA, têm em comum definirem um barramento paralelo partilhado, com arbitragem, através do qual os módulos de instrumentação comunicam entre si. A transferência de dados entre módulos é realizada de forma síncrona ou assíncrona, arbitrada por um módulo especial, chamado controlador. Este módulo funciona como um centro de comunicações que arbitra e gere o fluxo de informação no barramento.

Tabela 4.2: Evolução dos bastidores e PCs¹⁰ (barramentos) de paralelo para série.

PC		Bastidores (<i>crates</i>)		
Paralelo	Série	Paralelo→eXtensã o	Híbrido	Ponto a Ponto
PCI	PCI <i>Express</i> (PCIe)	cPCI→PXI	cPCI <i>Express</i> [PICMG EXP.0] ¹²	ATCA [PICMG 3.0] μTCA ¹³ [PICMG MTCA.0]
ATA ¹¹	<i>Serial</i> ATA (SATA)	VME→VME64, VXI	VXS ¹⁵ (VITA 41)	VPX ¹⁶ (VITA 46)
SCSI ¹⁴	<i>Serial</i> <i>Attached</i> SCSI (SAS)			

Os barramentos paralelos partilhados só permitem a comunicação simultânea entre dois módulos do bastidor, ou seja, à medida que o barramento vai sendo povoado com módulos de instrumentação, diminui a largura de banda de transferência de dados entre cada par de módulos, incrementando também os tempos de latência (até ao início de transmissão de dados). Um outro aspecto negativo deste tipo de barramentos é que uma avaria num dos módulos pode impedir o funcionamento de todo o sistema.

⁵ *VERSA-Module Europe.*

⁶ *VME eXtensions for Instrumentation.*

⁷ *Front Panel Data Port.*

⁸ *Compact Peripheral Component Interconnect.*

⁹ *PCI eXtensions for Instrumentation.*

¹⁰ *PC- Personal Computer.*

¹¹ *Advanced Technology Attachment.*

¹² Introdução de várias topologias definidas pelo PICMG 2.16-2.20 no barramento (*star fabric, dual star fabric, mesh*).

¹³ MicroTCA é complementar ao PICMG R3.0 ATCA. μTCA é projectada para lidar com aplicações de menor custo, fisicamente mais pequenas e com menor capacidade. Preserva muitas das filosofias importantes ATCA, incluindo as topologias de interface de base e estrutura de gestão.

¹⁴ *Small Computer System Interface.*

¹⁵ *VME Switched Serial-VXS*, introdução da tecnologia GigE (Gigabit Ethernet) no barramento

¹⁶ *VME extension specifications.*

No início deste século, começaram a surgir outras especificações, originadas por requisitos da indústria, ao nível dos barramentos, redes e protocolos de comunicações, que acompanham a evolução dos sistemas baseados num grande número de processadores. Os barramentos emergentes são frequentemente do tipo série¹⁷ e cada ligação é ponto a ponto, permitindo que os módulos possam enviar dados simultaneamente para a unidade controladora (*blade* – módulo servidor). O conjunto das ligações dos módulos ao controlador forma assim uma estrela mas outras tipologias são possíveis (dupla estrela, malha¹⁸). A simultaneidade de comunicações permite obter taxas de comunicações agregadas muito elevadas e com baixa latência transmissão. A tendência da indústria é agora a utilização de barramentos série em detrimento dos paralelos, conforme se pode observar na Tabela 4.2.

4.2.2 VPX vs ATCA

O consórcio PICMG¹⁹ desenvolveu em 1997 o padrão compactPCI (cPCI) e em 2003 anunciou uma nova norma, *Advanced Telecommunications Computing Architecture* (ATCA), projectada para utilizar as performances de ligações série no barramento e para permitir a gestão da interligação e monitorização do estado dos módulos.

A organização VITA²⁰ tem vindo a desenvolver bastidores padrão *VERSA Module Eurocard* (VME) há mais de 20 anos, mantendo o mais possível a compatibilidade das novas versões, com a mecânica e ligações dos sistemas VME anteriores. Por exemplo, a dimensão dos módulos é a mesma no VPX (o mais recente padrão) e no VME; se num sistema VME o seu barramento for substituído pelo novo VPX, passa a suportar tanto os módulos VPX como os VME.

Na Tabela 4.3 é apresentado uma breve comparação entre as duas normas consideradas mais promissoras actualmente. A norma ATCA surge como uma tecnologia emergente adequada para substituir os sistemas actuais instalados nas máquinas de fusão, devido às suas capacidades avançadas da arquitectura de barramento de comunicação (ligações série *Gigabit* em vez dos barramentos paralelos), HA, conseguida através da

¹⁷ Neste tipo de transmissão os dados são enviados sequencialmente, bit-a-bit por um canal de comunicações.

¹⁸ *Mesh* - Rede em que um determinado nó da malha se encontra interligado a outros, sendo a topologia *full-mesh* aquela em que todos os nós da rede se encontram interligados aos restantes.

¹⁹ *PCI Industrial Computer Manufacturers Group*.

²⁰ *VME International Trade Association*.

combinação de *hot-swap*²¹, redundância de componentes chave de HW (alimentação, ventoinhas, gestor de bastidor) e redundância de ligações (duplo IPMI²² com barramento I2C²³, topologias estrela, estrela dupla e malha), uso de vários factores de forma das placas (PCB de grandes dimensões – permite um grande número de canais), capacidade de diagnóstico do sistema e gestão do bastidor baseados no padrão IPMI.

Tabela 4.3: Breve comparativo das normas VPX e ATCA

VPX (2004)	ATCA (2003)
Resposta da VITA ao ATCA	A verdadeira revolução em bastidores com barramentos mistos
Dimensão dos módulos: 6U:233 x 160 mm	Dimensão dos módulos: 8U:355.6 x 280 mm
Consumo por módulo: 115 W	Consumo por módulo: 200 W
Norma adoptada em 2009	A norma adoptada desde 2004, embora ainda não esteja toda definida, as características chave estão bem descritas
IPMI gestor de bastidor baseado no IPMI da norma ATCA	Não é compatível com outros bastidores, mas faz plena utilização da tecnologia LVDS ²⁴ baseada em comunicações
Mantém a compatibilidade VME, a mesma dimensão de placas, os conectores não são compatíveis, opcionalmente, os sinais VME podem ser providenciados no barramento VPX	Dispositivos PCI podem ser facilmente ligados com ajuda de pontes PCI -PCIe

O antecessor do sistema descrito nesta dissertação foi baseado num sistema CAMAC (câmara de raios γ e GRS) e mais recentemente em PCI (no diagnóstico GRS). O novo sistema foi integralmente desenhado de acordo com a norma ATCA eliminando assim quaisquer problemas de compatibilidade com o sistema original. Mais ainda, devido às características únicas da norma ATCA, esta tornou-se na solução adequada a outros projectos de investigação e desenvolvimento de instrumentação em áreas afins levadas a cabo pelo IST/IPFN [Bati 10, Bati 06, Gonç 10, Sous 10].

²¹Capacidade de retirar e de substituir componentes de uma máquina (módulos), enquanto opera, sem necessidade de reinicialização do sistema.

²² *Intelligent Platform Management Interface*.

²³ *Inter-Integrated Circuit*.

²⁴ *Low Voltage Differential Signalling*.

4.2.2.1 Interfaces de comunicação

Barramentos baseados em pares diferenciais que permitem a transmissão série de dados a velocidades elevadas estão hoje em dia universalmente disponíveis. Estas interligações no barramento são constituídas por vários canais em paralelo cada um com dois pares diferenciais (transmissão e recepção), tendo cada canal capacidade autónoma de comunicações. Surge assim o conceito de barramentos mistos que permitem a agregação de banda de comunicações, aumentando a taxa global de transmissão entre módulos. Este tipo de barramentos permite a utilização de vários tipos de protocolos de comunicações pois na perspectiva eléctrica, um canal suporta tanto o protocolo RapidIO, como outros, tais como PCIe, 10 Gigabit Ethernet, Infiniband ou um protocolo básico, SerDes²⁵, tal como o Aurora (usado em FPGAs). Os protocolos referidos, devido às suas baixas latências e elevadas taxas de transmissão, conforme se pode ver no comparativo apresentado na Tabela 4.4, são boas escolhas para aplicações de alta performance. A escolha do protocolo mais adequado depende principalmente da sua disponibilidade na indústria, da compatibilidade do software existente, dos custos de implementação e da topologia mais adequada. Por exemplo, os protocolos Ethernet, PCIe e Infiniband são tipicamente configurados numa topologia centralizada do tipo árvore (PCIe), estrela ou dupla estrela. Já os protocolos SRIO e específicos de FPGAs tal como Aurora (Xilinx) são frequentemente usados em configurações em malha.

Um canal de comunicação é constituído por dois pares diferenciais, um de transmissão, TX, e um de recepção, RX. Um único canal de comunicação corresponde uma interligação $\times 1$ (*lane*). Quatro canais de comunicação, ou seja, 4 pares TX mais quatro pares RX a operar em paralelo constitui uma interligação $\times 4$ (*4 lane*) e assim sucessivamente. Ao longo desta dissertação às interligações $\times 1$, $\times 4$, vão ser referidas como *1 lane*, *4 lanes* respectivamente.

Estas interligações são realizadas ponto a ponto não sendo assim partilhadas por todos os módulos no barramento ao contrário do que acontecia em outras normas. Deste modo, a largura de banda de transmissão de dados não diminui com a adição de mais módulos. Adicionalmente, o envio e a recepção de dados podem ser realizados em simultâneo sem prejuízo do desempenho.

²⁵ SerDes – *Serializer/Deserializer*- É um par de blocos funcionais normalmente usados para comunicações de alta velocidade para compensar limitações I/O.

Tabela 4.4: Comparação de performance entre barramentos paralelos e protocolos emergentes usados em barramentos série e em ligações ópticas.

Protocolos (Barramentos série e ligações ópticas)	Taxa de transmissão (1 lane)	Topologia	Barramento Paralelo	Taxa de transmissão
PCIe	2,5 Gb/s	Árvore	CAMAC	7,5 MB/s
Aurora	2,5 Gb/s	Malha	VME	80 MB/s
SRIO	3,125 Gb/s	Malha	PCI	132 MB/s
InfiniBand	2,5 Gb/s	Malha	CompactPCI	132 MB/s
10 GbE	3,125 Gb/s	Malha	FDPD	160 MB/s

Como as interligações são ponto a ponto a probabilidade de um módulo avariado interferir com o funcionamento do barramento é pequena. Outra vantagem dos barramentos mistos é o facto de serem, em geral, independentes do protocolo de comunicações série, sendo por esta razão designados de agnósticos. É possível ter num bastidor vários módulos com normas de comunicações série diferentes e simultâneas, embora este não seja o caso do sistema descrito, que trabalha só com PCIe. Este está no entanto desenhado para possibilitar a utilização de várias normas de interface série, tal como a utilização da interface Aurora [Bati 10].

4.2.3 Critérios de selecção da interface de comunicação e barramento

As tecnologias emergentes com barramentos série mistos utilizando diversos protocolos de alta velocidade, surgem como a escolha adequada para as exigências das aplicações actuais de fusão nuclear. Como não há uma solução ideal para todas as aplicações, a decisão depende da especificidade de aplicação em vista. Na Tabela 4.5 estão descritos vários critérios a ter em conta na escolha da tecnologia a utilizar no desenho de um sistema de aquisição e processamento de dados. Embora a tabela apresente um grande número de critérios técnicos, os critérios chave, para definir o barramento/protocolo de comunicação são efectivamente a largura de banda, determinismo (*jitter*²⁶) e latência. Os critérios apresentados na tabela são aplicados na indústria, embora a sua ordem de importância possa variar com o fim a que se destina. Por exemplo para a aplicação descrita nesta dissertação, em que se pretende o

²⁶ Instabilidade estatística normalmente associada à oscilação da fase de sinais periódicos. Esta oscilação ou desvio para além de temporal também pode ser em termos de amplitude, ou largura do pulso. Entre vários factores que dão origem ao *jitter* está a interferência electromagnética (EMI – *ElectroMagnetic Interference*) e *crossstalk* com outros sinais. Neste caso o *jitter* é a variação temporal de um sinal eléctrico periódico em relação ao seu relógio de referência.

armazenamento do maior número de eventos de radiação possível, a largura de banda é o factor mais importante, seguido do determinismo e finalmente a latência. Para aplicações determinísticas, tal como por exemplo sistemas de controlo, a latência é o factor mais importante seguido do determinismo e finalmente da largura de banda. Outro critério importante é a escalabilidade de uma interface, que se refere à forma como a tecnologia de interface pode ser usada: se entre circuitos impressos, se de módulo (barramento) para módulo, etc.

A situação ideal é aquela em que só é utilizado um protocolo, minimizando custo, tempo de desenvolvimento (do *software* resultante da complexidade), espaço disponível para *hardware* nos módulos, latências e consumo em potência [TUFF 03].

A escolha da interface PCIe advém do facto do sistema ATCA de aquisição ser centrado num bastidor ATCA com um módulo controlador desenvolvido pelo GCAD do IPFN (a descrição deste controlador é feita na secção 4.5.2). O controlador comunica com os módulos inseridos no bastidor ATCA através do protocolo de comunicações PCIe. A norma PCIe dispõe de um conjunto de características que proporciona: i) grande capacidade de transferência de dados com uma baixa latência; ii) está disponível na maioria dos processadores actuais; iii) é uma tecnologia bastante disponível e de baixo custo pois é utilizada nos vulgares computadores pessoais; e iv) existe um variado leque de ferramentas de desenvolvimento de *drivers*²⁷ PCIe (especialmente software livre em Linux e Windriver em Windows).

A interface de comunicação PCIe é normalmente referida como um *link* que liga 2 dispositivos (ponto a ponto). Cada *link* pode ter as seguintes larguras (lanes): $\times 1$, $\times 2$, $\times 4$, $\times 8$, $\times 12$, $\times 16$, ou $\times 32$ em cada uma das direcções (transmissão/recepção). A largura da ligação PCIe do sistema a desenvolver tem de ser dimensionada consoante a taxa de transferência de dados exigida pela respectiva aplicação. O cálculo da largura de banda para ligações PCIe é feito tendo em conta que para se obter um grau de robustez maior durante a transmissão e recepção de dados, cada *byte* de dados transmitido é convertido para um código de 10 bits (através de um codificador 8b/10b nos dispositivo de transmissão). Esta codificação resulta numa perda de 25% no tempo de transmissão. Na Tabela 4.6 podem-se encontrar as taxas máximas de transferência para as várias larguras do interface PCIe, no caso de querer só a taxa de transmissão ou a taxa de recepção, basta dividir os valores da tabela por 2.

²⁷ Camada de software de interface ao hardware (ex: leitura e escrita de registo e/ou memórias).

Tabela 4.5: Critérios base de escolha de uma tecnologia

Critério de Avaliação	Significado
Largura de Banda	A largura de banda é dada em função da taxa em bruto de transmissão de dados em bits, tamanho do pacote de transmissão e cabeçalho do protocolo
Determinismo	Previsibilidade no desempenho da tecnologia de transmissão
Latência	Tempo de transporte de dados através de uma interface de um nó fonte para um nó receptor.
Escalabilidade	CI-CI (circuito integrado), módulo-módulo
Gestão de componentes/módulos	Detecção da componente/módulo, configuração e gestão
<i>Hot-Swap</i>	Suporte eléctrico para inserção e extração de módulos em bastidor
QoS <i>Quality of Service</i>	Fluxo de prioridade de tráfico de dados
<i>Standards</i> Industriais	Existência, concepção e prova de consistência de um <i>standard</i>
Suporte da tecnologia Fornecimento	Gama de aplicações da tecnologia Número de fornecedores das diversas componentes de uma tecnologia; viabilidade de fornecimento; tempo de entrega
<i>Timing</i>	A tecnologia resolve o problema?
Preço	O preço da tecnologia em questão é competitivo em relação a outras?

Tabela 4.6: Taxa de transferência para as várias possíveis larguras da interface PCIe.

Interface PCIe <i>Lanes</i>	1	2	4	8	16	32
Taxa de Transferência	5 Gb/s 400 MB/s	10 Gb/s 800 MB/s	20 Gb/s 1,6 GB/s	40 Gb/s 3,2GB/s	80 Gb/s 6,4 GB/s	160 Gb/s 12,8GB/s

4.3 SISTEMAS DIGITAIS DE PROCESSAMENTO DE SINAL

Os sistemas Digitais de Processamento de Sinal (SDPS), apresentam normalmente melhor desempenho que os analógicos. Os SDPS tem a capacidade de processar digitalmente os pulsos utilizando algoritmos complexos não possíveis em sistemas analógicos, e não incorrem na possível degradação do sinal associada a complexos sistemas analógicos. Os digitalizadores de alta velocidade com modos complexos de disparo (*trigger*) são usados para digitalizar e armazenar a forma do pulso com o máximo de detalhe necessário. Algoritmos de processamento tais como a análise da amplitude, rejeição/resolução de empilhamento e discriminação da forma dos pulsos digitalizados podem ser aplicados em dispositivos de lógica (re)programável tais como FPGAs, processadores digitais de sinal (DSP, *Digital Signal Processor*) e processadores de uso geral.

A precisão do pulso digitalizado é importante para se conseguir obter resultados com o máximo de informação possível. Para que isto aconteça, é necessário que:

- 1) O processo de digitalização ocorra o mais cedo possível no caminho analógico, preferencialmente logo depois do PMT ou PD associado aos detectores ou ao pré-amplificador, que nalguns casos está embutido no próprio detector (CsI(Tl), capítulo 3, secção 3.2.1.3);
- 2) A resolução da aquisição seja adequada para a relação sinal/ruído e gama dinâmica dos pulsos de entrada. Para se determinar esta relação, tem de se definir qual o valor do bit menos significativo (LSB – *Least Significant Bit*);
- 3) A taxa de amostragem do sistema deve ser elevada o suficiente para fornecer o número de amostras adequadas por pulso. A taxa de amostragem ideal de um sistema é determinada pela frequência mais alta que ocorre no pulso, por exemplo, para um pulso com decaimento exponencial em que o tempo de subida é muito inferior ao tempo de descida, será necessário que o período de amostragem, pelo teorema de Nyquist, seja metade do tempo de subida do sinal;
- 4) Outros requisitos operacionais devem também ser considerados: i) o resultado do processamento de dados, mesmo que menos preciso que os obtidos por análise mais complexa dos dados em bruto armazenados em bases de dados, poderão ser enviados em tempo real para controlo e monitorização das máquinas experimentais; ii) memória local deve ser a suficiente para armazenar dados em bruto (normalmente em modo

segmentado), durante o tempo de uma descarga (dezenas de segundos) à taxa de ocorrência de 1 Meventos/s ou superior; finalmente, iii) o custo por canal também deve ser o mais baixo possível para permitir a implementação menos onerosa de sistemas multicanal.

4.3.1 FPGA

A escolha do dispositivo dedicado ao processamento recai sobre os dispositivos programáveis FPGA²⁸. Não só porque é a melhor opção ao nível do processamento paralelo de quantidades massivas de dados a taxas elevadas, mas também, porque estes dispositivos atingiram um estado de sofisticação que permite o desenvolvimento de sistemas completos num único circuito integrado (*chip*). Ou seja, para além de representarem um poderoso motor de computação no processamento de sinal em tempo real, permitem também desenvolver uma nova classe de módulos com diversos sinais de entrada e saída (I/O, *Input/Output*) com a possibilidade do utilizador personalizar a sua interface de entrada/saída (I/O). Mais ainda, a tecnologia de armazenamento e de FPGAs conjuga-se de forma a facilitar a rapidez necessária de armazenamento através da reutilização dos blocos de construção modular dentro de uma estrutura aberta de partilha de propriedade intelectual (IP – *Intellectual Properties cores*).

Assim, as três capacidades que motivaram a utilização de FPGAs no módulo digitalizador descrito nesta dissertação foram: i) realizar o processamento de dados a muita alta velocidade, (i.e. 400 MHz); ii) incluir uma interface para armazenamento de dados em memórias rápidas (do tipo SDRAM²⁹ de 2 GB [SODIMM³⁰ DDR2³¹]); e iii) incluir uma interface para transferência de dados por PCIe para o módulo controlador.

A FPGA escolhida foi a Virtex™ 4 do fabricante Xilinx®, um dispositivo de lógica programável que satisfaz os requisitos indicados e reúne uma adequada relação capacidade, custo e consumo. Durante a concepção do módulo digitalizador a Virtex™ 5 já se encontrava em fase de comercialização, mas o seu preço bem como a sua disponibilidade de entrega, precluíram a sua escolha [Xilinx].

²⁸ No restante documento aos dispositivos programáveis FPGA irá ser só referido FPGA, para simplificação da escrita.

²⁹ *Synchronous Dynamic Random Access Memory*.

³⁰ *Small Outline Dual In-line Memory Module*.

³¹ *Dual Data Rate*.

No capítulo 5, secção 5.3, são descritas as funcionalidades destes dispositivos programáveis.

4.4 MÓDULOS DIGITALIZADORES

Tradicionalmente, as cadeias de aquisição para os detectores de radiação são feitas sobretudo com recurso a circuitos analógicos, sendo a conversão de grandezas analógicas para o domínio digital feita no final da cadeia de processamento. O sinal de um detector é seguido de um pré-amplificador de carga que transforma um sinal de carga num de tensão que lhe seja proporcional. Ao sinal pre-amplificado é restaurada a linha de base, e conformado por um amplificador de forma (amplificador de espectroscopia), atribuindo um ganho e uma forma (por exemplo: gaussiana ou triangular). O sinal conformado passa posteriormente por um discriminador de amplitudes que depois separa os pulsos por janelas de energia. Sempre que um pulso ocorre dentro das janelas previstas, é incrementado um contador de ocorrências, determinada a respectiva energia, bem como o tempo de ocorrência. Todas as acções descritas após a conformação do sinal de entrada são feitas por dispositivos distintos.

Actualmente, a utilização de digitalizadores muito rápidos e de elevada precisão como os ADC *flash* e mais recentemente os ADCs *pipeline* permitem o desenho de sistemas em que a conversão ocorre o mais próximo possível do detector. Em teoria, estes são o tipo ideal de sistema de aquisição, pois não há perda de informação nem introdução de ruído quer pelos diversos dispositivos quer pelos inerentes cabos, sendo a conformação temporal, bem como a análise dos diversos pulsos feito por dispositivos de processamento, embutidos em módulos digitalizadores, Figura 4.1.

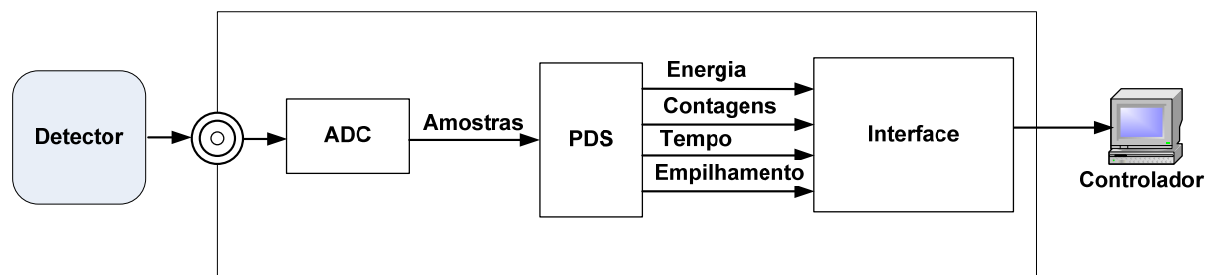


Figura 4.1: Esquema de um sistema de digitalização aplicado a detectores de radiação. O sinal é digitalizado logo à saída do detector.

Os ADCs *pipeline* tornaram-se na arquitectura mais popular para taxas de amostragem desde alguns milhões (Mega) de amostras por segundo (Mamostras/s) até cerca da 100 Mamostras/s. A resolução dos ADCs varia entre 8 bits a taxas mais rápidas de amostragem e 16 bits para taxas mais baixas. Estas resoluções e taxas de amostragem cobrem uma vasta gama de aplicações. Para aplicações que necessitam de taxas de amostragem mais baixas, são normalmente utilizados ADCs com arquitectura de registos por aproximações sucessivas (SAR, *Successive Approximation Register*) e, mais recentemente, ADCs sigma-delta. As maiores taxas de amostragem (algumas centenas de Mamostras/s ou superior) ainda são obtidas com os ADCs *flash* (para um máximo de 10 bits de resolução). No entanto, nos últimos anos, houve uma grande melhoria na performance da arquitectura *pipeline* dos ADCs, tanto em velocidade, resolução, performance dinâmica e baixo consumo (muito inferior à de um ADC *flash*). Para as taxas e resoluções pretendidas pelos diagnósticos em questão, os ADCs *pipeline* acabam por ser a única solução (para os 13 e 14 bits requeridos, os ADCs *flash* são comercialmente inviáveis) [AN1023].

Os sistemas de aquisição com ADCs muito rápidos têm uma taxa de saída também muito elevada, pelo que o processamento de dados em tempo real torna-se essencial para extrair só a informação de interesse, uma vez que se torna difícil transferir ou armazenar todas a informação digitalizada.

Em resumo, as vantagens de usar um módulo digitalizador para o processamento dos pulsos, por comparação com um equivalente sistema analógico, são:

- 1) Um único módulo pode substituir vários módulos analógicos;
- 2) A informação do sinal é melhor preservada;
- 3) Redução do tamanho, cabos, consumo e custo por canal;
- 4) Maior fiabilidade e reprodutividade;
- 5) Flexibilidade do sistema: diferentes algoritmos digitais podem ser desenvolvidos e facilmente instalados no *hardware* (que normalmente não necessitará de modificações). Isto traduz-se na possibilidade de ter diferentes aplicações para o mesmo HW, conforme acontece com o digitalizador apresentado nesta dissertação, o qual foi aplicado tanto na medição de radiação γ (espectrómetro), como no controlo do diagnóstico de reflectometria de microondas.

4.4.1 Escolha do ADC – Fundamentos da conversão A/D

O desenho de um módulo digitalizador começa pela escolha do ADC. Há dois requisitos fundamentais na digitalização de sinais de banda larga e de elevada gama dinâmica: taxa de amostragem suficientemente elevada para permitir reconstruir posteriormente mesmo os sinais mais rápidos e uma resolução de amostragem (número de bits do ADC) que permita a detecção de sinais muito fracos na presença de sinais de amplitudes muito superiores.).

Quando se converte um sinal para o seu análogo digital, há um determinado número de parâmetros que limitam a precisão do sinal representado. O erro de quantização, definido pela resolução de amostragem do ADC é um erro determinístico. No entanto, como o sinal de entrada do ADC é tipicamente uma combinação de sinal e ruído, pode ser considerado como aleatório; assim, o erro de quantização é normalmente tratado como ruído branco. Ao erro de quantização adiciona-se o erro da não linearidade integral (INL – *Integral Linearity*) e da não linearidade diferencial (DNL – *Differential Nonlinearity*). A este adiciona-se também o ruído térmico inerente à electrónica, que frequentemente é preponderante reduzindo assim a precisão de amostragem.

As especificações do ADC escolhido são definidas nas *datasheets* do fabricante, onde estão indicadas as fontes de erros que desviam o dispositivo da função de transferência ideal. Esses parâmetros não devem ser considerados isoladamente; assim o facto de um ADC ser caracterizado por um adequado DNL/INL, não significa necessariamente que o ADC é imediatamente adequado à aplicação. Estes dois parâmetros são especificados para sinais de entrada estacionários (DC) ou muito próximo de DC. À medida que a frequência do sinal de entrada aumenta, a performance do ADC diminui devido aos efeitos dinâmicos (p. ex: *jitter*, incerteza no instante de amostragem devido a imperfeições no relógio de amostragem ou do ADC, bem como a limitação da banda passante da entrada do ADC), pelo que estas limitações têm também de ser analisadas.

4.4.1.1 Resolução

A amplitude de pico a pico do sinal aplicado ao ADC não deve ser maior que a gama de entrada (FDR - *Full Scale Range*) deste, pois tal resultará numa medição incorrecta por corte da forma de onda. Também não deve ser muito menor, caso contrário não se tirará partido da resolução do ADC. Assumindo que não há ruído, a amplitude mínima que é possível digitalizar é a largura de canal do ADC, dada pela seguinte equação:

$$\text{LarguraCanal} = \text{FDR} / (2^{\text{Nbit}} - 1) \quad (4.1)$$

em que N é a resolução do ADC em número de bits. É o conhecimento da largura do canal que vai ditar se o ADC é ou não adequado, em resolução, à aplicação.

4.4.1.2 Taxa de amostragem

A taxa de amostragem do ADC deve ser suficiente elevada para fornecer o número de amostras adequadas por pulso e, como foi referido, pelo menos duas amostras para as zonas de variação mais rápida do sinal, de modo a digitalizar correctamente o sinal sem redução da sua informação.

4.4.2 Princípio de funcionamento de módulos digitalizadores

Num módulo digitalizador, sempre que ocorre um *trigger*³², um determinado número de amostras (janela de aquisição) é guardado em memória transitória (*buffer*), sendo posteriormente armazenado em memória local permanente ou, em alternativa, processado e só depois armazenado localmente ou transferido para o controlador. O digitalizador deverá ter as seguintes capacidades:

³² *Trigger* – disparo. Ao longo do documento vai ser sempre escrito *trigger* para maior facilidade de leitura.

- 1) Deverá ter memória suficiente para guardar eventos sucessivos durante um determinado período de tempo, sem perda de eventos (sem tempo morto);
- 2) Capacidade de sincronização entre digitalizadores para sistemas com vários módulos;
- 3) Possuir interfaces com largura de banda adequada para a leitura de dados (transferência de dados do digitalizador para o controlador);
- 4) Capaz de processamento de dados em tempo real (FPGA, DSP), por exemplo: conseguir distinguir um pulso real de pulsos resultantes do ruído de fundo para disparo (*trigger*) da aquisição em modo segmentado.

4.4.2.1 Sincronização de módulos

DISTRIBUIÇÃO DE RELÓGIO

Para que um módulo digitalizador seja capaz de se sincronizar com outros módulos iguais ou diferentes tem de dispor de:

- 1) Um *clock* interno e/ou entrada de *clock* externo - Quando o sistema é composto por um ou mais módulos e não é necessário sincronismo com a restante instrumentação, bastando uma referência de tempo relativa e não absoluta, então o módulo funciona só com o seu *clock* interno. Quando há vários módulos e estes têm de estar sincronizados entre si, então a distribuição do *clock* pode ser feita por *daisy chain* ou por *fan-out*. No caso do módulo da dissertação, esta distribuição é feita por *fan-out*, ou seja há um módulo - mestre que distribui pelos módulos - escravo.
- 2) Um PLL³³ de elevada performance e baixo *jitter* para sintetizar o *clock* do sistema bem como outros *clocks* necessários ao funcionamento do módulo:
 - a) Caso seja necessário multiplicar a frequência do *clock* externo (*clock* de referência). Esta acção é necessária quando, por exemplo, a frequência de *clock* de amostragem é superior ao *clock* de referência;
 - b) Remover o *jitter* da fonte de *clock* externa.
 - c) Programar a fase do relógio para compensar, por exemplo, atrasos introduzidos pelos cabos, ou como foi pensado para este módulo, possibilitar intercalar (*interleaving*) canais de entrada para aumentar a frequência de amostragem do módulo com o custo da diminuição do número de canais de entrada do módulo.

³³ *Phase Locked Loop* .

DISTRIBUIÇÃO DO SINAL DE TRIGGER E DE SINCRONISMO

Os módulos digitalizadores capazes de sincronismo com outros módulos iguais ou diferentes devem dispor das seguintes capacidades:

- 1) Possibilidade de receber ou fornecer o sinal de *trigger*;
- 2) O sinal de *trigger* permite correlacionar uma aquisição com o tempo da experiência (TS, *timestamp*) e deve ser síncrono com o *clock* de amostragem do ADC;
- 3) Um sinal externo de sincronismo, SYNC, para parar/começar uma aquisição e /ou manter o TS alinhado entre módulos;
- 4) O SYNC deve ser síncrono com o *clock* de amostragem;
- 5) Possibilidade de digitalização do sinal de *trigger* nos casos em que o *trigger* é usado como referência temporal para ser correlacionada entre os vários canais.
- 6) A latência do *trigger* deve poder ser compensada com a utilização de amostras pre-*trigger*;

4.4.2.2 Relação entre modos de *trigger* e modos de aquisição

Definem-se três modos de *trigger*:

- 1) *Trigger* Externo;
- 2) *Trigger* por *software* - *SOFT_TRG*;
- 3) *Auto-trigger* – *trigger* por detecção de um pulso de interesse.

Nos *triggers* externo ou por *software*, o *trigger* é comum a todos os canais de um módulo. No *auto-trigger*, pode ser comum ou individual. Quando é comum, o *Auto-trigger* de um canal (normalmente o primeiro) é propagado para os outros. Este *Auto-trigger* ocorre por detecção de um valor de limiar (detecção de nível, ou seja, sempre que é detectado uma determinada amplitude é iniciada a aquisição) ou por modos avançados de *trigger* baseados em algoritmos implementados em FPGAs (reconhecimento do pulso).

O tipo de aquisição de um sistema pode ser dividida em três modos:

- 1) Modo contínuo – o modo mais simples e necessário para a calibração do sistema. Numa aquisição contínua, todos os dados amostrados são guardados em memória local ou transferidos, e são descritos como dados em bruto;
- 2) Modo segmentado – numa aquisição segmentada sempre que é detectado um evento de interesse, esse pulso é digitalizado, armazenado e/ou transferido. Neste modo de

aquisição é necessária a programação da janela de aquisição e ajuste do número de amostras necessárias que ocorrem antes do *trigger*, PRE, e o número de amostras que ocorrem depois, POS. As amostras *Pos-trigger* têm de conter o pulso. As amostras *Pre-trigger* não contêm informação do pulso, mas são necessárias para o cálculo da linha de base, Figura 4.2;

- 3) Modo processado – na aquisição processada todos os dados correspondentes a um evento, são processados e no caso de uma análise da altura do pulso (PHA), é armazenada somente a informação de energia do pulso e respectivo instante de ocorrência. Este modo de aquisição resulta numa redução significativa de dados a transferir/armazenar.

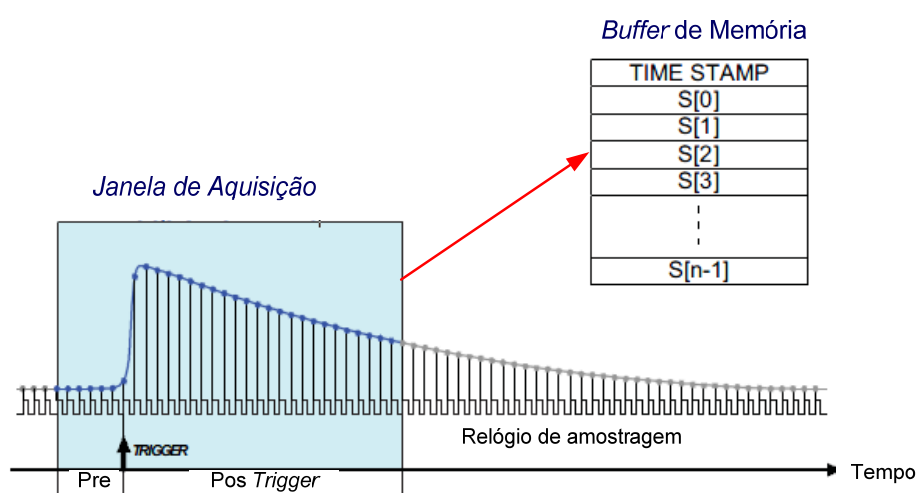


Figura 4.2: Janela de aquisição de pulsos[CAEN].

A janela encontra-se definida, com tamanho de pré e pos *trigger* definido em número de amostras. Respectivo armazenamento de amostra num *buffer* de memória local com a respectiva informação de tempo de ocorrência (*Time Stamp*).

4.4.2.3 Detecção digital dos pulsos (*auto-trigger*)

Um bom algoritmo de *auto-trigger* é a base essencial para o processamento digital de sinal. O objectivo do *auto-trigger* é identificar os pulsos de interesse e disparar uma aquisição no canal correspondente, pois se um canal tiver muitos eventos espúrios (devido ao ruído), utiliza mais espaço de memória. A identificação de pulsos é dificultada pelo ruído do sistema, flutuações de linha de base, empilhamento de pulsos, etc. Este assunto encontra-se descrito em detalhe no capítulo 6, secção 6.2.3.

4.4.3 Largura de banda de leitura

A definição de largura de banda de leitura de um sistema depende do modo de operação do mesmo. A título de exemplo, nas secções seguintes está descrito o cálculo da largura de banda para os três modos de operação do módulo digitalizador descrito nesta dissertação.

4.4.3.1 *Modo contínuo*

ADCS A 250 MHz :

- 1 amostra equivale a 12 bits = 1,5 byte \approx 2 bytes (nas aplicações relativas ao módulo descrito utiliza-se sempre uma palavra de 2 bytes);
- 1 canal equivale a 2 bytes @ 250 MHz = 500 MB/s
- 1 módulo ATCA = 8 canais = 4 GB/s
- Para um módulo com 4 GB de memória no total, demoraria 1 s a escrever o que é muito inferior ao tempo necessário para uma aquisição contínua numa descarga do JET.
- Para transferir dados em tempo real seria preciso interfaces que permitissem taxas de 4 GB/s. Como já foi dito anteriormente, qualquer uma das interfaces emergentes tem valores inferiores

ADCS A 400 MHz :

- 1 amostra = 13 bits \approx 2 bytes;
- 1 canal = 2 bytes @ 400 MHz = 800 MB/s;
- 1 módulo ATCA = 8 canais = 16 GB/s;
- 0,5 s de aquisição contínua;

Destes dois exemplos conclui-se que não é possível operar este módulo de forma contínua. O módulo tem de ter capacidade de processamento para reconhecer pulsos de interesse e, sempre que estes ocorrerem, iniciar a aquisição e armazenamento de um conjunto de amostras com informação antes da ocorrência do pulso (amostras *Pre-Trigger*) e com informação do pulso (*Pos-Trigger*), Figura 4.2. Este tipo de aquisição é chamada aquisição segmentada, em que todos os pulsos detectados são armazenados em memória local, sem perda de pulsos, mas perdendo o ruído desnecessário entre pulsos.

4.4.3.2 *Modo segmentado*

A largura de banda de leitura não depende da frequência de amostragem e sim da taxa de ocorrência dos pulsos:

- Tamanho do segmento (janela de aquisição) = 512 amostras por pulso:
 - $512 \times 2 \text{ bytes } (\sim 2 \mu\text{s}/1,28\mu\text{s}) = 1024 \text{ bytes } (1 \text{ kB})$ por canal;
 - Podem no total serem escritos $4 \text{ GB} / 1\text{kB} = 4 \text{ Meventos}$, No caso de uma taxa de 1 Meventos/s, demora cerca de 4 s a preencher a memória, isto corrobora com a ideia de que se a taxa de eventos for muito elevada, será necessário recorrer ao modo de operação processado;
 - Se a largura do sinal for metade 256 amostras por pulso, então é possível escrever o dobro dos pulsos na memória local;
 - O tempo de escrita depende da taxa de ocorrência dos pulsos.
- Um módulo ATCA com largura de banda de leitura de dados $\times 1 \text{ PCIe}$ dispõe de 2.5 Gb/s de taxa de transferência para cada 4 canais, o que equivale a dizer que numa direcção a placa atinge 2,5 Gb/s ou 200 MB/s, Tabela 4.6. É de salientar que embora o sistema esteja a trabalhar com uma *lane* permite uma ligação com 4 *lanes*, o que permitirá uma largura de banda, num dos sentidos, de 800 MB/s.

4.4.3.3 *Modo Processado*

A largura de banda de leitura, também neste caso, não depende da frequência de amostragem mas sim da taxa de ocorrência dos pulsos. É definida uma palavra com a informação de interesse, que no presente exemplo é de 64 bytes, e que contém a informação de energia, o tempo associado à ocorrência do pulso correspondente e respectivo canal.

- Tamanho da palavra com a informação do pulso correspondente:
 - 1 canal = 64 *bytes* por evento;
 - No total pode ser armazenados em memória local $4 \text{ GB} / 64 \text{ B} = 62,5 \text{ Meventos}$, se a taxa de eventos for 1 Mevento/s, demoraria cerca de 1 minuto a escrever a memória, este tempo é superior à de uma descarga do JET. Mais ainda para taxas de 5 Meventos/s esperadas no GRS, este tempo baixa para 12,5 s. Este raciocínio vem

evidenciar a necessidade de implementar futuramente a transferência de dados em tempo real.

- Como foi dito na secção anterior um módulo ATCA com largura de banda de leitura de dados x1 PCIe dispõe de uma taxa de transferência para cada 4 canais de 200 MB/s. Numa aquisição processada, para uma taxa de eventos de 5 Meventos/s, em um segundo são escritos $5M \times 64B = 320MB$, esta taxa necessitava de uma ligação PCIe de pelo menos 2 *lanes*. Como, efectivamente, a taxa de 5 Meventos/s não é constante, a ligação de 1 *lane* será suficiente para a transferência em tempo real dos dados processados, mas com a perspectiva de evoluir caso esta taxa, de futuro, venha a aumentar.

4.5 ARQUITECTURA DO SAPD

4.5.1 Introdução

O sistema de aquisição e processamento de dados descrito nesta dissertação é composto por até 5 módulos digitalizadores baseados na norma ATCA, orquestrados por uma unidade central controladora através de ligações PCIe (1 *lane*). Os módulos estão inseridos num bastidor ATCA de 14 *slots*, Figura 4.3. A escolha de um bastidor de 14 *slots* foi feita de forma a padronizar todos os sistemas baseados em ATCA no JET. Actualmente, estão instalados 3 bastidores ATCA de 14 *slots* no JET, dois para os diagnósticos de radiação γ e um dedicado ao controlo da estabilização vertical do plasma também desenvolvido pelo GCAD do IPFN [Bati 06].

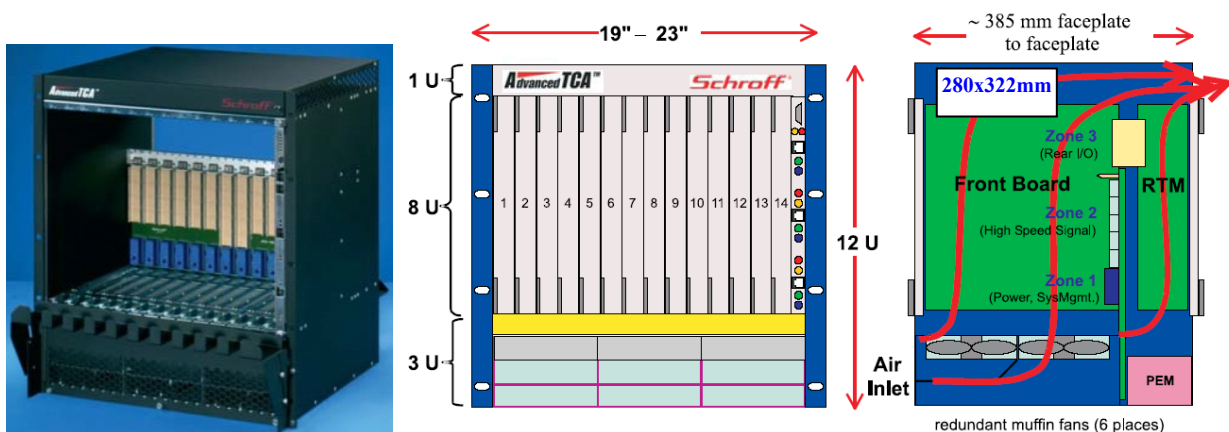


Figura 4.3: Dimensões do bastidor e módulos ATCA [Bati PhD].

Os diagnósticos de radiação γ permitem partilhar o mesmo bastidor e controlador com futuros projectos também baseados em ATCA, uma vez que não ocupam todo o bastidor. O diagnóstico GRS só precisa de um módulo digitalizador e de um módulo controlador, ocupando no total 3 *slots* do bastidor. O diagnóstico de câmaras de raios γ /FEB, ocupa até 7 *slots*, 5 módulos digitalizadores e 1 controlador.

4.5.2 Módulo Controlador

O módulo controlador representado na Figura 4.4 é utilizado no processamento centralizado intensivo em tempo real. As componentes chave deste controlador são: o módulo Micro-ATX³⁴ (comercial), com memória SDRAM DDR de 2 GB e um processador com múltiplos núcleos, processador Quad® da Intel. O módulo Micro-ATX está montado numa placa ATCA Carrier³⁵, ocupando 2 *slots* do bastidor; o comutador (*switch*) PCIe é constituído por 3 circuitos integrados (PEX8532 do fabricante PLX Technology) ligados em cascata/árvore, de modo a providenciar o número de portos suficientes para um bastidor ATCA de 14 *slots*; o módulo PSU-RTM³⁶, desenvolvido para fornecer a alimentação ATX, derivadas da alimentação fornecida pelo barramento ATCA; e, finalmente, o dispositivo de armazenamento não volátil HDD³⁷ [Bati PhD].

O controlador comunica com os módulos digitalizadores através do protocolo de comunicações PCIe, sendo a sua capacidade de processamento baseada processadores de múltiplos núcleos. Este módulo permite a inserção de apenas 5 módulos digitalizadores, a justificação para esta limitação do sistema encontra-se na secção 4.5.3.

As interfaces de comunicações com o exterior são realizadas por Gigabit Ethernet e/ou opcionalmente, mediante a adição de um módulo comercial PCI/PCIe, 10 Gigabit Ethernet, ATM, Infiniband, etc. Possui ainda interfaces RS-232, USB³⁸, VGA³⁹/DVI⁴⁰ para

³⁴ As vantagens da utilização de módulos Micro-ATX comerciais, existentes vulgarmente nos computadores pessoais, são o seu baixo custo, grande variedade, elevada capacidade de processamento e o acesso a um slot PCI/PCIe para colocação de módulos comerciais 10 Gigabit Ethernet, ATM, etc. Para incrementar o desempenho do processamento, na placa ACP, basta trocar o processador do módulo Micro-ATX ou o próprio módulo

³⁵ *ATCA Carrier* – São módulos passivos, que cumprem as normas mecânicas e eléctricas ATCA. São concebidas para receber diversos módulos com diversas funcionalidades.

³⁶ *PSU-RTM – Power Supply Unit - Rear Transition Module*.

³⁷ *Hard Disk Drive*.

³⁸ *Universal Serial Bus*.

ligação a dispositivos de interface humana como, por exemplo, monitor, rato, teclado, terminal, armazenamento, entre outros [Bati 10].

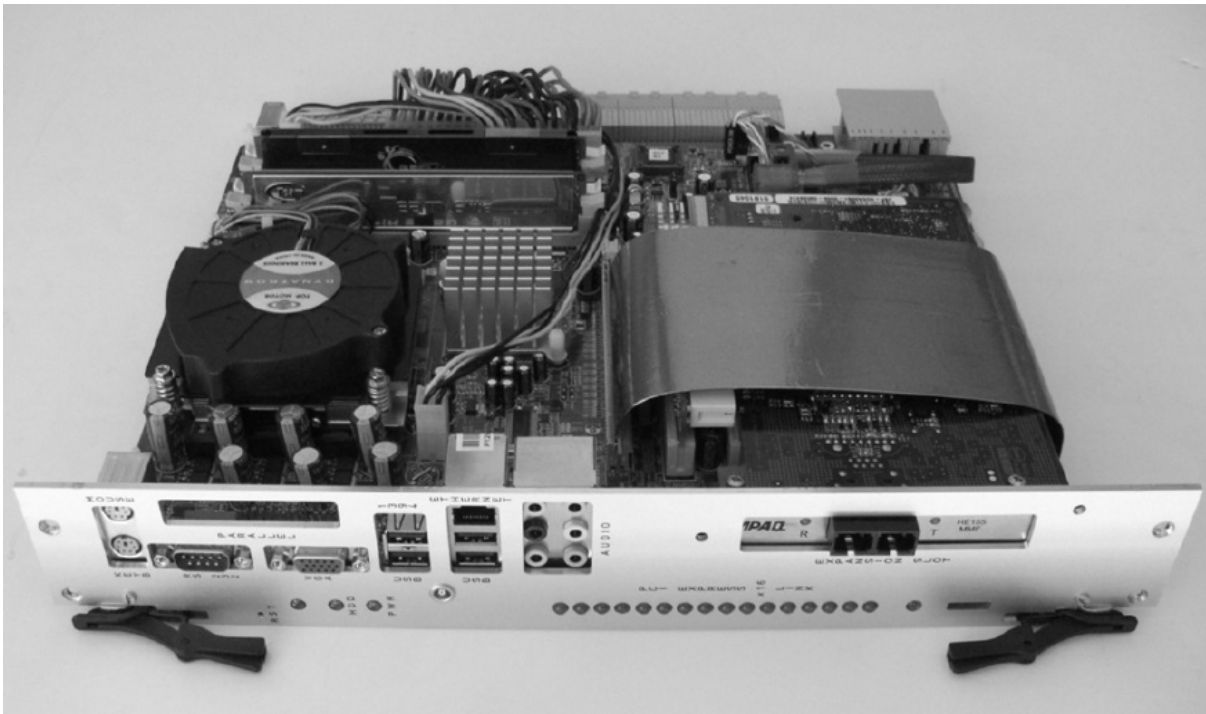


Figura 4.4: Módulo Controlador [Bati PhD].

A interface PCIe x16 dos módulos Micro-ATX comerciais, além de conter as ligações RX/TX, também inclui um relógio (SSC⁴¹) e um sinal de inicialização normalmente designados de *PCIe sideband signals*. Estes sinais são passados para o barramento ATCA através das linhas MLVDS, de modo a garantir a sincronização dos dispositivos PCIe ligados ao módulo controlador, Figura 4.5.

O sistema operativo utilizado pelo controlador é o Linux Fedora 8 *core* (kernel 2.6.24), com suporte para tempo real, RTAI⁴² e que permite compatibilidade com a camada de SW VxWorks[®]⁴³. O processamento é realizado por processadores Intel Xeon de 2,4 GHz. De forma a interagir com os diversos módulos ATCA do sistema, foi desenvolvido um *char device driver*⁴⁴ nativo para Linux. Foi também desenvolvida uma aplicação com interface

³⁹ *Video Graphics Array*.

⁴⁰ *Digital Visual Interface*.

⁴¹ *Spread Spectrum Clock*.

⁴² *Real-Time Application Interface*.

⁴³ O tempo real no JET é baseado no OS VxWorks[®] da Wind River Systems.

⁴⁴ SW que permite que o sistema operativo use as funcionalidades de um determinado dispositivo (neste caso o módulo digitalizador).

gráfica, com base em funções do *driver* nativo, para se poder fazer testes a todas as funcionalidades dos módulo, [Pere 10].

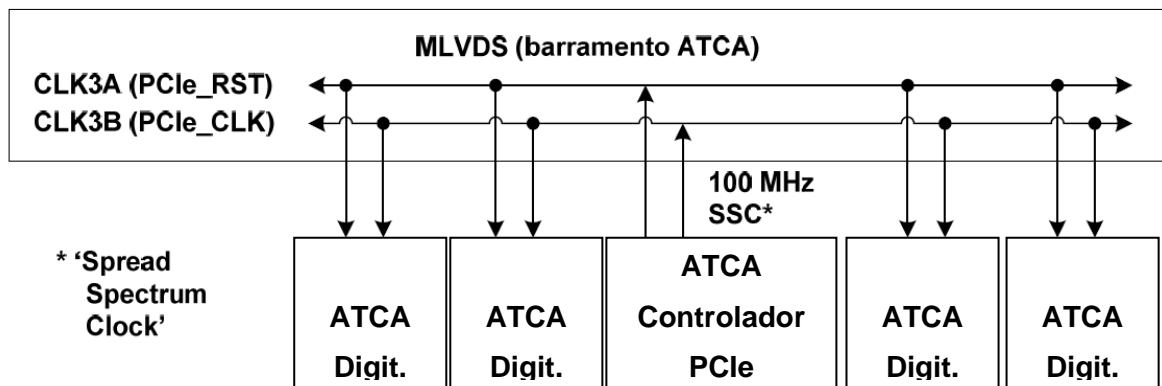


Figura 4.5: Sincronização e inicialização dos dispositivos PCI express dos módulos.

4.5.3 PCIe

A arquitectura da norma PCIe tem uma topologia em árvore e define três tipos de dispositivos: *root complex*, *RC* (sempre associado a um processador, no presente caso ao processador Quad® da Intel residente no módulo micro-ATX), comutador e *endpoint*, *EP*. Só existe um RC numa tipologia árvore PCIe. O RC associado a um subsistema com um único processador inclui um porto PCIe, um ou mais CPUs com memória associada, memória do sistema, controlador gráfico e outras interligações e/ou funções de ponte (*bridging*).

A norma PCIe baseia-se no endereçamento de memória ou na identificação de dispositivos (ID), dependendo do tipo de transacção. Assim cada dispositivo numa árvore PCIe tem de ter a sua própria ID. Este processo de atribuir um ID a cada dispositivo da árvore PCIe chama-se de enumeração. Resumindo, uma árvore PCIe contém apenas um processador RC responsável pela enumeração e pelo mapa de memória. Durante a inicialização do sistema, o RC executa a enumeração para identificar os barramentos existentes na árvore PCIe, bem como os vários dispositivos associados a cada barramento, EP, e, atribui um espaço de memória dedicado aos registos e memórias de cada um desses EP. O RC aloca os números dos barramentos para todos os barramentos PCIe e configura os números dos barramentos utilizados pelos comutadores PCIe. Um comutador PCIe comporta-se como múltiplas pontes PCI. O RC aloca e configura espaço de memória e de endereçamento I/O para cada comutador PCIe e dispositivos EP [MindShare,Inc].

Sendo a interface PCIe ponto a ponto (i.e. não partilhada), são necessários comutadores para expandir o número de nós do sistema. Os comutadores PCIe fazem a ligação entre o dispositivo RC no lado do porto de *upstream*, UP, com os dispositivos EP no lado do porto *downstream*, DP.

O módulo controlador só detecta 26 portos PCIe, tendo este valor sido obtido experimentalmente⁴⁵.

O módulo controlador foi desenhado de forma a permitir a utilização do barramento *full-mesh* pelo sistema. Para que a controladora permita a arquitectura *full-mesh* necessita de três comutadores de 32 *links* PCIe cada. O primeiro comutador está programado para ter 3 portos, um UP de *link* ×16 (motherboard) e dois DP de *link* ×8 cada (para outros dois comutadores PCIe). Estes dois comutadores têm a mesma programação, ou seja, um porto UP ×8 e seis DP com *link* ×4 cada (6 canais ATCA *fabric*). Já o módulo digitalizador como representa dois EP, cada um responsável pelo controlo e transferência de dados de 4 canais de entrada, também necessita de um comutador PCIe. Este comutador, PEX8516 do fabricante PLX *Tecnology*, tem 16 *links* PCIe, programados da seguinte forma: dois UP cada com *link* ×4 para permitir mais do que uma localização do módulo controlador no barramento ATCA (canal 1 ou canal 2 do *fabric* ATCA) e dois DP *link* ×4 para cada um dos EP, representado por cada uma das FPGAs do módulo digitalizador. Assim sendo, o processador do módulo micro-ATX vê 17 portos PCIe no módulo controlador e 4 portos PCIe em cada digitalizador, Figura 4.6.

Para possibilitar a utilização do máximo número destes módulos digitalizadores. O comutador dos módulos digitalizadores foi reprogramado para ter só três portos: um UP com *link* ×8 (correspondente ao controlador) e dois DP com *link* ×4 (um DP para cada FPGA). Desta forma só três digitalizadores podiam ser utilizados. Uma vez que o diagnóstico câmara de raios γ /FEB foi inicialmente projectado para ter cinco digitalizadores (19 canais correspondente à câmara de raios γ e 19 canais correspondentes ao raios X (FEB) - um dos digitalizadores é partilhado pelos 2 diagnósticos), também foi necessário diminuir o número de portos PCIe do módulo controlador. A diminuição passou por desligar um dos comutadores. O controlador passou a ter 11 portos PCIe e pode aceder a 6 *slots* do barramento ATCA (em vez dos 12 possíveis) e a 5 digitalizadores.

⁴⁵ Durante os diversos testes ao sistema chegou-se à conclusão que a *motherboard* não suportava mais do que 2 módulos digitalizadores. Sempre que se inseria um terceiro módulo, o sistema não inicializava, dando vários tipos de erro (ou não encontrava o disco duro, ou permanecia num loop de inicialização, em que após a verificação da BIOS, reinicializava outra vez).

Finalmente, e como já foi anteriormente referido, embora os portos PCIe estejam definidos por HW como sendo $\times 4$, devido a limitações do sistema operativo de 32 bits e do *device driver* foi somente utilizado a versão core $\times 1$. A versão de 64 bits do OS será requerida caso se tenha que migrar, devido a exigências do sistema, para um core PCIe $\times 4$.

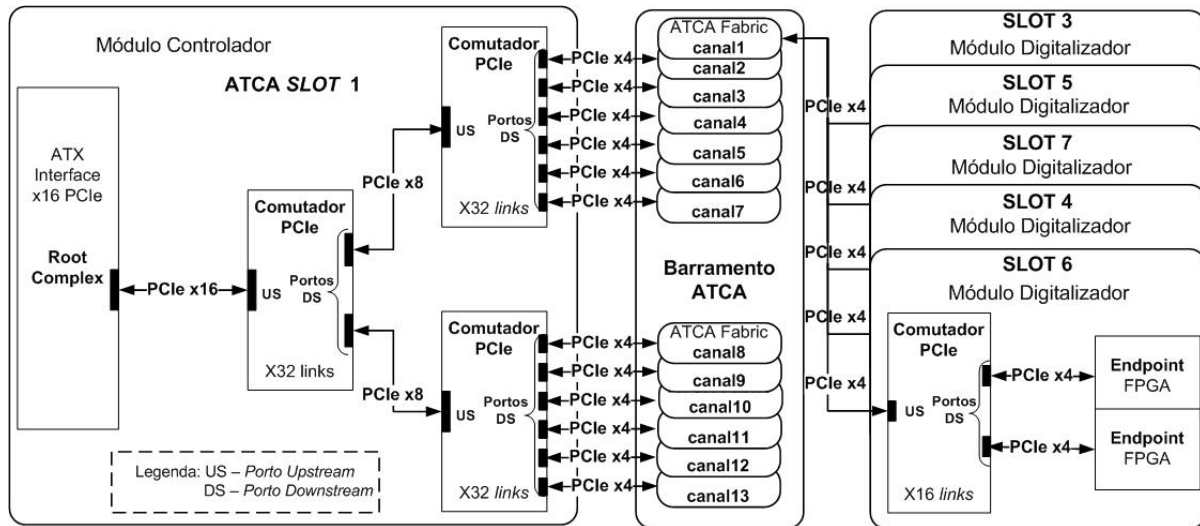


Figura 4.6: Portos PCIe do SAPD: módulo controlador e módulos digitalizadores.

4.5.4 Módulo Digitalizador

Durante o desenho do módulo digitalizador o ADC mais adequado, comercialmente disponível era o ADS5444 da TI^{®46} de 13 bits e frequência de amostragem 250 MHz. Para frequências mais elevadas de aquisição ter-se-ia que recorrer a soluções proprietárias. Para o diagnóstico GRS, é um requisito a disponibilidade de frequências de aquisição iguais ou superiores a 400 MHz e neste caso o número de canais seria no máximo 2. Considerou-se a solução de intercalar dois (ficando o módulo com 4 canais disponíveis) ou mesmo os quatro canais (2 canais disponíveis) conseguindo-se 500 MHz e 1 GHz, respectivamente. Para intercalar os canais, seria necessário um desfazamento de 180° da fase dos *clocks* de aquisição responsáveis pelos dois ADCs ou de 90° para o caso dos quatro ADCs. Como a função de transferência do ADC é dependente do ganho, *offset*, e fase do *clock* de aquisição, qualquer diferença desses parâmetros entre ADCs a intercalar resulta numa degradação da resolução

⁴⁶ Texas Instruments.

final. No desenho de um tal circuito é preciso dar especial atenção ao circuito de distribuição de *clocks*, tensão de referência, alimentação dos ADCs, bem como na conversão de uma entrada *single-ended* para entrada diferencial imposta pelo ADC. Para além destes requisitos analógicos, a compensação digital dos ADCs por algoritmos também são de maior importância. Esta calibração é baseada em circuitos com DACs, permitindo implementar um conjunto de funções de transferência de calibração, que irão coincidir com os sinais de cada ADC. Só com estes cuidados será exequível intercalar 2 ou mais canais de entrada. A linearidade da conversão analógico-digital irá estabelecer a largura de cada *bin* de forma a serem todos iguais, o que é uma situação desejável para espectroscopia. Este processo terá de ter em conta o envelhecimento das componentes electrónicas evitando a repetição de calibrações manuais.

Para estas taxas de amostragem, só mesmo dispositivos programáveis como os FPGAs, são capazes de adquirir, processar e transferir dados sem perda de informação. Um único FPGA é suficiente para controlar os canais de entrada analógicos, processar os dados, gerir o seu armazenamento e simultaneamente ser responsável pela interface de comunicação gigabit, resultando numa redução de complexidade do sistema.

No início deste projecto, considerou-se um módulo digitalizador de 4 canais de entrada, 1 FPGA (Virtex™ 4) e 1 memória de 1 GB. Esta arquitectura desaproveitava uma das capacidades da norma ATCA, as generosas dimensões do seu factor de forma, 356 mm x 280mm. Para aproveitar as dimensões ATCA e tornar o módulo mais acessível (diminuir o preço por canal), duplicou-se o número de canais. Em primeiro lugar, era claro que a FPGA teria a sua capacidade quase toda ocupada só para poder processar dados de 4 canais às taxas de 250 ou 500 MHz, controlar uma memória DDR2 e ter a interface PCIe, não permitindo o controlo da trajectória de dados de mais do que 4 canais. Duplicar o número de canais, implicava outro FPGA, e conseqüentemente outra memória. A existência de 2 FPGAs significava a existência de dois EP PCIe. Passou também a haver necessidade de um comutador PCIe, para que os dois fossem devidamente identificados pelo módulo controlador. Mediante estas considerações, a arquitectura do digitalizador baseou-se em dois blocos iguais e a uma parte comum.

Na parte comum estão incluídos: i) o dispositivo SysACE⁴⁷ do fabricante Xilinx®, responsável pela configuração das 2 FPGAs através da interface com memória FLASH⁴⁸ até 2 GB (cartão *CompactFlash*, CF); ii) um módulo de potência, da série PIM200X do

⁴⁷ *System Advanced Configuration Environment*.

⁴⁸ Tecnologia de memória não volátil.

fabricante Tyco Electronics, projectado para simplificar a tarefa de implementar: a) *hot-plug*⁴⁹; b) blindagem electromagnética; e, c) redundância das fontes de alimentação -48V nas placas baseadas na norma ATCA, simplificando ainda a tarefa de alimentar o módulo IPMC⁵⁰ ao providenciar, no seu barramento, as tensões auxiliares isoladas de 3,3 e 5V; iii) a distribuição dos *clocks* comuns; bem como iv) a presença de um *socket* para a ligação do futuro módulo IPMC, Figura 4.7.

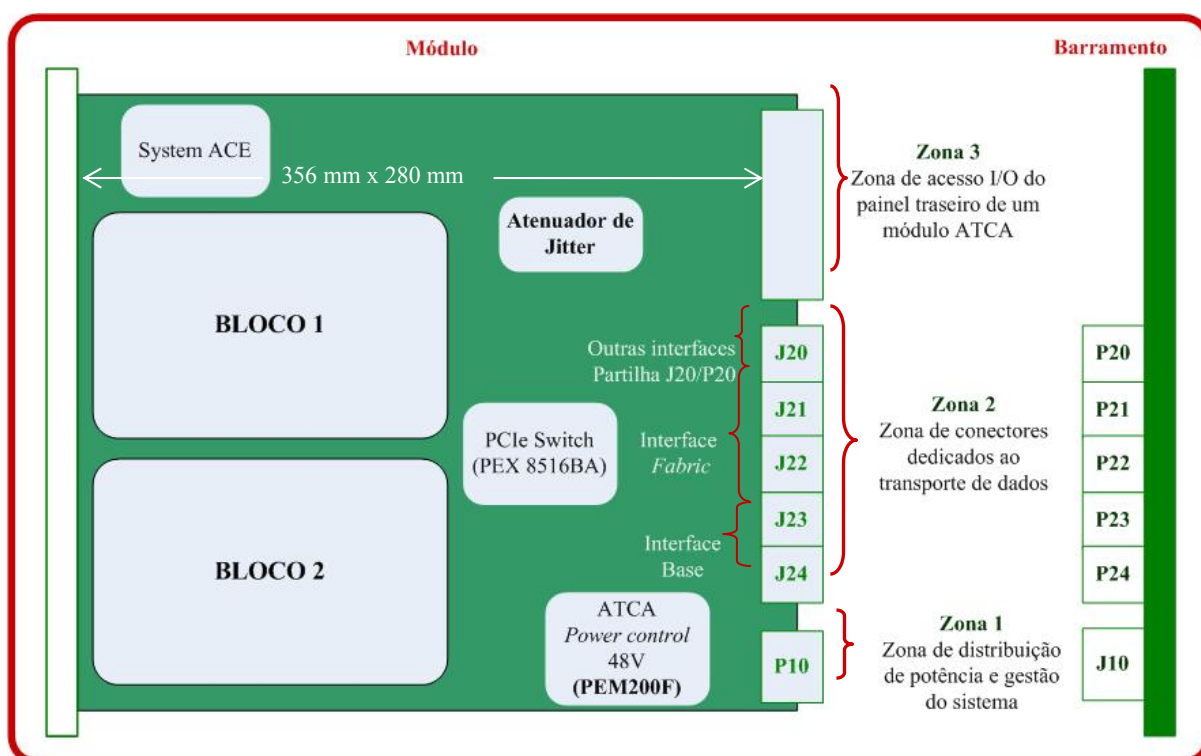


Figura 4.7 - Dimensões e blocos centrais do módulo digitalizador.

Embora os dois blocos estejam embutidos no módulo, esta arquitectura modular foi também pensada, para no futuro, caso o IPFN viesse a adoptar a utilização do formato AMC. Para corroborar esta arquitectura mais modular, durante a montagem da placa, chegou-se à conclusão que, para módulos tão complexos e densos, poderá ser mais vantajoso um sistema modular composto por: uma carrier ATCA com a parte comum e o espaço para a inclusão de 2 MCAs cada um responsável por 4 canais de entrada. Uma descrição pormenorizada deste módulo encontra-se no capítulo seguinte.

⁴⁹ Inserção/remoção de um módulo com o sistema em funcionamento.

⁵⁰ *Intelligent Platform Management Controller*.

4.5.5 Gestão dos módulos digitalizadores e bastidor ATCA via IPMB

Tanto os módulos controlador como os digitalizadores estão preparados para receberem um pequeno módulo que as torna compatíveis com a gestão IPMI da norma ATCA. O módulo encontra-se ainda em desenvolvimento e baseia-se num pequeno processador que inclui memória não volátil.

A gestão através da interface IPMI além de tornar o sistema compatível com a norma ATCA, ao permitir o *hot-plug* das placas e a monitorização da temperatura das FPGAs, permite ainda escolher a versão de FW a colocar nos próprios dispositivos FPGA.

CAPÍTULO 5

Instrumentação do Módulo Digitalizador

5.1 INTRODUÇÃO

A unidade base do sistema de aquisição e processamento de dados, conforme referido no capítulo 4, é constituída por um bastidor ATCA, um módulo controlador e até 5 módulos digitalizadores. A instrumentação desenvolvida foi concebida para ter baixo custo por canal, baseando-se em lógica programável FPGA, comutadores PCIe e *motherboard* ATX com processadores de múltiplos núcleos.

O módulo digitalizador desenvolvido (Figura 5.1) permite aquisição e processamento em tempo real de radiação γ de tokamaks com descargas de longa duração. A arquitectura deste sistema, permite transferência de dados em tempo real e/ou armazenamento de dados, até ao limite da memória do módulo, detecção de eventos (radiação γ) através de técnicas de *trigger* avançadas e análise da amplitude de cada evento (cálculo de energia da radiação γ).

5.2 MÓDULO DIGITALIZADOR

5.2.1 Descrição funcional

O módulo digitalizador (Figura 5.1) é constituído por dois blocos similares e uma parte comum. Nesta última estão incluídos o comutador PCIe, o dispositivo SysACE, a interface JTAG, o dispositivo atenuador de *jitter* e o IPMC. Cada bloco do módulo contém 4 canais de entrada com ADCs rápidos, um dispositivo programável (FPGA da família Virtex™ 4), uma memória DDR2 de 2 GB e circuitos de distribuição de alimentação¹ e distribuição de *clocks* [TRP400].

¹ A norma ATCA disponibiliza -48 V com um máximo de potência 200 W por módulo, cabe ao engenheiro de HW fazer a distribuição da potência pelos diversos standards existentes, exigidos pelos circuitos integrados escolhidos.



Figura 5.1: Módulo digitalizador.

Na Figura 5.2 está representada, de uma forma simplificada, a arquitectura implementada onde se pode observar os 2 blocos e os dispositivos comuns do módulo. Na figura destacam-se as ligações série de elevado desempenho, bidireccionais e agnósticas em termos de protocolo de comunicações (é utilizado o protocolo PCIe nas 2 aplicações já descritas).

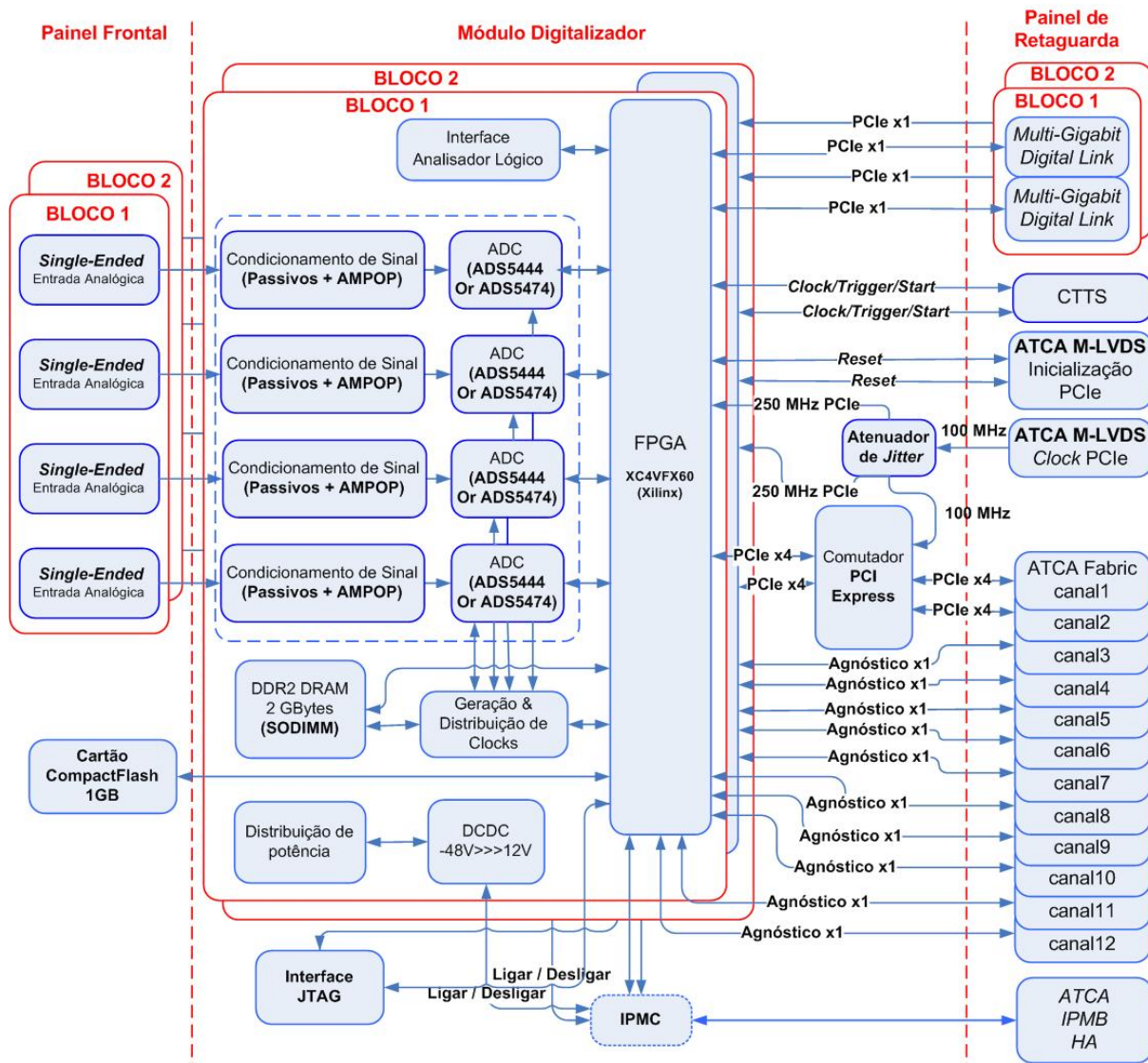


Figura 5.2: Diagrama de blocos simplificado do módulo digitalizador [TRP400].

As interfaces com o exterior são efectuadas através de:

- 1) 8 Entradas analógicas, *single-ended*, Figura 5.2;
- 2) 5 Entradas digitais, representadas na Figura 5.4:
 - a) 3 Entradas *single-ended* no painel frontal;
 - b) 2 Entradas diferenciais no painel da retaguarda;

- 3) 4 Interfaces ópticas bidireccionais *gigabit*, incluídas no módulo para expansão (são entradas/saídas de uso geral, por exemplo, o sistema ser também usado para controlo²), Figura 5.2;
- 4) Entrada no painel frontal para o cartão de memória CF que contém a programação dos dois dispositivos Virtex™ 4, Figura 5.2;
- 5) 1 Conector JTAG (Xilinx®). A interface JTAG além de permitir a programação das duas Virtex™ 4, também pode ser utilizadas para *debug*³, recorrendo à ferramenta ChipScope da empresa Xilinx®;
- 6) 2 Conectores para a ponta E5405A dos analisadores lógicos Agilent®, ligado através de pares diferenciais aos respectivos dispositivos Virtex™ 4. Ferramenta usada também para *debug*, Figura 5.4;
- 7) 2 Interfaces de comunicação série RS232, para eventuais ligações dos processadores PowerPC, que se encontram embutidos nos 2 dispositivos Virtex™ 4, a terminais, Figura 5.4.

5.2.2 Arquitectura

A arquitectura do módulo digitalizador baseia-se num dispositivo reprogramável, Virtex™ 4, directamente ligado aos canais ADC de entrada. Estes estão continuamente a adquirir e a enviar dados para a FPGA correspondente. Cada FPGA é responsável pela gestão dos dados digitalizados, e está interligada a várias interfaces (tais como transceptores Multi-Gigabit⁴; SPI e I²C), memórias voláteis (DDR2) e não voláteis (CF) e barramento ATCA [Pere 06, Pere 11, Pere 10, Pere 08].

Uma das motivações da escolha do dispositivo, XC4FX60, foi a existência de um número significativo (16) de transceptores MGT, que permitem a implementação de muitos protocolos de comunicações existentes, bastando para isso desenvolver ou adquirir comercialmente o respectivo *firmware (core)*. A desvantagem do uso destes MGTs é a

²Futuramente no diagnóstico FEB estas interfaces de entrada/saída gerais poderão ser usadas para controlo.

³ Processo para encontrar e eliminar erros de *software*, *firmware* e *hardware*.

⁴ MGT – *Multi-Gigabit Transceiver* – Transceptor Multi-Gigabit, implementado em silício dentro do dispositivo FPGA para a transmissão de dados, série bidireccional, a taxas elevadas com um erro inferior a 10-12 bits/s.

quantidade de recursos ocupados no dispositivo programável, devido à relativa complexidade de muitos dos protocolos de comunicações. O elevado número de ligações (5 ligações $\times 1$ e 1 ligação PCIe $\times 4$ aos canais *Fabric* do barramento ATCA e 4 ligações $\times 1$ entre os 2 Virtex™ 4 do módulo), pode obrigar à utilização de protocolos que ocupem poucos recursos como, por exemplo, o protocolo Aurora ou outros protocolos proprietários. A ligação $\times 4$ é normalmente utilizada com a especificação PCIe, estando presentemente configurada a $\times 1$, constringimento resultante do uso de um OS de 32 bits (secção 4.5.3), e, porque houve necessidade de poupar recursos na FPGA. Uma forma de poder utilizar a ligação $\times 4$ é, para além da obrigatoriedade de migrar do OS de 32 para 64 bits, migrar do dispositivo actual Virtex™ 4 XC4FX60 para o Virtex™ 4 XC4FX100. Este último dispõe de mais recursos, mas aumentará o custo do módulo digitalizador [UG070].

Outra motivação para a escolha deste dispositivo programável, para além da possibilidade de utilização de *cores* comerciais (controlador da memória DDR2 e interface PCIe), é permitir também a implementação de protocolos proprietários, que podem ser aplicados sempre que for oportuno. Por exemplo, no caso do diagnóstico GRS, numa fase de desenvolvimento de algoritmos de processamento, foi pedido para ser introduzido um algoritmo de PHA desenvolvido pelo grupo de trabalho pertencente ao IOFFE⁵ (módulo escrito em VHDL⁶). Foi feita uma interface na linguagem utilizada (Verilog), para o desenvolvimento de todo o FW do módulo, onde foram definidos os sinais de entrada e saída desse módulo de FW, que permitisse a sua integração [Fern 11]. Depois da integração do módulo, obtiveram-se espectros com as energias em tempo real.

Finalmente, a terceira grande motivação na escolha do Virtex™ 4 foi a sua capacidade de movimentar e gerir dados digitalizados a tão altas-frequências. Apesar de, apenas dispositivos programáveis rápidos serem capazes de processar e transferir dados a 400 Amostras/s, também apresentam limitações de velocidade em algumas tarefas específicas. A título de exemplo, os FIFOs⁷ nativos⁸ do dispositivo XC4FX60, dependendo da sua configuração (os parâmetros são introduzidos quando se está a criar o FIFO através do gerador de *cores* da Xilinx®), não permitem entrada de dados superior a 285 MHz para FIFOs síncronos e 365 MHz para FIFOs com relógios independentes, levando a uma inevitável perda de dados [Fern 10, UG175]. Para superar este tipo de limitações, estes

⁵ Physico-Technical Institute, Russian Academy of Sciences, Politekhnicheskaya ul. 26, St. Petersburg, 194021 Russia

⁶ Very High speed integrated circuit Hardware Description Language.

⁷ First In First Out memory – Memória em que o primeiro dado a entrar é o primeiro dado a sair.

⁸ São FIFOs gerados no Xilinx CORE Generator™ que permite uma solução otimizada deste tipo de memórias, com o máximo de performance utilizando o mínimo de recursos possíveis.

dispositivos Virtex™ 4 dispõem de registos de entrada dedicados que permitem implementar registos de dados com dupla taxa de entrada pela instância de primitivas IDDR⁹. Na secção 5.3 está descrita a implementação com maior detalhe [UG070].

5.2.2.1 Dispositivo SysACE

O dispositivo SysACE controla o fluxo de dados de entrada e saída do cartão CF, que se encontra no painel frontal do módulo, Figura 5.2. Podem ser guardadas até oito versões distintas de *firmware* e a restante memória do cartão CF pode ser utilizada para guardar informações relativas à placa (ex: número de série). A gestão da versão de FW a utilizar na programação das duas FPGAs, é feita pelo módulo IPMC, mesmo quando é necessário reverter em caso de mau funcionamento de um novo FW. A escolha da versão a utilizar também pode ser feita utilizando um comutador mecânico de endereços incluído na placa (na primeira fase de desenvolvimento do sistema, o IPMC não estava disponível).

O controlador SysACE está ligado à FPGA do bloco 1 permitindo a escrita/leitura directa na memória CF, MPU¹⁰, Figura 5.3. Deste modo, novas versões de FW, ou outras informações, poderão ser colocadas no cartão CF pelo módulo controlador através do canal 1 do barramento ATCA (interface PCIe), Figura 5.4.

Os dois dispositivos FPGA são configurados através do carregamento de um ficheiro de dados com uma configuração específica (*bitstream file*) para a sua memória interna. Uma vez que a memória interna destes dispositivos é volátil, têm de ser configurados sempre que o sistema é ligado. O *bitstream* é carregado através da interface JTAG das FPGAs, numa configuração em *daisy-chain* (é carregado o primeiro dispositivo da cadeia JTAG e só depois o segundo). Sempre que é introduzida um cartão CF, é iniciada uma operação de configuração dos dispositivos programáveis.

O controlador SysACE controla ainda um LED indicador do estado de operação do controlador SysACE (vermelho indica que encontrou algum erro e não consegue programar, verde intermitente significa que está a programar e verde indica que os dispositivos FPGA estão programadas correctamente [DS080]).

⁹ *Input Dual Data Rate.*

¹⁰ *Microprocessor Unit* – unidade microprocessadora compatível com as interfaces dos barramentos de microprocessadores / microcontroladores da IBM ® PPC405, e da Siemens® 80C166.

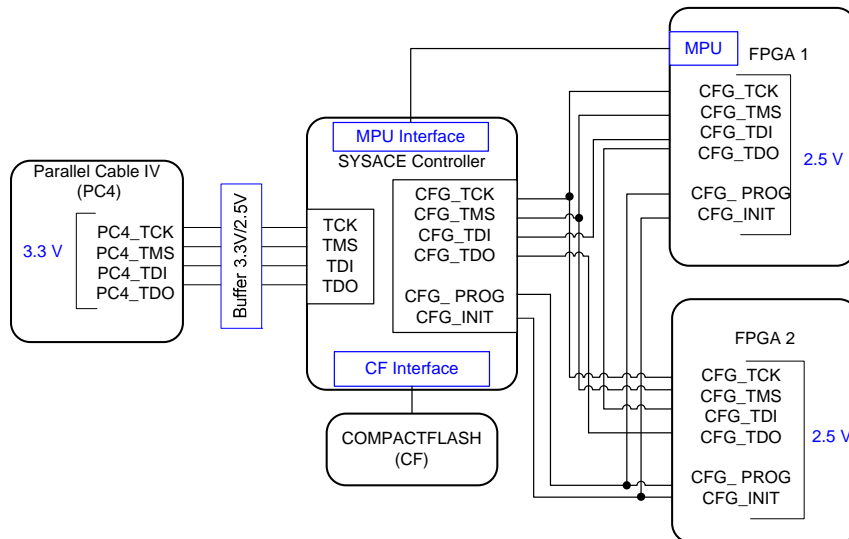


Figura 5.3: Diagrama de blocos do controlador SysACE [TRP400].

5.2.2.2 IPMC

O IPMC é normalmente um microcontrolador embutido nos módulos de norma ATCA com a funcionalidade de controlar e monitorar as operações do seu hospedeiro. O IPMC comunica com o *shelf manager*¹¹ o qual centraliza as informações das várias componentes do bastidor, acessíveis remotamente por Ethernet.

Durante o desenvolvimento do digitalizador o módulo IPMC não estava disponível, pelo que o digitalizador inclui um *socket*¹² onde futuramente será colocado o módulo IPMC. Neste *socket*, para além das ligações obrigatórias descritas na norma [PICMG 3.0], encontra-se também ligações à FPGA e ao dispositivo SysACE, Figura 5.4.

¹¹ Gestor de bastidor – É o centro de comandos do bastidor. Assegura a operação adequada dos vários módulos inseridos no bastidor em questão e do resto do bastidor. Monitoriza o estado do sistema, recupera informação de inventário e controla a performance das FRUs (tal como estabelecer a velocidade adequada das ventoinhas).

¹² Do fabricante Tyco (um receptáculo vertical de 38 pinos).

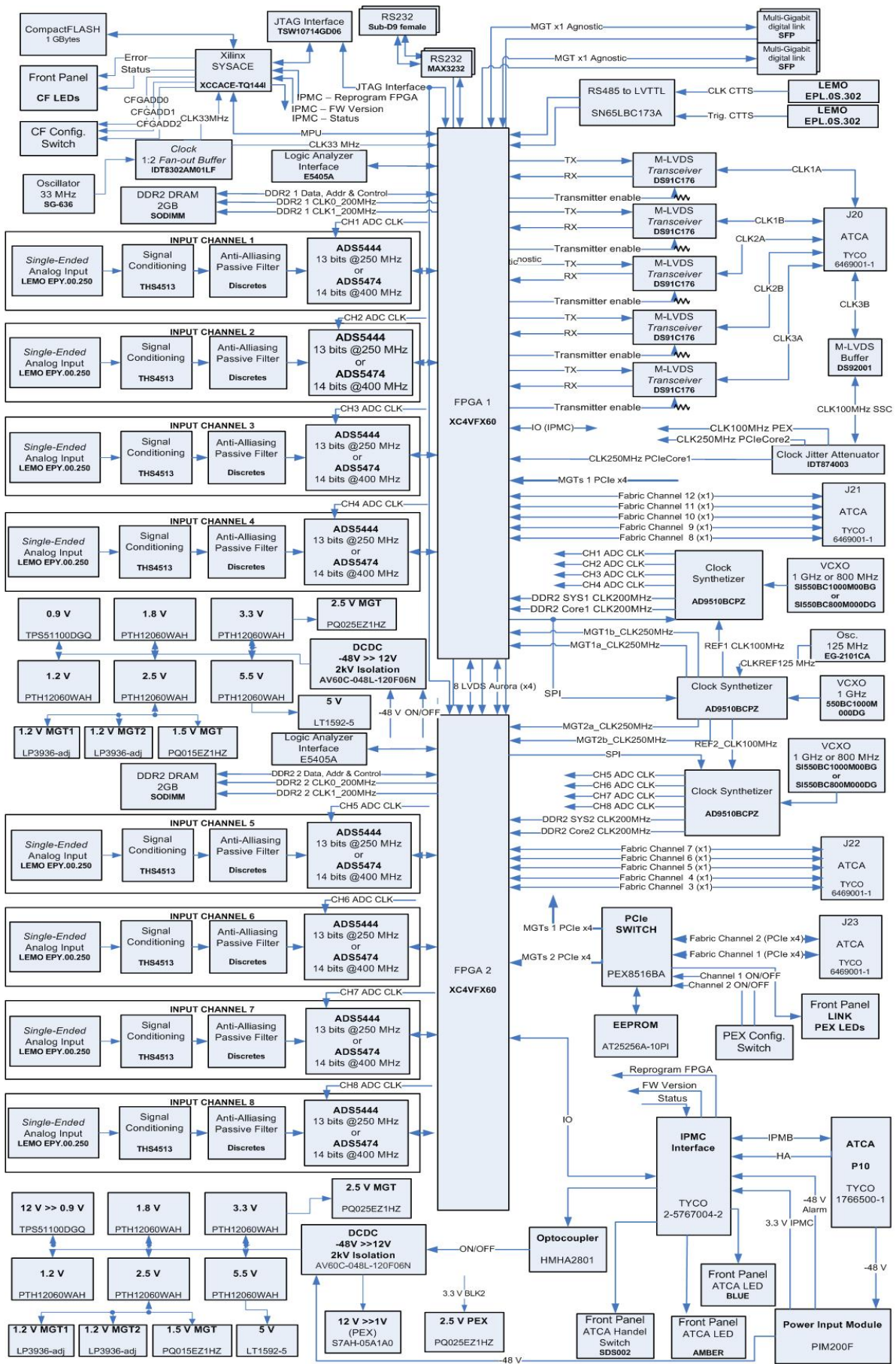


Figura 5.4: Arquitetura detalhada do módulo digitalizador.

5.2.2.3 Comutador PCIe

O comutador PCIe PEX8516 permite acessar aos vários *endpoints* PCIe nas FPGAs de um mesmo módulo, como já foi referido no capítulo anterior na secção 4.5.3. Este dispositivo permite várias configurações da largura de ligação (ou seja, cada *link* pode ter um nº programável de *lanes*), para o seu porto *upstream* e para os seus portos *downstream*. Este comutador é usado como uma aplicação de distribuição de saídas, ou seja um US vê dois DS. Inicialmente, e já que o comutador dispunha de 16 *lanes*, foi programado para ter 4 ligações diferentes, cada com largura $\times 4$ (US e DS). Estas 4 ligações correspondiam a 2 portos US e 2 DS.

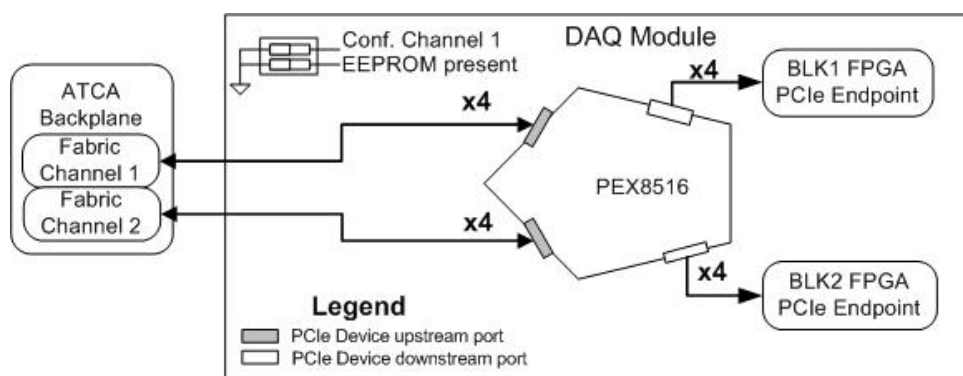


Figura 5.5: Configuração inicial usada para do comutador PCIe.

O porto US pode ser escolhido através de um comutador mecânico externo ao comutador PCIe. Os EP do módulo digitalizador podem ser escritos/lidos por um módulo controlador colocado ou na *slot* lógica 1 ou na *slot* lógica 2 do bastidor. Os dois portos DS são ligados a cada um dos dispositivos FPGA, que se comportam com dois EPs.

Conforme foi dito na secção 4.5.3, com a configuração apresentada na Figura 5.5, o módulo controlador atribui 4 portos PCIe ao módulo digitalizador diminuindo a possibilidade de controlar mais do que 2 módulos destes. Houve portanto a necessidade de retirar um porto PCIe. Como a existência de 2 portos US não era uma exigência do sistema e sim otimizar os recursos do comutador PCIe, a única forma possível de diminuir o número de portos do digitalizador foi o de juntar os 2 portos US $\times 4$ e ficar apenas com um porto US $\times 8$. Embora, na realidade, só fosse utilizado a largura $\times 1$ da ligação, a largura final da ligação é determinada pelo *core* PCIe dos EPs, Figura 5.6.

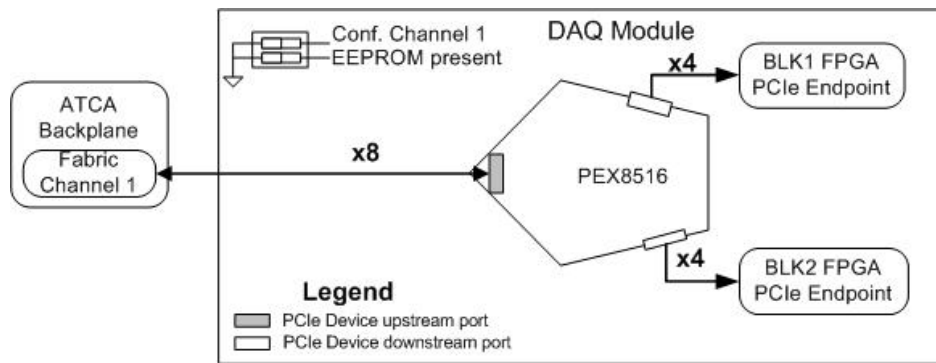


Figura 5.6: Configuração actual do comutador PCIe.

O comutador PCIe não permite que um porto US tenha relógio SSC ao mesmo tempo que um porto DS tenha o *clock* com frequência constante (*clock* interno), pelo que o *clock* PCIe de referência de ambos tem de ser fornecido pelo *root complex* (RC – no módulo controlador).

Os *endpoints* PCIe necessitam de um *clock* de 250 MHz de baixo *jitter*, sincronizado com o *clock* do *root complex*, compatível com as especificações dos MGTs do dispositivo FPGA. Para este efeito foi utilizado um circuito integrado atenuador de *jitter*, ICS874003-D02 do fabricante IDT. O controlador fornece o *clock* de referência de 100 MHz, através da ficha J20 da zona 2 do barramento ATCA (CLK3B, Figura 5.4) ao PLL atenuador de *jitter*. Este, por sua vez, sintetiza os *clocks* PCIe, a 200 MHz, utilizado pela interface PCIe dos dois EPs e o *clock* de 100 MHz necessário ao funcionamento do comutador PCIe (PEX). O *clock* de referência pode também ser produzido e fornecido internamente (usando selecção por resistências), quando o controlador usa frequência fixa, pois neste caso podem ficar com frequências independentes desde que não afastadas mais que 50 ppm.

O dispositivo PEX8516 pode ser configurado por comutadores mecânicos ou por memória EEPROM¹³.

5.2.2.4 Distribuição de *clocks*

A distribuição e sintetização dos vários *clocks* usados no módulo podem ser divididas em duas partes: uma correspondente aos *clocks* necessários aos diversos circuitos integrados

¹³ *Electrically Erasable Programmable Read Only Memory* – PROM Apagável Electricamente.

comuns a todo o módulo (tais como o *clock* de 100 MHz do comutador PCIe e o *clock* de 33 MHz utilizado pelo controlador SysACE), chamada de “distribuição comum”. A outra distribuição denominada de “distribuição dos blocos” é replicada para cada um dos blocos do módulo e fornece os *clocks* aos elementos dos respectivos blocos (por ex., ADCs, memória DDR2, MGTs das FPGAs). A tabela apresenta os vários dispositivos usados para a distribuição dos *clocks* do módulo digitalizador. É de notar que a frequência do VCXO utilizado em cada bloco depende da aplicação: i) 1GHz para ao diagnóstico câmara de raios γ ; ii) 800 MHz para o diagnóstico GRS. Esta diferença depende do valor das frequências a distribuir pelos ADCs. Informação mais detalhada sobre a distribuição de *clocks*, bem como os esquemáticos do módulo digitalizador encontram-se no manual da placa digitalizadora [TRP400].

Tabela 5.1: CI usados para a distribuição e sintetização dos vários *clocks* necessários ao funcionamento do módulo digitalizador.

CI	Quant.	Fabricante	Distribuição	Frequência
AD9510	3	Analog Devices®	Comum, Bloco	PLL
ICS874003-002	1	IDT	Comum	PLL
SG-636	1	Epson Toyocom®	Comum	33 MHz (oscilador)
EG-2101CA	1	Epson Toyocom®	Comum	125 MHz (oscilador)
Si550	1	Silicon Lab.	Comum	1 GHz (VCXO)
SI550	2	Silicon Lab.	Bloco	1 GHz ou 800 MHz (VCXO)

DISTRIBUIÇÃO COMUM

Um oscilador de 33 MHz fornece um *clock* de baixa frequência, *single-ended*, ao controlador SysACE e também aos dispositivos FPGA. Este *clock* de baixa frequência é utilizado pela interface SPI¹⁴ controlada pelo *firmware*. Os três PLLs AD9510, Tabela 5.1, são programados através desta interface. A FPGA do bloco 1 é responsável pela programação do PLL AD9510 do respectivo bloco e do PLL AD9510 comum, enquanto a FPGA do bloco 2 só programa o respectivo PLL AD9510.

¹⁴ *Serial Peripheral Interface bus.*

O PLL AD9510 combina um núcleo programável PLL com um sistema reconfigurável de distribuição de *clocks*. Um PLL completo requer a adição de um VCXO externo adequado e um filtro da malha de realimentação. O PLL atenua o *jitter* do *clock* de referência, neste caso, do oscilador de 125 MHz ou do *clock* do JET de 1 MHz. As saídas do PLL estão especificadas com um *jitter* cumulativo da ordem dos 300 fs. A especificação do VCXO utilizado, refere um *jitter* da saída também da ordem dos 300 fs.

O PLL AD9510 comum tem como função sintetizar: i) os *clocks* de referência dos PLLs dos blocos, 125MHz; ii) os *clocks* necessários aos MGTs de cada bloco, 250 MHz, 2 *clocks* por bloco (o *clock* dos MGTs dedicados à interface PCIe são dados pelo PLL da IDT, Tabela 5.1); e, iii) o *clock* de referência PCIe de 100 MHz, caso na placa controladora o PCIe RC esteja em frequência fixa.

O SAPD inclui também uma interface com o sistema de temporização e sincronismo, (CTTS - *Composite Timing and Trigger System*) do JET, que fornece um sinal de clock de 1 MHz, CTTS_clk e um sinal de sincronismo, CTTS_start. Estes dois sinais, em formato RS-485, são recebidos por duas LEMOs diferenciais colocadas no painel traseiro do módulo. Estes dois sinais são enviados às FPGAs de cada módulo digitalizador para a sua sincronização. O PLL comum recebe o sinal de *clock* CTTS_clk e gera o sinal de *clock* de aquisição sincronizado.

O módulo apresenta ainda três fichas LEMO *single-ended* no painel frontal, onde se podem inserir também um *clock*, um *trigger* e um sinal de sincronismo externo, clk_ext, trg_ext e sync_ext, respectivamente. Qualquer destes sinais é enviado para os dois dispositivos programáveis. O FW detecta qual o sinal de *clock*, *trigger* ou início de operação foi usado. Tanto o sinal de *trigger* como o de sincronismo podem também ser gerados internamente na FPGA, programados por SW.

Havendo mais do que um módulo digitalizador é definido um dos módulos como mestre (*master*), definido pelo *slot* em que é inserido. Convencionou-se que placa mestre é aquela que tem o endereço lógico¹⁵ número 3 (endereço geográfico do *slot*) do barramento ATCA. A placa mestre recebe um sinal de *trigger* externo, através de uma das suas entradas digitais, e gera a partir deste o sinal que indica o início da operação dos módulos. Este sinal é distribuído através de uma das linhas MLVDS do barramento para todos os módulos escravos (*slave*) e inclusive para ele próprio, secção 5.2.2.5.

¹⁵ O *slot* lógico do bastidor ATCA de 14 *slots* difere da convenção da numeração física. A numeração lógica atribui os números 1 e 2 dos *slots* aos *slots* centrais. Sendo que à direita do *slot* 2 estão todos os *slots* pares por ordem crescente e à esquerda do *slot* 1 estão todos os *slots* ímpares por ordem crescente. A numeração física é feita por ordem crescente da esquerda para a direita.

O Contador de tempo, *TimeStamp* (TS) com 44 bits de resolução conta as transições da frequência de amostragem, é reiniciado com o sinal de *trigger* já referido.

DISTRIBUIÇÃO DE *CLOCKS* DOS BLOCOS

O PLL AD9510 de cada bloco providencia os 4 *clocks* de aquisição a fornecer a cada um dos ADCs bem como os 2 *clocks* necessários para o controlador da memória DDR2.

Os *clocks* de aquisição podem ser programados com 8 valores diferentes. No caso do diagnóstico de câmara de raios γ podem ir de um valor mínimo de 31,25 MHz até um máximo de 250 MHz, e no caso do diagnóstico GRS estes valores variam entre um mínimo de 50 MHz e um máximo de 400MHz. A limitação dos valores máximos deve-se ao tipo de ADCs utilizados nos diagnósticos (ADS5444 e AD5474 respectivamente), enquanto que o valor mínimo é introduzido pelas limitações do PLL e respectivo VCXO.

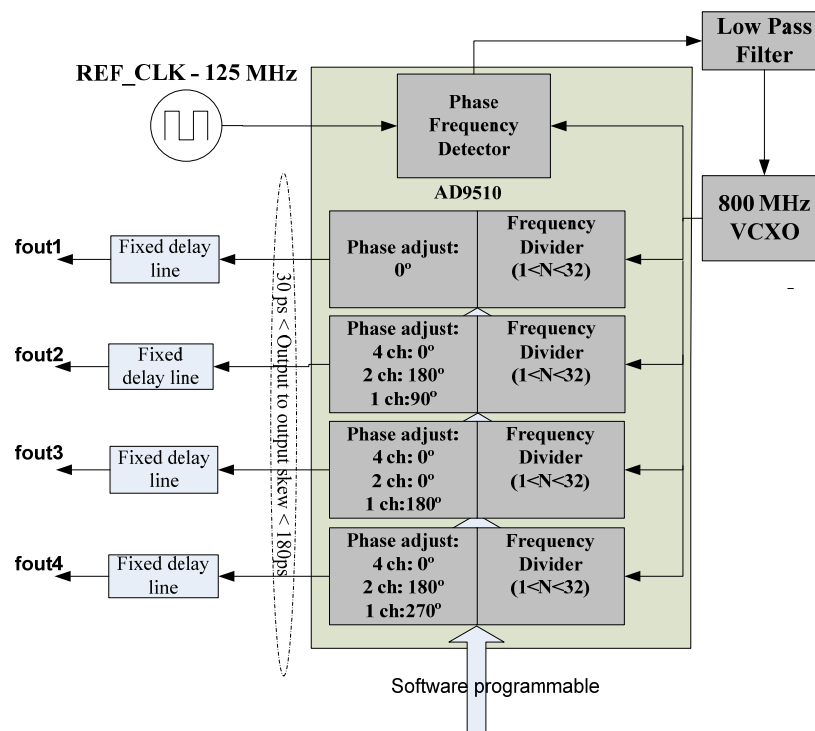


Figura 5.7: Circuito de desfaseamento dos *clocks* de aquisição dos 4 canais de cada bloco do módulo [Pere 06].

Os *clocks* de aquisição podem ainda ser desfasados caso se opte por intercalar os canais de entrada de forma a aumentar a taxa de amostragem do módulo. Nos sistemas instalados, os sinais de *clocks* dos 4 canais estão em fase. No caso de se querer intercalar 2

canais (o módulo fica com 4 canais, 2 em cada bloco), programa-se o PLL para desfasar os sinais de *clocks* de 180°, ou seja os canais 1 e 2, 3 e 4, 5 e 6 e 7 e 8 estão desfasados de 180° entre si. Caso se queira intercalar os 4 canais (o módulo fica com 2 canais, um em cada bloco), os canais estão desfasados entre si de 90°, ou seja o canal 1 não tem ajuste de fase, o canal 2 tem um ajuste de 90°, o canal 3 um ajuste de 180° e o canal 4 um ajuste de 270° (o mesmo para os canais 5, 6, 7 e 8), como se pode verificar na Figura 5.7.

5.2.2.5 Transceptores MLVDS

Os transceptores MLVDS encaminham os sinais de sincronismo dos módulos digitalizadores para o barramento ATCA e vice-versa, Figura 5.4. Estes sinais de sincronismo estão ligados directamente ao dispositivo Virtex™ 4 do bloco 1 de cada digitalizador para evitar comutadores mecânicos.

A digitalização das entradas analógicas dos módulos digitalizadores é inicializada com um sinal de *trigger* proveniente de uma das linhas MLVDS do barramento ATCA.

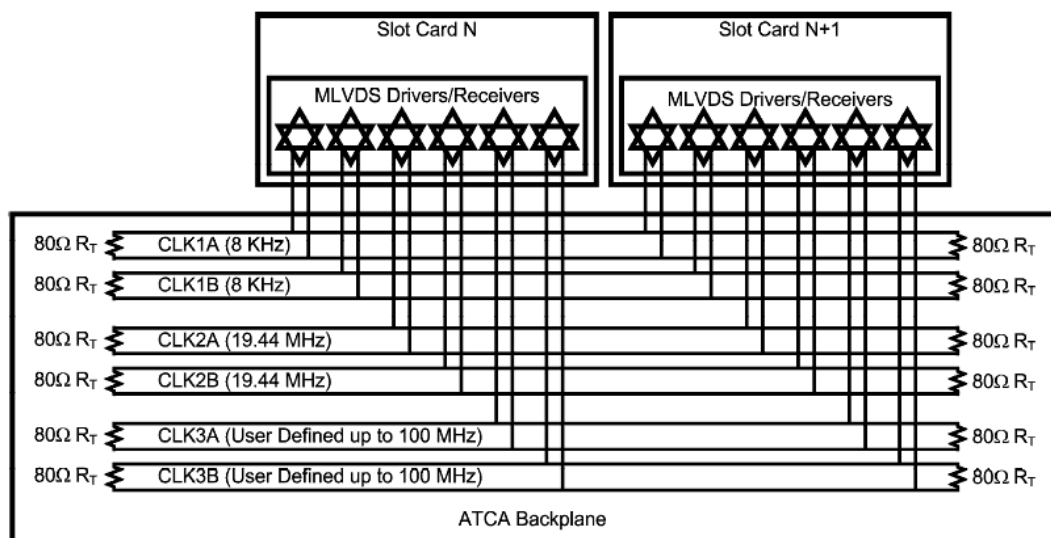


Figura 5.8: Linhas MLVDS do barramento ATCA[PICMG 3.0].

A placa mestre actua também como escravo do ponto de vista da sincronização, dado que usa para a digitalização local o sinal de *trigger* proveniente da linha MLVDS do barramento, do mesmo modo que os restantes módulos digitalizadores inseridos no bastidor. Os *slots* lógicos números 3 e 4, dos *slots* disponíveis para os módulos digitalizadores, são os que ficam mais centrados num barramento de 14 *slots*. Devido às linhas MLVDS no

barramento ATCA serem terminadas em ambos os extremos (Figura 5.8), e para minimizar os atrasos dos sinais de sincronismo, estes devem ser introduzidos nos *slots* mais centrais do barramento, daí a escolha do endereço 3 para o módulo mestre.

Cada FPGA verifica qual o *slot* lógico do barramento ATCA em que o módulo correspondente está inserido, lendo o valor do endereço geográfico de HW, HWA, disponível nas linhas da ficha desse *slot*. Esta detecção seria feita pelo IPMC; na sua ausência, esta detecção só é possível através de ligações externas *hard-wired*, que ligam as várias linhas do HWA (ligações da ficha ATCA ao socket IPMC, Figura 5.4), directamente às duas FPGAs. O digitalizador do *slot* lógico 3 (por convenção) é automaticamente seleccionado como *mestre*. Será então este módulo que fornecerá os sinais de *clock* e *trigger* externos, ou os sinais equivalentes gerados localmente, para as linhas MVLDS do barramento que então os distribuem para todos os outros módulos digitalizadores inseridos no bastidor.

5.2.2.6 Condicionamento de sinal

A Figura 5.9 apresenta a arquitectura de um dos 8 canais de digitalização. Nesta instância, o sinal de entrada tem acoplamento AC, o que introduz um filtro de primeira ordem passa-alto com frequência de corte de 70 Hz @ 3 dB. O amplificador diferencial escolhido foi o THS4513 do fabricante Texas Instruments (TI), desenhado para ter um ganho mínimo de 0dB e um máximo de 10 dB, e inclui um filtro passivo passa-baixo que limita a largura de banda do sinal de entrada a 150 MHz.

. O amplificador diferencial usado foi o THS4513 do fabricante TI, desenhado para ter um ganho mínimo de 0dB e um máximo de 10 dB com um filtro passivo passa-baixo que limita a largura de banda do sinal de entrada a 150 MHz.

O circuito converte um sinal *single-ended* num sinal diferencial, sendo a tensão de modo comum estabelecida pelo sinal de referência dos ADCs, quer seja o ADS5444 quer o ADS5474. O filtro *anti-aliasing* passa baixo é formado por duas resistências de 100 Ω e um condensador de 2,7 pF entre os pinos de saída do THS4513 e a entrada do ADC.

O circuito condicionador também tem um atenuador π (composto por Rpi_a, Rpi_b, Rpi_c) usado para ajustar o nível de entrada do sinal ao mesmo tempo que estabelece a impedância de entrada. O ganho do circuito de condicionamento é diferente para as duas aplicações. No caso da câmara de raios γ , em que os detectores estão acoplados a fotodíodos PIN com ganho unitário, para otimizar a gama dinâmica do ADC foi necessário definir um

ganho de 5. No caso da aplicação GRS, o detector está acoplado a um PMT com amplificação ajustável, pelo que não houve necessidade de aplicar ganho ao circuito de acoplamento, ficando então com ganho unitário (de facto o ganho ganho ideal para o THS4513).

O *offset* pode ser programado por *software*, programando o DAC incluído. Embora esta funcionalidade tenha sido pensada e implementada no *hardware*, não foi testada nem usada nas aplicações mencionadas.

No âmbito da aplicação GRS, uma vez que só 2 canais são requeridos, foram testados os dois tipos de acoplamento, (AC e DC), sendo colocados 4 canais em acoplamento AC e 4 canais em DC, para aquando dos testes do sistema (detectores, fontes, PMT, SAPD) verificar qual o mais adequado.

Para se obter um acoplamento DC, os condensadores com a referência CAC1 e CAC2 (Figura 5.9) foram substituídos por resistências de 0 Ω e foi necessário incluir as duas resistências, RPU1 e RPU2 (estas resistências estão representadas na Figura 5.9, mas na configuração de acoplamento AC não são usadas – NU, *Not Used*) para evitar violar os limites da gama de tensão de entrada em modo comum do amplificador diferencial, já que o sinal de entrada e a resistência de terminação (para ter uma impedância de entrada de 50 Ω) estão referenciados à terra. Esta configuração apresenta dois grandes inconvenientes: i) exige corrente adicional à fonte de alimentação; ii) aumenta o ganho de ruído do circuito.

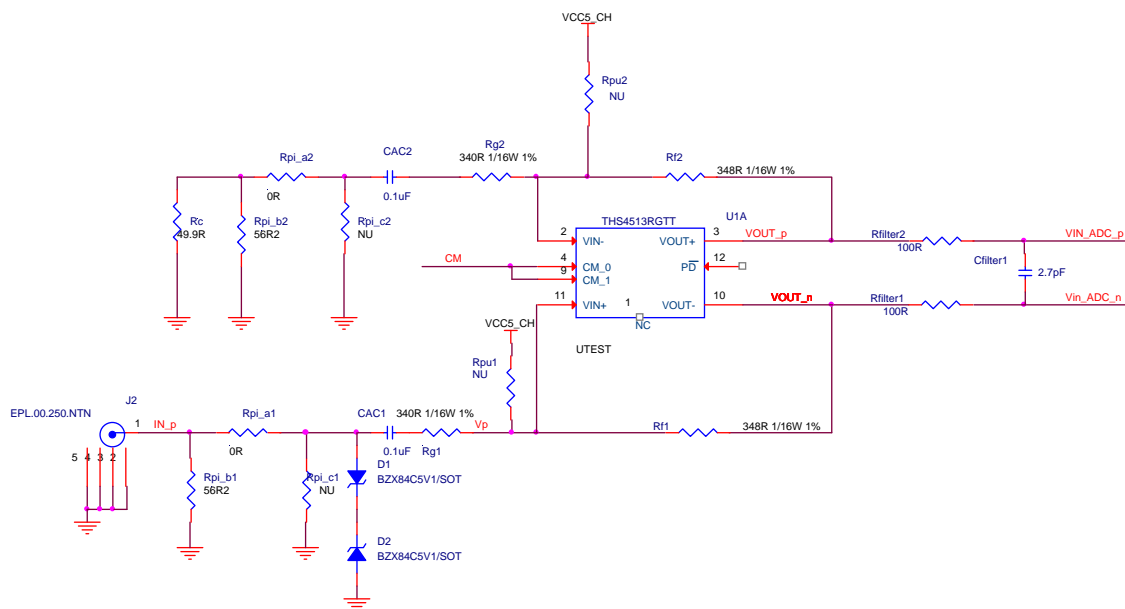


Figura 5.9: Esquema do acoplamento AC.
Circuito de condicionamento do sinal analógico antes de ser encaminhado para o ADC.

Para minimizar o ruído filtrou-se adequadamente a tensão de referência (e a sua alimentação) de 5V (VCC5_CH) junto à resistência de compensação. Para tal utilizou-se uma filtragem passiva com uma ferrite e um condensador de 0,1 uF antes da ligação do VCC5_CH às 2 resistências RPU. Esta montagem permitiu filtrar o ruído electrónico de elevada frequência. Os resultados são assim equivalentes à montagem AC, com a vantagem de se poder utilizar toda a gama dinâmica do ADC e não somente metade como acontece no acoplamento AC.

5.2.2.7 *Modo Processado- PHA*

Na aquisição processada todos os eventos são processados e, no caso de um PHA, é armazenada a informação de energia por pulso e respectivo instante de ocorrência. Este modo de aquisição faz uma redução significativa de dados a transferir/armazenar após a detecção de um evento. Antes do armazenamento em memória DDR2, o segmento em questão é sujeito a validação, a qual é essencial para o diagnóstico da câmara de raios γ , já que aí os sinais estão sujeitos a um ambiente de muito ruído.

5.2.3 **Características técnicas**

Em sumário, as principais características técnicas do módulo digitalizador são:

1. Entradas analógicas: 8 canais *single-ended* (conector *LEMO*); gama dinâmica de -1,1 V a +1.1 V; dependendo da aplicação, podem ser usados 2 ADCs com resolução e taxas de amostragem diferentes. Opção 1: ADS5444 com resolução de 13 bits, taxa de amostragem de 250 MHz, acoplamento AC e filtro *anti-aliasing* passa-baixo com frequência de corte nos 500 kHz (Butterworth 1^a ordem passivo); opção 2: ADS5474, com resolução de 14 bits, taxa de amostragem de 400 MHz, acoplamento AC e filtro *anti-aliasing* passa-baixo com frequência de corte nos 200 MHz (Butterworth 1^a ordem passivo).
2. 4 Interfaces ópticas: SFP¹⁶ bidireccionais, 2 por bloco [SFP];
3. 2 Interfaces RS-232, uma por bloco;

¹⁶ *Small Form-Factor Pluggable.*

4. Especificações do trigger (placa *mestre*): disparo externo ou interno (SW); transição negativa de um pulso com uma duração mínima de 500 ns.
5. Contador temporal (Time Stamp, TS) de 44 bits com uma resolução temporal de acordo com a taxa de aquisição; a inicialização do contador temporal é feita ou através do disparo externo ou interno;
6. Capacidade de armazenamento de dados: 2 memórias SDRAM de 2 GB (SODIMM DDR2), uma por bloco e uma memória FLASH até 2 GB (cartão CF);
7. Capacidade de processamento: 2 dispositivos de lógica programável FPGA Xilinx® Virtex™ 4 (XC4VFX60 ou XC4FX100).
8. Especificações ATCA: canal 1 do ‘Fabric’ (×4 PCI express); tendo os canais 3 a 13 do ‘Fabric’ a possibilidade utilizar (×1 Aurora); 6 pares MLVDS.

5.3 ARQUITECTURA DO DISPOSITIVO DE LÓGICA PROGRAMÁVEL

5.3.1 Introdução

Como já foi referido, o módulo digitalizador tem uma arquitectura centrada em dois dispositivos de lógica programável, Virtex™ 4. Este dispositivo executa um determinado número de tarefas essenciais à operação do módulo, dispõe de transceptores MGT para comunicações série de elevado desempenho, utilizados na implementação da interface PCIe do SAPD. Possui ainda microprocessadores *PowerPC*, embora não sejam utilizados, memória local, lógica programável, gestão de relógios (DCM¹⁷), blocos de processamento digital de sinal. É ainda responsável pelo controlador da memória DDR2 e pela trajectória dos dados desde a saída dos ADCs até à sua escrita na memória e/ou transferência de dados através de pacotes PCIe [UG070]. A sincronização das tarefas entre o módulo digitalizador e o controlador (hospedeiro, *host*) é feita através da escrita de registos residentes no espaço de memória localizado no hospedeiro, partilhados pelos dois. Este espaço de memória encontra-se descrito na secção 5.4.

O código compilado para as duas FPGAs depende da aplicação específica (ambas são programadas como mesmo código, diferenciado depois pela localização da FPGA, de modo a

¹⁷ *Digital Clock Manager.*

simplificar e diminuir o tempo de desenvolvimento da aplicação). A principal diferença entre os dois reside no facto de só o dispositivo do primeiro bloco ser responsável pela interface SPI do PLL AD9510 da parte comum do módulo e pela interface MPU do dispositivo SysACE. Para permitir que o *firmware* seja o mesmo para ambos dispositivos programáveis, estes são distinguíveis pela codificação de alguns dos seus pinos de entrada. A FPGA correspondente ao bloco 1 contém uma entrada codificada para o nível lógico 1 (um dos pinos de um dos bancos¹⁸ da FPGA foi ligado à alimentação do seu standard I/O) enquanto que o pino correspondente do dispositivo do bloco 2 está codificado para o nível lógico 0 (o mesmo pino foi ligado à terra do banco). Deste modo, o FW sabe qual o dispositivo responsável pelas tarefas comuns do módulo digitalizador.

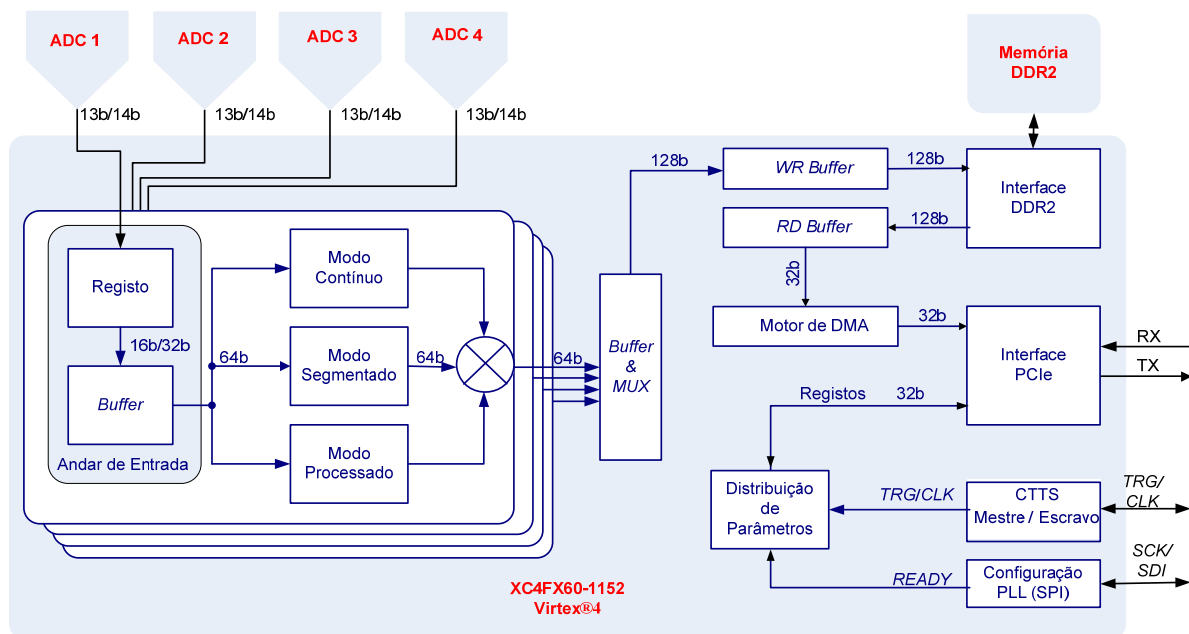


Figura 5.10: Diagrama de blocos da arquitectura do código implementado nos dispositivos programáveis Virtex 4™.

Os FWs desenvolvidos para as duas aplicações de radiação γ do JET., embora muito semelhantes apresentam algumas diferenças no algoritmo de detecção de eventos de interesse, na determinação da energia dos eventos detectados, bem como no caminho dos dados amostrados. O *core* PCIe, o *core* controlador da memória DDR2, a interface SPI, bem como todas as tarefas concretizadas pelas FPGAs que não o caminho dos dados, são idênticos nas duas aplicações.

¹⁸ Os dispositivos lógicos FPGA estão divididos por bancos onde se podem definir os vários standards I/O.

Qualquer um dos códigos desenvolvidos utiliza a linguagem de descrição lógica Verilog e o software ISE da empresa Xilinx™.

A Figura 5.10 apresenta um diagrama dos principais blocos do código implementado. A arquitectura é modular de forma a permitir uma fácil reconfiguração. Ou seja, utiliza blocos e sub-blocos para a execução de várias tarefas, para que, dependendo da aplicação, seja mais fácil substituir um desses blocos funcionais.

5.3.2 Fluxo de Dados

Cada uma das duas FPGAs está directamente ligada a 4 ADCs em modo de aquisição contínua. Cada FPGA actua com um *buffer* temporário que permite a distribuição dos dados adquiridos de três formas distintas: contínua, segmentada, e processada. Em todos estes modos de operação os dados são acomodados em palavras de 128 bits de forma a serem posteriormente armazenados em memória DDR2. Para o envio dos dados por PCIe essas palavras são organizadas em pacotes com elementos de 32 bits [Pere 10].

No fluxo de dados, desde os ADCs até memória/hospedeiro, qualquer que seja a aplicação, há pelo menos dois blocos comuns, a escrita dos dados em memória (interface DDR2) e transferência dos dados por pacotes PCIe (interface PCIe).

5.3.2.1 Bloco de entrada

Conforme o ADC usado no módulo, o bloco de entrada do FW será diferente. Para tornar a arquitectura do FW o mais genérica possível e uma vez que os ADCs apresentam resoluções diferentes, 13 e 14 bits, no esquema do *buffer* de entrada, e de modo a ficar conforme com a organização padrão das variáveis da linguagem C, faz-se um deslocamento dos bits à esquerda numa palavra de 16 bits, cujo bit mais significativo corresponde então ao bit mais significativo do ADC específico.

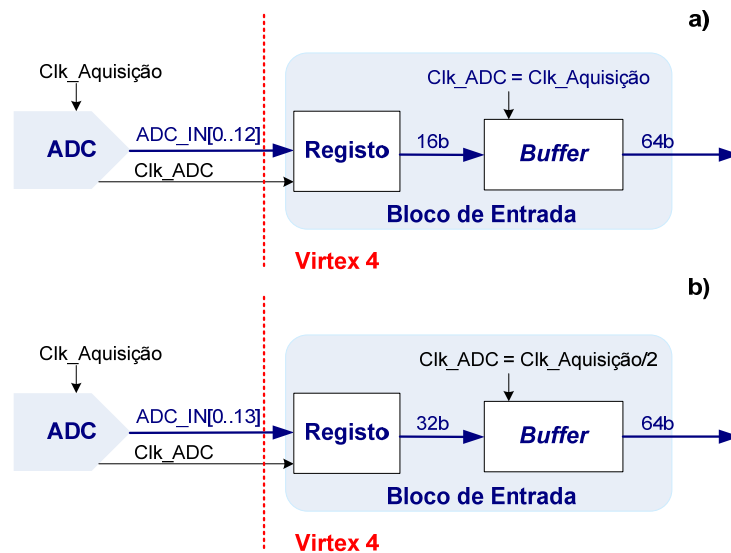


Figura 5.11: Bloco de entrada: a) ADC de 13 bits, b) ADC de 14 bits

Quando são usados os ADCs de 13 bits a 250 MHz, de taxa máxima de amostragem, então é executada uma única escrita no *buffer* de entrada para cada período do *clock* de amostragem. Por cada amostra o ADC envia para o dispositivo FPGA 13 bits de dados diferenciais e um sinal de *clock* diferencial de 250 MHz. Os ADCs de 14 bits a 400 MHz (*clk_400MHz*), por cada amostragem enviam para o dispositivo FPGA 14 pares diferenciais com os 14 bits de dados (*adc_in [0...13]*) e um *clock* diferencial com metade da frequência da taxa de amostragem (*clk_200MHz*). Esta arquitectura *double-data-rate* (DDR) implica que a FPGA receba os dados amostrados, registando-os também em modo DDR. Assim, o bloco de entrada, por cada período do *clock* de amostragem executará duas escritas (uma escrita em por cada flanco ascendente e descendente do *clock clk_200MHz*), de modo a que não haja perda de dados. Cada canal representa um sub-bloco do bloco de entrada, Figura 5.11.

O bloco de entrada é seleccionado automaticamente através de parâmetros bem definidos [Lee]. No ficheiro de parâmetros associado ao código, o utilizador tem de fixar os valores correctos dos blocos pretendidos que automaticamente serão colocados ou retirados da árvore do processo antes da compilação do código, Figura 5.12. Este processo de selecção é repetido na escolha do algoritmo de processamento.

Neste método de selecção de bloco a introduzir no *firmware*, tem que se ter em conta os parâmetros de entrada e de saída do bloco em questão, tendo estes de ser iguais, só diferenciando na gestão interna. A Figura 5.11 mostra que qualquer que seja o bloco de entrada escolhido, a saída é sempre de 64 bits. Na entrada, para este caso, a interface é com o exterior

(ADCs) e não com outro bloco interno da FPGA. Na Figura 5.11 b) somente aparecem representados 13 pares diferenciais, embora estejam ligados os 14 pares, cabendo ao FW saber quantos pares vai utilizar.

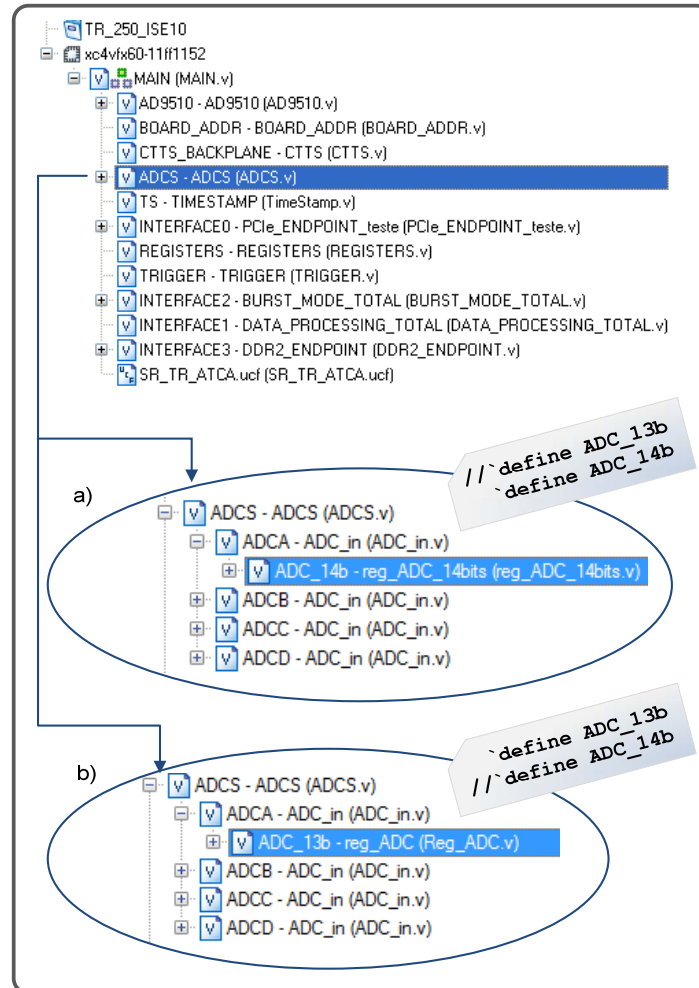


Figura 5.12: Visão geral do projecto do dispositivo Virtex™ 4 no compilador ISE10.1 da Xilinx®. Inclui a representação da colocação do bloco de entrada dos ADCs de 13 ou 14 bits de acordo com a escolha do parâmetro em questão: a) selecção do bloco dos ADCs de 14 bits (GRS); b) selecção do bloco dos ADCs de 13 bits (câmaras de raios γ);

Para maior escalabilidade e expansão futura, o *buffer* de entrada implementado permite acomodar o sinal de entrada nos bits mais significativos (MSB) de uma palavra de 16-bit e retornar uma palavra de 64 bits a um quarto da frequência de entrada. Este procedimento é requerido pela a interface DDR dos ADCs a 400 MHz, e também pelas limitações temporais da FPGA escolhida. Por exemplo, a utilização de recursos e desempenho para uma memória FIFO, varia dependendo da configuração dos recursos

selecionados durante a personalização do núcleo, sendo limitado a 285 MHz para FIFOs síncronos e 365 MHz de *clock* para FIFOs independentes [Fern 10].

5.3.2.2 *Bloco intermédio*

É no bloco intermédio que são feitas as escolhas do modo de aquisição e do modo de detecção de eventos (*trigger*) e a subsequente acomodação dos dados num buffer intermédio em palavras de 128 bits, Figura 5.14.

A escolha do modo de *trigger* só é necessária nos modos de aquisição segmentada ou processada. Em ambos os casos, um número de amostras (PTRG) é sempre armazenado num *pre-buffer* circular. O operador tem assim de escolher qual o modo de aquisição. No modo contínuo, todos os eventos amostrados passam pelo andar de entrada, depois por um *buffer* intermédio, só então são armazenados na memória DDR2 e posteriormente enviados através da interface PCIe. Nos outros dois modos de aquisição, o operador tem de escolher o modo de trigger. No modo segmentado, se um evento for detectado, são armazenadas na memória DDR2, um número pré-definido de amostras que descrevem em detalhe o evento (PWIDTH) e o tempo de ocorrência de cada pulso detectado (TS). No caso do modo processado, é armazenado o valor da energia do pulso e o respectivo tempo de ocorrência (TS). O valor do TS é importante para o mecanismo de validação dos pacotes efectuada pelo SW do módulo controlador. Concluindo, no *buffer* intermédio, consoante o modo de aquisição, os dados são armazenados com uma estrutura bem definida.

Qualquer que seja a aplicação, o operador tem a possibilidade de escolha entre uma detecção de eventos por nível ou por flanco. O que difere neste processo de detecção são os dados à entrada do andar de detecção, Figura 5.13. No diagnóstico KN3G (câmara de raios γ), a detecção de eventos é feita sobre os dados depois de terem sido submetidos ao algoritmo de processamento baseado no filtro trapezoidal. No caso da aplicação KM6S (GRS), a detecção de eventos é feita sobre os dados vindos directamente dos ADCs depois de passarem pelo andar de entrada. Mais uma vez este bloco intermédio diverge no processo de detecção de eventos para as 2 aplicações descritas, bem como no algoritmo de PHA. Estes algoritmos de detecção e de processamento estão descritos em detalhe no Capítulo 6.

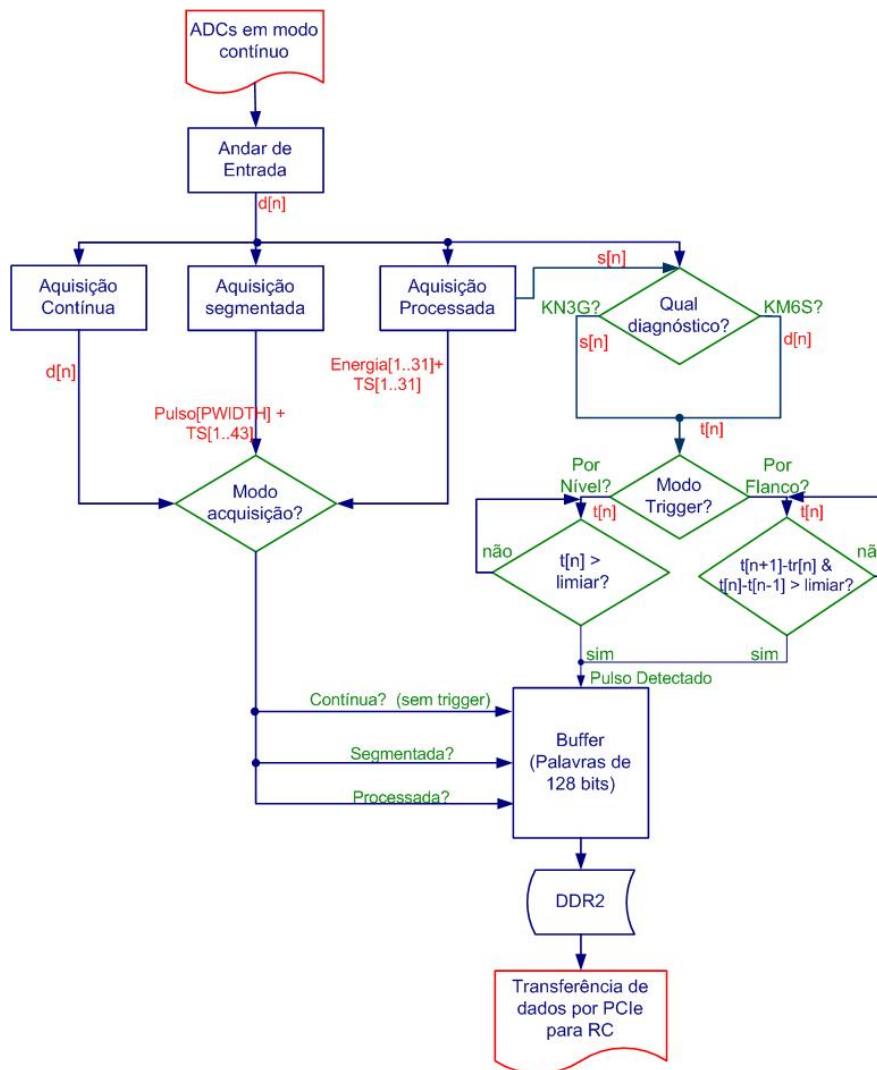


Figura 5.13: Diagrama de fluxos do modo de operação do SAPD.

5.3.2.3 Bloco de saída

CONTROLADOR DDR2

Qualquer que seja o modo de aquisição escolhido, os dados que daí resultam são armazenados em memória DDR2. Cada FPGA com quatro canais de entrada dispõe de uma memória DDR2 de 2 GB. Cada canal tem assim 512 MB de memória disponível. Os dados são armazenados em memória até esta estar completa ou até acabar o período de aquisição. Daqui resulta que, para os modos de aquisição segmentado ou processado, se um dos espaços de memória referentes ao canal que está a ter uma taxa de contagem muito superior é preenchido muito rapidamente, terminando também a aquisição nos outros canais.

O controlador da memória DDR2 foi criado a partir da ferramenta que gera as interfaces de memória da Xilinx®, MIG 2.1. Esta interface da memória, pode ser representada de uma forma modular, com três blocos fundamentais: a interface à memória, o bloco controlador e o bloco de interface ao restante código da aplicação em destaque [UG086].

CONTROLADOR PCIe

O hospedeiro (módulo controlador) inicia o processo de recepção de pacotes de dados ativando uma transferência por *Direct Memory Access* (DMA) no *endpoint* PCIe de uma FPGA do módulo digitalizador. O mecanismo DMA gera pacotes de dados no formato PCIe e envia-os para o módulo controlador. O formato das palavras depende do modo de aquisição escolhido: i) no modo contínuo os dados digitalizados dos 4 canais, estão num formato de 16 bits sequencial; ii) no modo segmentado está a sequência de amostras do pulso e o instante de ocorrência de cada pulso; finalmente, iii) no modo processado está a informação de energia dos pulsos e o instante de ocorrência de cada pulso.

De forma a permitir a transferência série de dados através da interface PCIe¹⁹, é necessária a agregação dos dados em pacotes DMA. A construção de um pacote DMA precisa de obedecer a: modo de operação, fragmentação dos dados de acordo com o tamanho suportado pelo pacote PCIe²⁰, e envio do pacote para a memória local do hospedeiro.

Na norma PCIe, o tamanho máximo do pacote de dados suportado pelo sistema é um valor constante, determinado pelo dispositivo PCIe com menor capacidade (*endpoint* PCIe, hospedeiro, comutadores PCIe). O EP de 32-bit utilizado suporta a transferência de uma carga com no máximo 512 B (32 bits largura × 128 bits profundidade); este valor é definido pela *motherboard* controladora, que tem um processador da Intel com 128 B de carga máxima (32 bits largura × 32 bits profundidade). Se no futuro for utilizada outra *motherboard* com maior carga, o comutador PCIe (PEX) irá limitar a carga do pacote PCIe a 256 B.

O *buffer* de memória onde é formado o pacote DMA tem o tamanho otimizado para 4096 B (este valor tem de ser um múltiplo do tamanho do pacote PCIe). O hospedeiro recebe pacotes DMA até ter atingido 2GB de dados recebidos (capacidade máxima da memória do digitalizador). A transferência por DMA é acompanhada por interrupções PCIe MSI²¹, que são emitidas para o hospedeiro sempre que um pacote DMA (4096 B) fica disponível. Por

¹⁹ ×1 PCIe à taxa de 2.5 Gb/s.

²⁰ *Payload size* – Carga de um pacote PCIe

²¹ *Message-Signaled Interrupts*- Mensagens assinaladas por SW.

cada sinalização, o hospedeiro acciona a rotina de resposta à interrupção, estabelece a transferência DMA e recebe o pacote.

5.3.3 Sincronismo

Na aplicação KN3G, cada FPGA verifica qual o *slot* lógico do barramento ATCA em que o módulo digitalizador está inserido (lendo o valor do endereço geográfico de hardware, HWA, proveniente do barramento). O módulo digitalizador do *slot* lógico 3 (por convenção) é automaticamente seleccionado como *mestre*. Será então este módulo que fornecerá os sinais de *clock* e *trigger* externos, ou os sinais equivalentes gerados localmente, para as linhas MVLDS do barramento que os distribuem para todos os módulos digitalizadores inseridos no bastidor.

No caso da aplicação KM6S, como só há um módulo no bastidor não existe selecção de módulos mestres nem escravos.

5.4 SOFTWARE

A interface entre o *hardware* e o sistema operativo do sistema, é feita utilizando um *device driver*, que traduz os pedidos do *software* da aplicação a correr no hospedeiro para comandos apropriados de PCIe. Uma interface genérica em C++ (API²²) baseada nas funções nativas do *device driver*, providencia a ligação entre o *device driver* e um nó de *FireSignal* (FS) [Fart 07, Neto 08, Pere 10].

A Figura 5.14 mostra o diagrama de fluxos do diagnóstico KM6S onde está representado todo o percurso desde o módulo digitalizador com os seus dois *endpoints* até à base de dados do JET onde fica guardado a última informação relativa ao diagnóstico em questão, LPF (*late Pulse file*). O *device driver* tem de comunicar com os 2 EP do módulo digitalizador para fazer o interface com o SW de alto nível. Entre o bloco final e os EP estão: o *device driver* (SW de mais baixo nível) seguido da API, que comunica com o FS que providencia o interface com o CODAS.

²² *Application Programming Interface* – Conjunto de rotinas e padrões estabelecidos por um SW de alto nível para a utilização das suas funcionalidades por programas aplicativos que não querem envolver-se em detalhes da implementação do SW, mas apenas usar seus serviços.

O módulo digitalizador é compatível com a norma PCI-Express V1.0 (PCISIG, 2008) [PICMG EXP.0] responsável pela comunicação com o *root-complex* do hospedeiro. O RC dispõe de dois espaços de endereçamento PCIe para permitir a comunicação entre o hospedeiro e o módulo digitalizador. Estes dois espaços, registos de endereçamento base, BAR (*Base Address Registers*) PCIe são denominados de BAR0 e BAR1. O sistema operativo instalado não suporta endereçamentos de 64 bits.

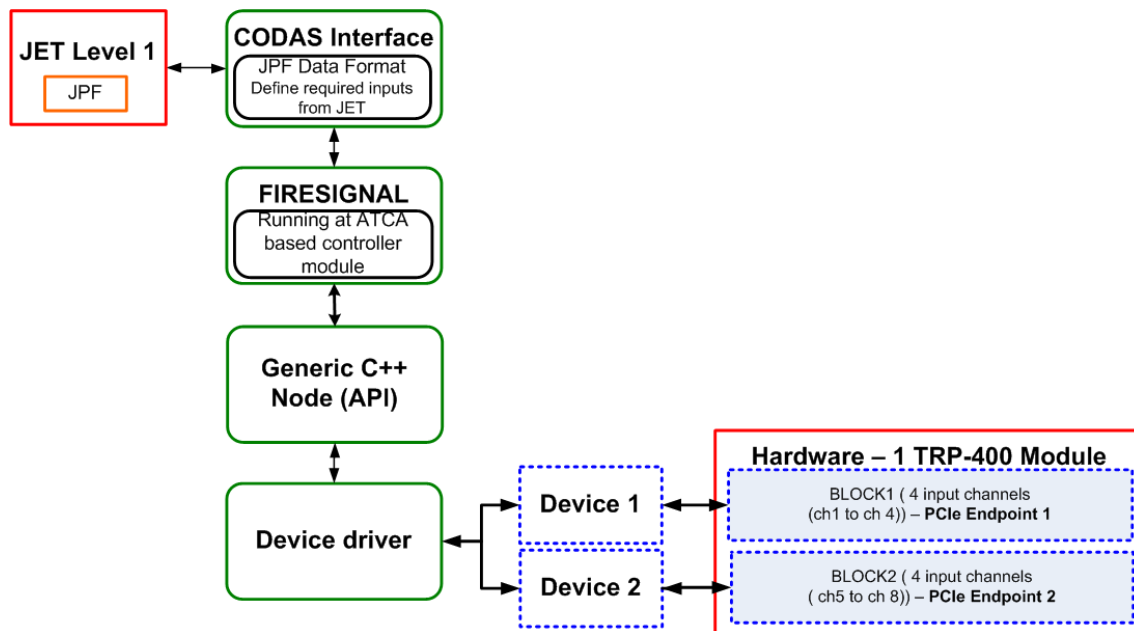


Figura 5.14: Diagrama de fluxo do SAPD[Pere 11].

O BAR0 utiliza um espaço de memória 1 MB. Como os dados digitalizados são transferidos apenas por pacotes DMA, não há acessos de escrita/leitura a este espaço de memória.

O BAR1 utiliza um espaço de memória 128 Bytes. Permite o hospedeiro configurar o módulo digitalizador através de registos de configuração.

Em resumo, o acesso aos módulos digitalizadores pelo hospedeiro está dividido em 3 categorias: i) comandos; ii) configuração, e iii) obtenção dos dados. A configuração dos registos do módulo está representada na tabela 5.1. Esta configuração é igual para as duas aplicações.

Tabela 5.2: Configuração dos registos do módulo digitalizador.

Revision ID	Status	0x0000
Command		0x0004
Post Trigger (Start Delay)		0x0008
DMA Byte Size	DMA Buffer Number	0x000c
DMA Current Buffer		0x0010
IntCnt		0x0014
NPulseEvents_CH1		0x0018
File with parameters		0x001c
DMA Address 0		0x0020
DMA Address 1		0x0024
....		...
DMA Address 15		0x005c
N_Samples		0x0060
Memory board address (MEM_INIT_ADDR)		0x0064
Data Processing		0x0068
Pulse Parameter & Threshold		0x006c
Acquisition Byte Size (ACQ_BYTE_SIZE)		0x0070
NPulseEvents_CH2		0x0074
NPulseEvents_CH3		0x0078
NPulseEvents_CH4		0x007c

5.5 PRODUÇÃO DO PROTÓTIPO

O desenvolvimento de um sistema de aquisição de tão alta velocidade envolve a utilização de muitas ferramentas informáticas e equipamentos complexos. Os componentes foram seleccionados, fundamentalmente, em função da sua tecnologia (p. ex: desempenho), disponibilidade e preço. Na maioria dos componentes não se conseguiu reunir as três características, tentando-se escolher sempre o melhor compromisso (p. ex: disponibilidade normalmente significa um custo elevado).

Os diagramas esquemáticos foram realizados na ferramenta Orcad Capture da empresa Cadence Design Systems. O *software* Orcad foi escolhido para rentabilizar a simbologia já existente *in-house*, bem como a fornecida por alguns fabricantes de circuitos integrados.

A lógica programável utilizada nas duas FPGAs foi desenvolvida com recurso à ferramenta ISE da empresa Xilinx®. A linguagem utilizada foi Verilog. O simulador utilizado foi o ModelSim da empresa Mentor Graphics.

As placas de circuito impresso foram desenhadas com a ferramenta PCB Editor (da Cadence). O desenho foi feito manualmente (apesar de ser um processo moroso) para garantir

que as linhas mais críticas (ex: 2,5 Gb/s, memória DDR2, os dados dos ADCs a 400 MHz, em suma todos os pares diferenciam com sinais com largura de banda superior a 100 MHz) iriam ter as características e o comportamento desejados. A intervenção humana permitiu ainda diminuir o número de camadas dos circuitos, devido a uma melhor otimização das linhas desenhadas por comparação com um *Autorouter*.

Os ficheiros de maquinação foram também gerados pelo software PCB Editor, após se terem criado os ficheiros com os parâmetros de fabrico das respectivas camadas e o ficheiro dos parâmetros para a montagem automática.

5.5.1 Montagem de componentes e testes funcionais

Devido ao grau de complexidade do PCB, o protótipo foi montado de forma faseada de modo a poder ser testado parcialmente, com o intuito de facilitar a identificação de possíveis problemas. Os testes parciais do protótipo correram de forma célere e conforme as expectativas. A montagem dos módulos de produção trouxe alguns problemas, pois foram montados integralmente, sem o cuidado de soldar, primeiro as BGAs (o módulo conta com três BGAs de grandes dimensões, 2 Virtex™ 4 com 1152 pinos e um PEX8516 com 312 pinos).

A montagem integral dos módulos coincidiu também com a mudança da tecnologia com chumbo (solda, circuitos impressos, componentes BGA) para a tecnologia RoHS²³ (conhecida como *lead free*). A ausência de chumbo no processo de assemblagem implica um aumento de temperatura de fusão. A solda tradicional, composta por 60% de estanho, Sn, e 40% de chumbo, Pb, funde a 180° C. Enquanto que a solda sem chumbo funde a 217° C [RoHS1, RoHS]. Isto significa que os circuitos integrados, componente passivos e PCBs têm de ser capazes de suportar estas temperaturas de modo a permitir que a solda sem chumbo seja usada.

Este processo é muito recente, tanto ao nível da indústria, como ao nível da experiência do IPFN. Este problema foi sendo ultrapassado com a experiência adquirida, sendo a taxa actual de sucesso na soldadura da ordem de 83% valor este ainda não considerado adequado.

²³RoHS – Restriction of Certain Hazardous Substances - é uma legislação europeia que proíbe que certas substâncias perigosas sejam usadas em processos de fabricação de produtos, tais como: cádmio (Cd), mercúrio (Hg), cromo hexavalente (Cr(VI)), bifenilos polibromados (PBBs), éteres difenil-polibromados (PBDEs) e chumbo (Pb).

O facto do módulo digitalizador ser muito denso e a existência de componentes pesadas nas suas extremidades, leva a supor que no processo de soldadura a placa sofre torções mecânicas, levando à perda de ligação de alguns pinos das BGAs. Por esta razão este digitalizador será refeito em formato AMC. Para superar este problema recorreu-se ao uso dos sockets para BGAs, comercializados pela empresa ERMEC [ERMEC] (FHSB1152-716GG, e adaptadores FHAX1152-715G). Estes *sockets* permitem inspeccionar a soldadura electricamente e só depois inserir o adaptador com a componente BGA previamente soldada (mais facilmente dado a pequena massa do conjunto BGA/adaptador). Este processo reduz a probabilidade de estragar as (caras) FPGAs Virtex™ 4, Figura 5.15 e tem uma taxa de sucesso de montagem mais elevada.

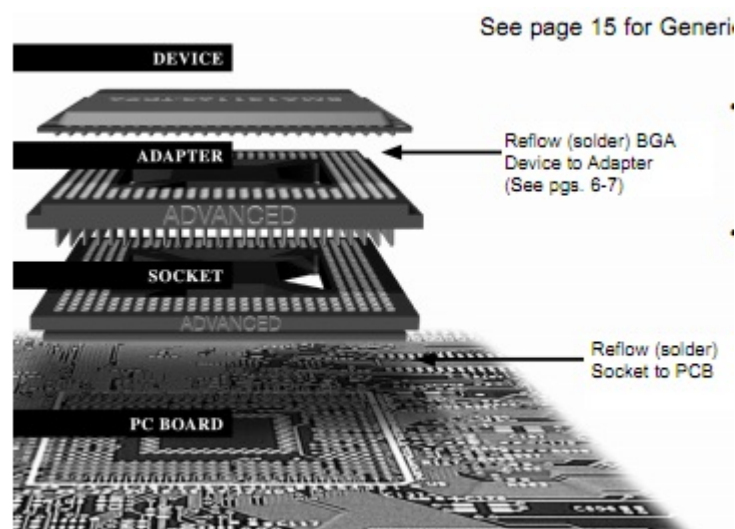


Figura 5.15: Vista de um PCB com aplicação do socket para BGA[ERMEC].
No *socket* é, posteriormente, aplicado o adaptador, onde se solda a o circuito integrado BGA.

5.5.2 Eventuais reparações ou incorporação de modificações

No módulo digitalizador foram separados os planos de cada canal, quer de terra quer de alimentação (5V e 3,3V), dos correspondentes planos digitais. Este cuidado evita a propagação do ruído digital à parte analógica do circuito por efeitos capacitivos (incluindo pelas vias de passagem entre camadas), ou por correntes induzidas nos planos.

As seguintes melhorias são passíveis de serem incorporadas numa futura versão do PCB da placa:

- 1) Introduzir um comutador para seleccionar o tipo de lógica (positiva ou negativa) dos pinos de ligar/desligar dos conversores DC-DC (maior escolha de fabricantes);
- 2) Mudar os dois conversores DC-DC cada de 100 W para um único de 150 W para minimizar a torção da placa durante o processo de soldadura do módulo.
- 3) Ligação do endereçamento ATCA à FPGA.
- 4) Corrigir a compatibilidade dos ADCs, ADS5444 e ADS5474, cuja tensão de referência difere no *pinout* do CI.
- 5) Corrigir a alimentação da resistência quando se pretende um acoplamento DC. Deve-se isolar a alimentação, utilizando uma ferrite e um condensador de 0.1 uF.

CAPÍTULO 6

Testes e Resultados

6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve a integração do sistema de aquisição e processamento de dados nos diagnósticos de raios- γ no JET, os testes mais relevantes ao SAPD que foram feitos em laboratório e os resultados obtidos com o SAPD para os dois diagnósticos, KN3G e KM6S, quer com as fontes radioactivas, quer com diferentes descargas ocorridas no tokamak JET especialmente nas campanhas C27 e C28. A Figura 6.1 mostra o SAPD do diagnóstico KM6S instalado no cubículo do KM3/ECU1/001 do JET.

Durante as descargas do tokamak JET, a emissão de radiação γ , conforme já referido no capítulo 2, decorre das reacções das partículas rápidas e os iões do combustível, ou, mais frequentemente, com impurezas como o carbono e o berílio. As maiores fontes de iões rápidos presentes nas descargas em questão são a injeção de feixe de neutros com energias da ordem dos 50 a 150 keV (NBI) e aceleração dos iões por ICRH.

No diagnóstico KM6S, de forma a testar a capacidade de resposta do sistema de aquisição em experiências com elevadas taxas de contagem, foram feitas experiências fora do JET com o sistema completo (detector + PMT +SAPD). Os resultados são apresentados na secção 6.3.3. O objectivo destas experiências foi determinar qual a taxa de ocorrência de acontecimentos que o sistema e algoritmos de processamento conseguem suportar produzindo espectros, e, fundamentar a perda de resolução em energia quando comparando resultados com baixa ocorrência de eventos. Para tal, o sistema de espectroscopia foi enviado para o Instituto Técnico de Física IOFFE em S. Petersburgo, com a finalidade de testá-lo numa experiência de ciclotrão de feixes de iões, Figura 6.2, e também para o Instituto Nacional de Física e Engenharia Nuclear Horia Hulubei, IFIN HH, sedado em Magurele, Roménia, para ser submetido a uma experiência com o acelerador de partículas de Tandem Van Der Graaf¹, Figura 6.3.

¹ É um acelerador linear supercondutor, que fornece feixes de energéticos de iões pesados para uso em experiências fundamentais da física nuclear. As duas características mais importantes do acelerador são: acelera isótopos de vários

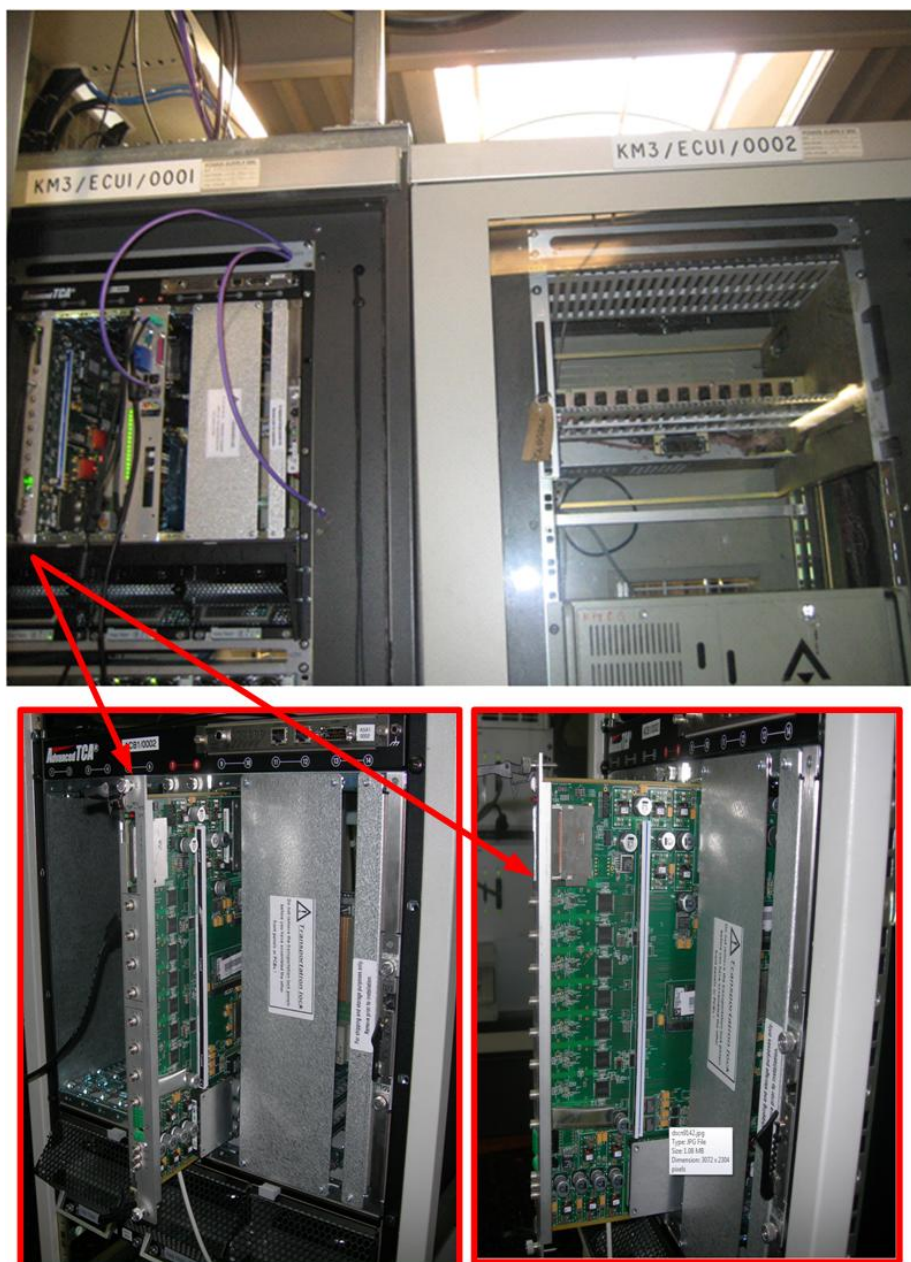


Figura 6.1: SAPD do KM6S instalado no cubículo do CODAS.

elementos, do hidrogénio até bromo (ou seja, os 35 elementos mais leves), e, a velocidade do feixe final é facilmente e continuamente variável.



Figura 6.2: Ciclotrão existente no IOFFE.



Figura 6.3:Tandem de Van der Graaf - IFIN HH.

6.2 INTEGRAÇÃO DOS DIAGNÓSTICOS DE MEDIÇÃO DE RADIAÇÃO γ NO JET

Toda a operação do JET, nomeadamente: i) o controlo das diversas plantas referentes a subsistemas de maior envergadura e importância, tais como: a fonte de campo toroidal e

campo poloidal, a câmara de vácuo, o aquecimento por radiofrequência, o LHCD; e ii) aquisição de cerca de 80 subsistemas de diagnóstico divididos em 9 grupos distintos (DA-DJ) é feita a partir da sala de controlo central, através de um sistema computacional, de controlo, aquisição de dados, comunicações e bases de dados, denominado CODAS [Fart 07]. Os 2 diagnósticos em questão pertencem ao grupo de diagnósticos DD. Os subsistemas que são essenciais para a operação do JET (i.e. para a segurança da máquina e controlo do plasma) são sempre definidos como essenciais, os restantes podem ser activados ou desactivados para as diversas descargas pelo operador do diagnóstico, Figura 6.4. Sempre que um determinado diagnóstico é activado os respectivos JPF e LPF são armazenados na base de dados do JET.

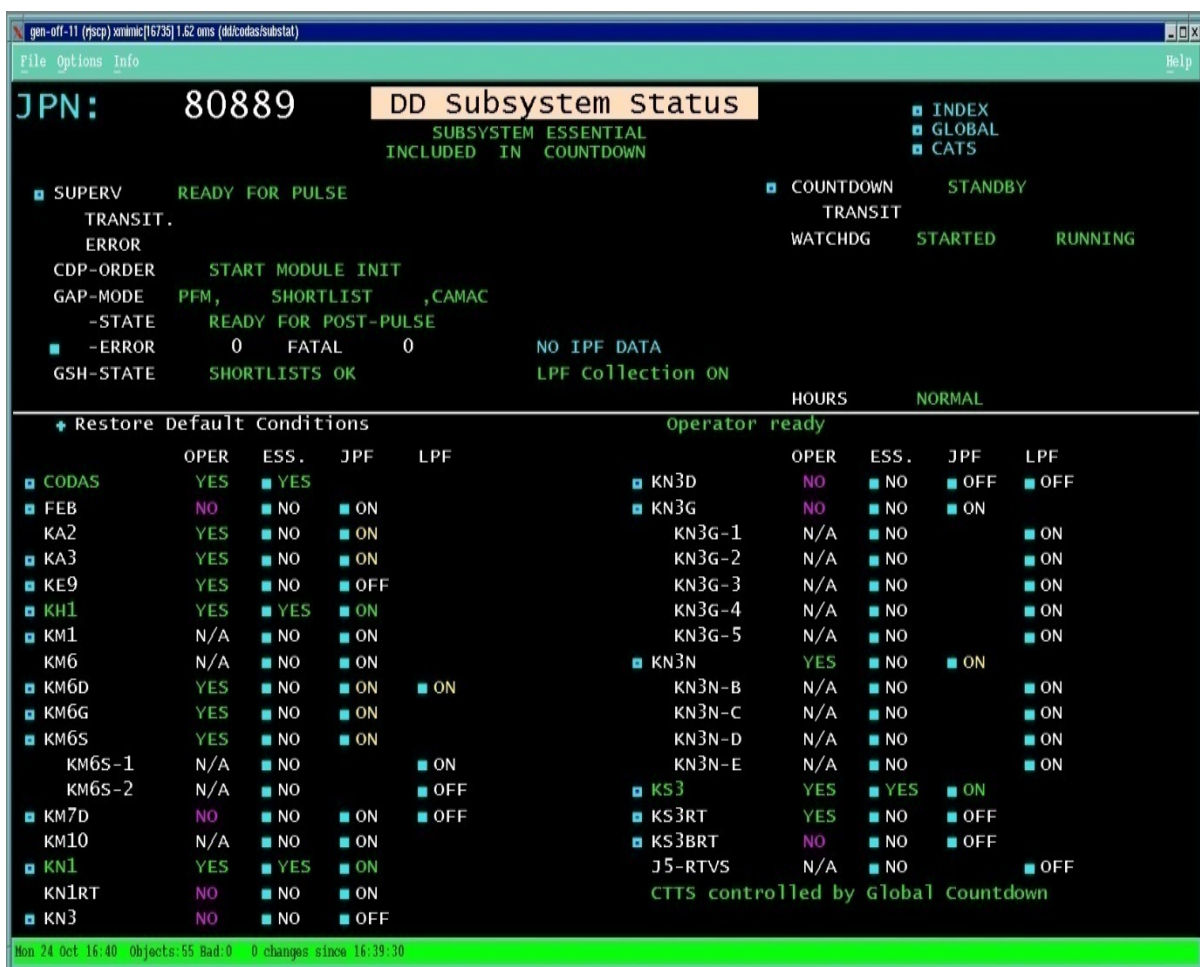


Figura 6.4: Estados dos subsistemas englobados no grupo DD para a descarga # 80889.

A arquitectura do CODAS apresenta uma estrutura hierárquica e modular definida em 3 níveis: i) nível 1 – interface *standard* homem/máquina (uso do protocolo HTTP); armazenamento e análise de dados; temporização central (CTTS); ii) nível 2 – definido ao nível dos subsistemas, permitindo o seu controlo convencional, aquisição de dados,

temporizações e interligações; e, iii) nível 3 – definido ao nível das componentes individuais de cada subsistema (por exemplo, no diagnóstico KN3G (subsistema) é responsável pela polarização e alimentação dos detectores CsI(Tl)) [Fart 07, Van 89].

Em suma, é no nível 1 do CODAS que se prepara o pulso de descarga fazendo a configuração de todos os subsistemas e sua validação. É também neste nível que ocorre a aplicação de algoritmos de processamento de dados adquiridos do plasma de modo a deduzir parâmetros de controlo da máquina e repor configurações anteriores de relevância física. Posteriormente, os níveis 2/3 iniciam o controlo e aquisição de dados [Fart 07, Van 89]. Os subsistemas são desenvolvidos para serem autónomos de forma a permitir que a sua integração seja independente do resto dos subsistemas do JET.

6.2.1 Interface do sistema ao CODAS

A interface de qualquer diagnóstico ao CODAS é baseada no protocolo HTTP. Estas interfaces são coloquialmente chamadas de "caixas pretas". Tipicamente, é necessária pelo menos uma ligação à rede, um sinal de *trigger*, um sinal de *clock* de sincronização (CTTS) e a definição dos sinais de entrada/saída em cada um dos lados da interface. [Fart 07]. Assim os diagnósticos têm de providenciar um servidor HTTP onde o sistema de *software* central, GAP², actua como um cliente. O GAP prepara um diagnóstico para um pulso de descarga e, assim que a descarga termina faz a colecta dos dados adquiridos pelos vários diagnósticos (plantas) para a base de dados JPF (*JET Pulse File*), ou dados já processados para a base de dados PPF (*Post Processed File*)[Hogb 02, Neto 08].

Nos dois subsistemas, KM6S e KN3G, a interface entre o HW e o sistema operativo do sistema é feita por um *device driver*, que traduz dos pedidos de SW de alto nível para comandos apropriados na interface PCIe. Uma interface genérica em C++ providencia a ligação entre o *device driver* e um nó FireSignal, FS [Neto 08, Pere 10]. Este nó implementa então a interface com o CODAS, integrando o servidor HTTP. O FS providencia a preparação do diagnóstico antes de um pulso de descarga de plasma do JET, configurando o HW com os parâmetros inseridos pelo operador na sala de controlo (abrindo a janela de configuração da planta). Alguns dos parâmetros necessários à configuração dos módulos

²No JET, ao sistema central de *software* de aquisição dá-se o nome de GAP. É este sistema que faz a colecta dos ficheiros de pulso do JET (JPF), que corresponde a todos os dados dos diagnósticos obtidos num pulso de descarga do JET.

digitalizadores são: frequência de aquisição, parâmetros dos filtros de detecção e processamento, número de amostras, entre outros.

Nas Figura 6.5 e Figura 6.6 estão os exemplos das plantas de controlo para cada um dos diagnósticos descritos (subsistemas).

The screenshot shows a software interface titled "Diagnostic KM6S (GRS)" with a menu bar (File, Plant, Algo&Val, Reference, Edit, News, Info, Help) and a "Config File" button. The main area is divided into two columns: "Board 1 Settings" and "Board 2 Settings".

Parameter	Board 1 Value	Board 2 Value
Acquisition Type	Single	Single
Interleaved Chans	1	1
Frequency (MHz)	400	400
Acquisition Mode	Raw	Raw
Trigger Type	Hardware	Software
Start Delay	400000000	200000000
Pre-trigger Samples	40	16
Pulse Width	24	24
Trigger Accuracy	1	1
Proc K (rise time)	1	1
Proc L (flat top)	1	1
Proc M (pole zero)	1	1
Proc T (trig level)	1	1
Max Acq Bytes	1048576	1048576
Channel 1	ON	OFF
Channel 2	OFF	OFF
Channel 3	OFF	OFF
Channel 4	OFF	OFF

Figura 6.5: Planta de configuração do subsistema KM6S para uma descarga no JET. Configura um módulo digitalizador.

Nos dois diagnósticos o bastidor ATCA está ligado ao sistema de temporização CTTS, o qual os despoleta e os indexa ao tempo absoluto da experiência (utilizado posteriormente para correlacionar temporalmente os dados adquiridos). Quando uma nova descarga ocorre, o nó passa ao estado inicializado (pronto a adquirir) e espera pelo *trigger* fornecido pelo CTTS. No final da descarga, logo que o HW disponibiliza os dados adquiridos, estes são guardados no sistema de ficheiros local mapeado no servidor HTTP. Se uma descarga é abortada, esta informação é imediatamente passada para todos os nós, que procedem à sua paragem e se necessário reinicializam o HW [Neto 08].

6.2.2 Acesso à base de dados científicos do JET

Os subsistemas KM6S e KN3G são diagnósticos especiais porque geram uma grande quantidade de dados. Usualmente são criados os ficheiros do pulso do JET, JPFs, entre cada pulso de descarga (cerca de 20 minutos), onde todos dados adquiridos (de todos os diagnósticos) resultantes do pulso de descarga do JET são armazenados. A colecta de 4 GB entre cada pulso de descarga de um diagnóstico, não pode ser garantida devido ao grande volume de dados gerado por todos os subsistemas existentes. Consequentemente, estes diagnósticos geram LPF³s em vez que JPFs, sendo feita a passagem dos dados do subsistema (os dados são armazenados no módulo controlador) para a base de dados do JET no final do dia (depois de acabarem as experiências, normalmente é feita durante a noite) e não forçosamente entre pulsos de descarga, tal como acontece aos JPFs. Assim, foi previamente estipulado que o diagnóstico tem de ter a uma capacidade de armazenamento de 2 dias de descargas antes da sua colecta ser feita.

Para se proceder à leitura dos dados arquivados dos 2 diagnósticos, sejam eles JPFs ou LPFs, é necessário saber o número da descarga de interesse e o nome do diagnóstico. O diagnóstico KN3G tem a referência “DD/N3G-CHX<00Y?DIAG=KN3G-Y&TYPE=LPF”, em que cada canal das câmaras corresponde a X e o módulo onde estão os canais corresponde a Y, o tipo de diagnóstico é representado por DD. No caso do diagnóstico KM6S a referência é dada por “DD/M6S-CHX<00Y?DIAG=KM6S-Y&TYPE=LPF”.

³ *Late Pulse File* – Último ficheiro do pulso (referente a um determinado diagnóstico).

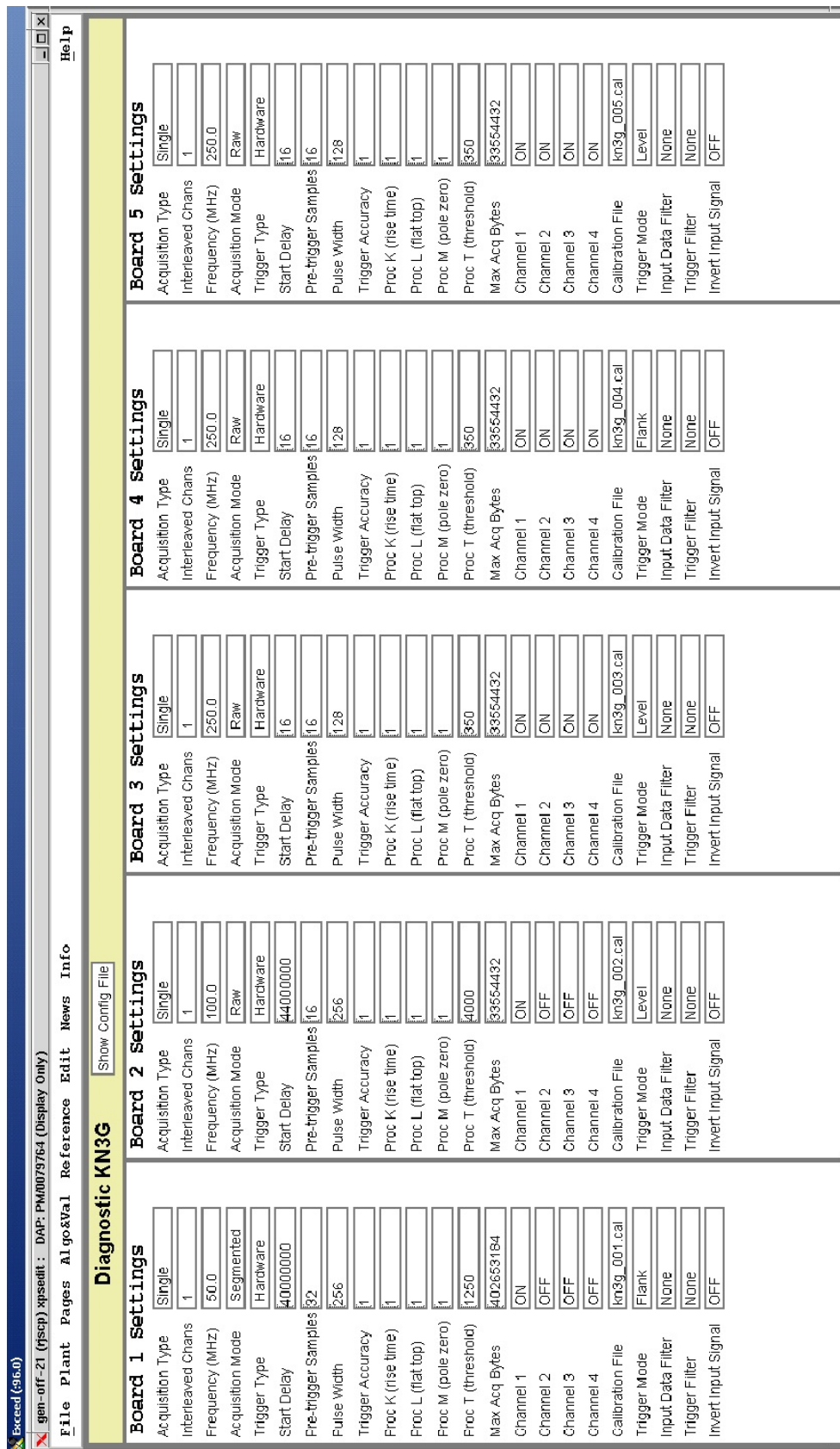


Figura 6.6: Planta de configuração do subsistema KN3G para uma descarga no JET. Configura 3 módulos digitalizadores.

6.2.3 Algoritmo de detecção de eventos

Em sistemas ideais em que a relação sinal ruído é óptima, para detectar eventos, basta aplicar um algoritmo simples baseado numa tensão de limiar fixa (nível de discriminação), representado na Figura 6.7 a). Para a detecção por nível, cada amostra é comparada com o nível predefinido de discriminação, T . Sempre que a amostra for superior a esse limiar, é detectado um evento.

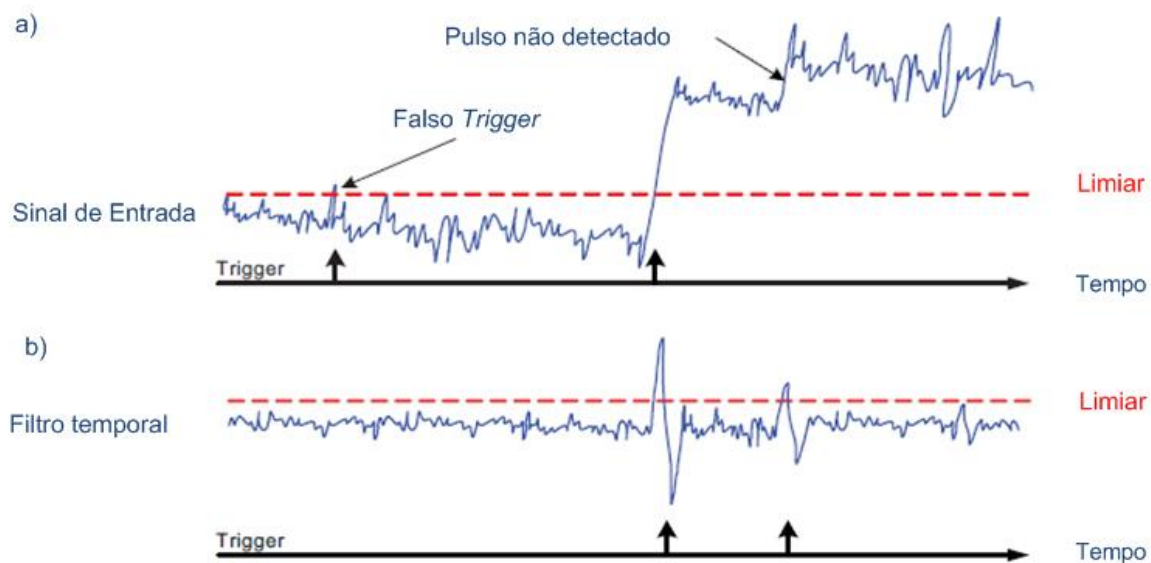


Figura 6.7: Detecção de pulsos [CAEN].
Detecção de pulsos usado no diagnóstico KM6S.

Porém, este tipo de detecção não é adequado para a maioria das aplicações de física, tal como acontece nos diagnósticos em destaque. É necessário aplicar filtros digitais que façam rejeição de ruído, cancelem a linha de base e façam conformação do sinal e análise temporal. Na Figura 6.7 b) está representado um filtro temporal de diferenciação, ou mais conhecido por filtro de determinação do máximo declive. Neste filtro, 2 amostras sucessivas são subtraídas. Se o resultado for superior a um nível predefinido de discriminação, T , então é detectado um evento. O filtro fica ainda mais imune ao ruído se em vez de se fazer a subtração de 2 amostras sucessivas, forem feitas as diferenças de 4 amostras sucessivas, ou seja, se uma amostra for representada por $d[n]$, é detectado um evento quando $d[n]-d[n-1] > T$, $d[n-1]-d[n-2] > T$ e $d[n-2]-d[n-3] > T$.

6.2.3.1 KN3G

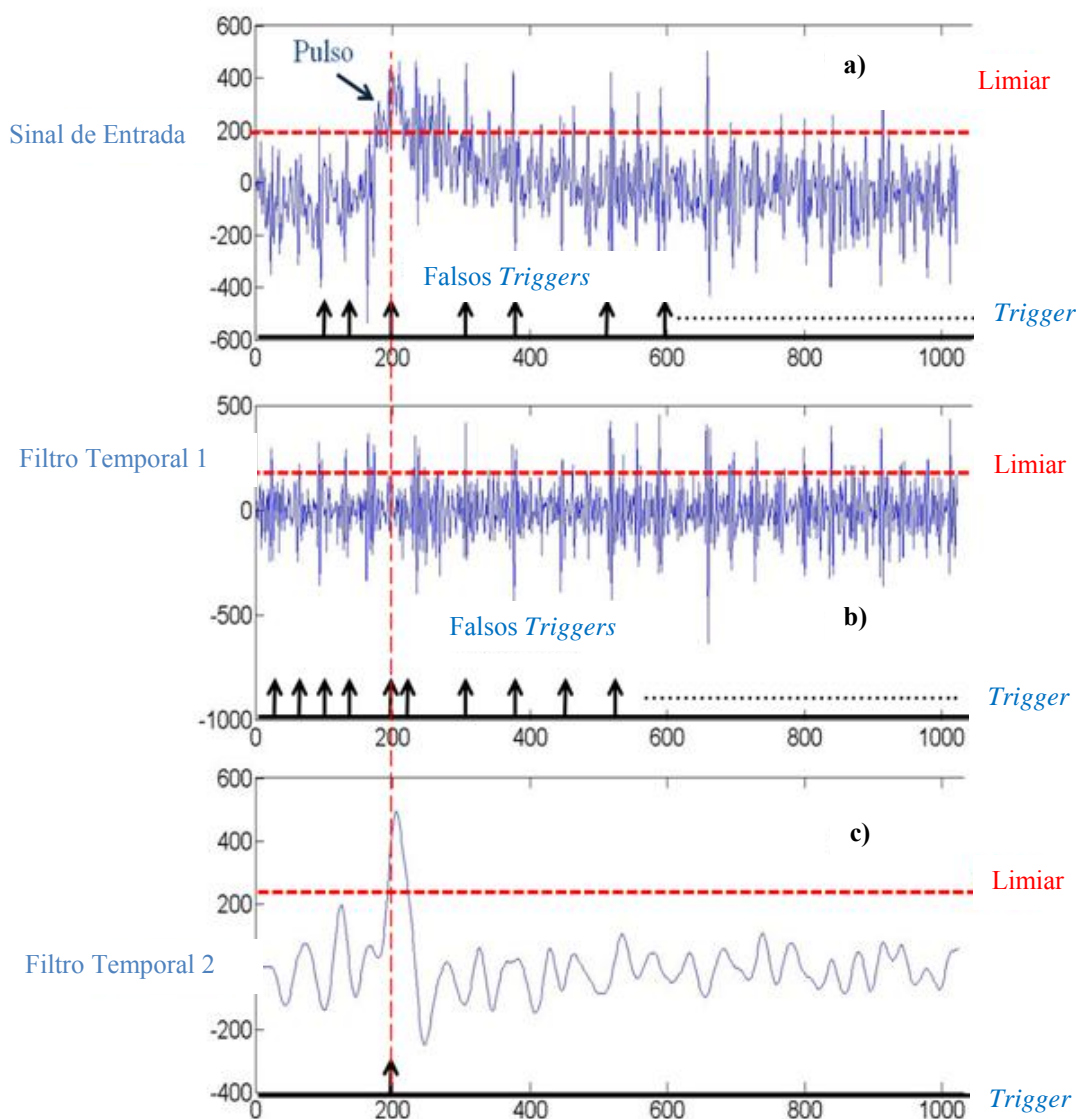


Figura 6.8: Detecção de pulso usando um filtro temporal baseado no filtro trapezoidal. Detecção utilizado no diagnóstico KN3G.

No caso do subsistema KN3G, uma vez que se está a trabalhar com ganho unitário, a relação sinal/ruído é muito baixa, pelo que a detecção de eventos por diferenciação não é de todo eficaz. Para se conseguir o reconhecimento dos eventos, teve de se aplicar um filtro baseado no filtro trapezoidal, e só depois é feita a detecção por nível ou por flanco. O resultado está representado na Figura 6.8.

O ruído apresentado pelo diagnóstico (o ruído vindo de todos os sistemas existentes no interior da câmara de vácuo é captado pelo cabo coaxial de cerca de 70 m que está ligado entre o pré-amplificador do detector e o SAPD), aliado aos sinais de amplitude muito baixa

(os sinais vindo de um PD PIN), faz com que este diagnóstico seja um desafio na aplicação de algoritmos de detecção em tempo real. O filtro trapezoidal será descrito na próxima secção com mais detalhe.

6.2.3.2 *KM6S*

No caso do diagnóstico KM6S, o ganho é ajustado no próprio PMT para se adequar ao SAPD e a relação sinal ruído é suficientemente boa para que o algoritmo de detecção seja baseado na diferenciação do sinal de entrada, seguido da comparação do resultado da diferenciação com um nível amplitude (limiar) pré-definido pelo utilizador, Figura 6.7 b). O valor do limiar é definido depois de se calibrar o sistema.

6.2.4 **Algoritmo de processamento - PHA**

6.2.4.1 *Algoritmo trapezoidal*

O processamento digital do sinal pode ser feito tanto ao nível do dispositivo programável, FPGA, processamento em tempo real, como no processador da *motherboard* em pós-processamento. O primeiro destaca-se pelo seu excelente desempenho num grande número de operações simples processadas paralelamente que suportam as elevadas taxas de aquisição sem que haja perda de dados. O pós-processamento suporta algoritmos mais complexos mas a taxas mais moderadas [Pere 08].

O objectivo inicial do desenvolvimento do SAPD foi o de conseguir obter a informação de amplitude dos sinais digitalizados em tempo real. Prática inevitável, para taxas tão elevadas de aquisição, que possibilite o armazenamento de toda a informação de um pulso de descarga do tokamak (uma vez que este tempo tende a aumentar). Nas duas aplicações presentes, aquisições segmentadas continuam a ser suficientes para conseguir varrer o pulso de descarga do JET. No entanto, sendo o objectivo final a aplicação dos diagnósticos no ITER, a segmentação terá de ser substituída pela aplicação de um algoritmo que forneça somente a informação desejada. No presente caso, a energia de cada pulso e seu instante de ocorrência.

O algoritmo de PHA a desenvolver tem de ser suficientemente simples para ser implementado em linguagem descritiva de HW (Verilog) e suficientemente eficaz para resolver com eficiência as linhas de energia obtidas pelos sistemas de detecção de radiação γ (cintilador + detector de luz (PMT ou PD)).

Quando um raio γ deposita a sua energia num cintilador, os átomos na vizinhança da incidência são excitados para estados de energia mais elevados. Estes átomos desexcitam de forma aleatória cada um produzindo um fóton de luz visível. Como a incidência de cada raio γ corresponde a um impulso, a saída do detector é a resposta do sistema ao impulso. O resultado final é um pulso de luz com uma subida rápida e cuja amplitude diminui de acordo com a constante de decaimento, característica do cintilador e PMT ou PD. Esta conformação do impulso inicial pode ser pensada como uma convolução, Figura 6.9 [Smith].

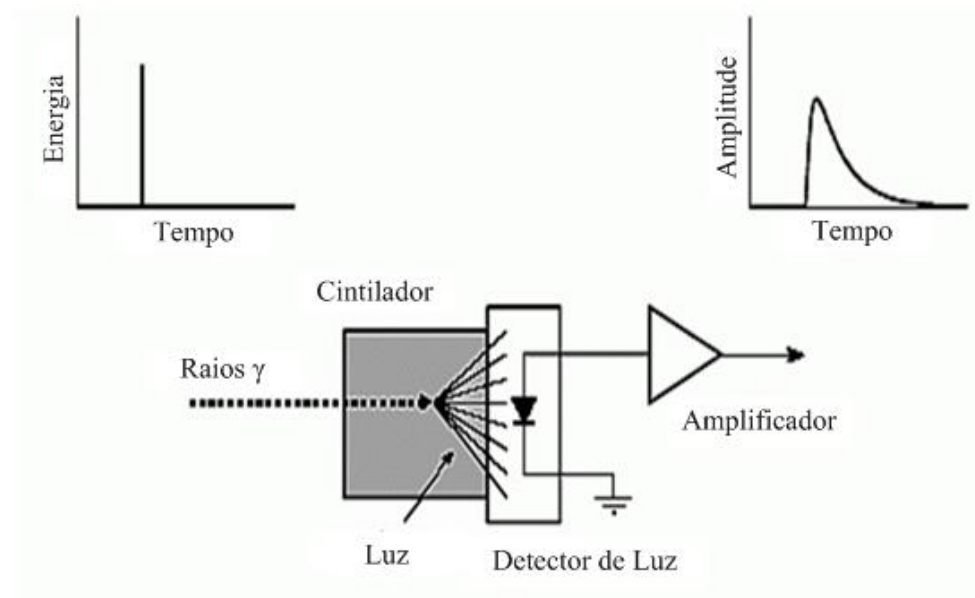


Figura 6.9: Exemplo de convolução. Resposta de um detector ao impulso de energia de radiação γ incidente.

O tempo de subida do impulso, num destes sistemas de detecção, normalmente apresenta flutuações decorrentes de mecanismos físicos que ocorrem no detector, da radiação detectada, das limitações do pré-amplificador, entre outros. São exemplo destes processos a recolha incompleta de carga devido à presença de "centros de captura" num cristal detector, ou o chamado défice balístico⁴ do bloco de integração no andar de pré-amplificação [Knoll].

⁴ O défice balístico representa a medida de eficiência de integração da carga por parte do andar de amplificação (pré-amplificador). Observam-se variações de amplitude no impulso de saída devido ao facto de a duração do impulso de corrente do detector ser função da posição da interação dentro do próprio cristal.

Uma das consequências é aparecimento de desvios sistemáticos nos centróides do fotopico que afectam a própria linearidade do espectrómetro.

Da literatura, o filtro trapezoidal aparece como um filtro adequado na determinação do PHA em espectroscopia de radiação γ , para tempo real [Jord 93, Jord 94]. Esta escolha deve-se ao facto de, entre as várias técnicas de conformação de pulsos, (semi-gaussiana, triangular, etc), a conformação trapezoidal com o seu topo plano reduzir o efeito do défice balístico e recolha incompleta de carga [Jord 93], repor a linha de base através da sua média deslizante e fazer o cancelamento do pólo/zero, introduzido pelo andar de amplificação do sistema. Embora, a conformação ideal seja a de cúspide porque apresenta a melhor relação sinal/ruído, esta conformação não   prática porque, teoricamente, tem uma duração infinita de tempo [Jord 93].

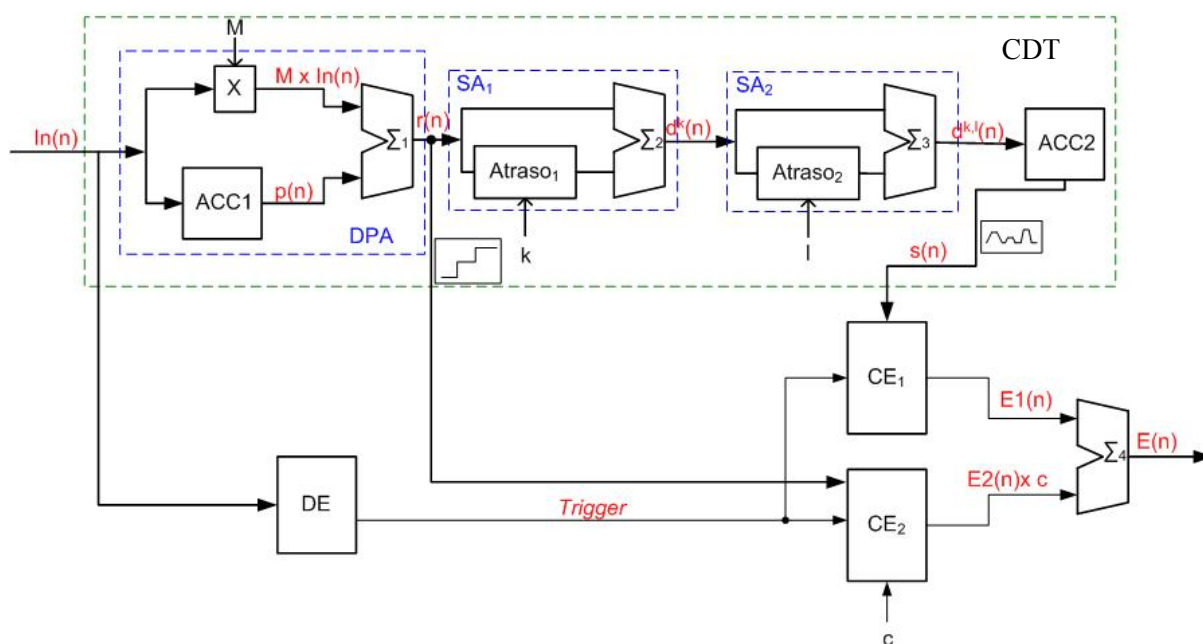


Figura 6.10: Diagrama de blocos do algoritmo de determinação da energia dos pulsos. O algoritmo é baseado no filtro trapezoidal [Pere 08].

O processamento ao nível do dispositivo programável foi teoricamente testado e o algoritmo (implementado no dispositivo programável) encontra-se representado na Figura 6.10. Cada ADC   directamente ligado ao bloco de processamento, representado pelo Conformador Digital Trapezoidal (CDT) e ao Detector de Eventos (DE), e, embora não esteja representado na Figura 6.10, é ainda directamente ligado a um *buffer* circular, onde o impulso adquirido fica temporariamente armazenado.

No bloco de processamento, o pulso adquirido, $In(n)$, passa pelo primeiro andar do CDT, representado pelo bloco de Desconvolução Passa-Alto (DPA) para tentar minimizar a convolução indesejável (problema inerente à transferência de informação analógica). Para além da diferenciação sofrida pelo sinal no andar de pré-amplificação, também o módulo digitalizador acrescenta um filtro passa alto, cuja frequência de corte a 3 dB é de 100 Hz. Este filtro decorre do facto de a arquitectura do andar de entrada ter acoplamento AC.

O bloco DPA, quando recebe à entrada um pulso de decaimento exponencial com uma constante de decaimento τ , devolve um sinal em degrau que pode ser usado, até determinado ponto, para determinar a energia do pulso, quando a distância entre degraus é curta (existência de empilhamento). O sinal de saída do DPA, $r(n)$, é posteriormente atrasado por 2 blocos de subtracção, SA (Subtracção de Atraso). Cada um destes blocos SA_1 e SA_2 apresenta um parâmetro reconfigurável, k e l , respectivamente. A saída do CDT, é um trapézio com um flanco de subida (descida) com o valor mais pequeno entre o k e l . O topo do trapézio tem a duração do valor absoluto da diferença entre k e l . [Jord 94]. A duração do topo plano deve ser suficiente para acomodar as variações do tempo de subida mas, suficientemente pequeno para evitar empilhamento. Este valor tem que ser um compromisso dos dois factores mencionados. O tempo de subida do trapézio é igual à constante de decaimento do pulso vindo do detector [Jord 93].

Sempre que o DE detecta um pulso, acciona os blocos que Calculam a Energia, CE_1 e CE_2 , ao mesmo tempo que determinam o número de pontos entre pulsos. Se o número for superior a $k + 2 \times l + 2$ (mínimo de pontos para que o CE_1 possa operar), então o CE_1 calcula a energia, caso contrário, o CE_2 calcula a energia do pulso empilhado que depois de ser multiplicado por um factor de escala, c , para adaptar as energias, pode ser adicionada ao espectro final de energias. CE_1 determina a energia a partir do topo plano do trapézio e da linha de base do trapézio. CE_2 calcula a energia calculando a diferença entre os degraus depois de restaurar a linha de base, fazendo uma média para um número de pontos pré-definido que ocorreram antes da detecção do pulso.

Para provar que o algoritmo se adequa às aplicações em causa, foram gerados⁵ pulsos com 20 ns de constante de decaimento. Os dados foram amostrados a 500 MHz⁶. Com uma taxa tão elevada de empilhamento, tem de haver um compromisso na configuração dos parâmetros usados no CDT, k e l . Diminuindo a largura do trapézio, o CE_1 pode ser usado

⁵ O programa utilizado neste estudo foi o MATLAB® versão R2009a, da MathWorks™.

⁶ Estes valores foram baseados no diagnóstico KM6S, que, inicialmente, iria funcionar a 500 MHz (2 canais de 250 MHz intercalados) e cujos pulsos a analisar iriam ter uma constante de decaimento de 20 ns.

num maior nº de pulsos e não só em alguns pulsos que ocorrem, pelo menos, à distância de 3 constantes de decaimento (95% área do pulso). Na Figura 6.11 estão representados os espectros obtidos a partir de uma simulação feita com 100 kpulsos com 2 energias, somadas de ruído Gaussiano, variação de linha de base e 75% de empilhamento: a) discriminador de amplitudes dos pulsos, energia dos pulsos medidos directamente dos dados amostrados capturando o máximo e subtraindo a linha de base; b) DPA, energia dos picos processados por CE2; c) CDT energia dos restantes picos, processados por CE1; d) CDT+DPA, representa a soma do $E1(n)$ com $E2(n) \times c$.

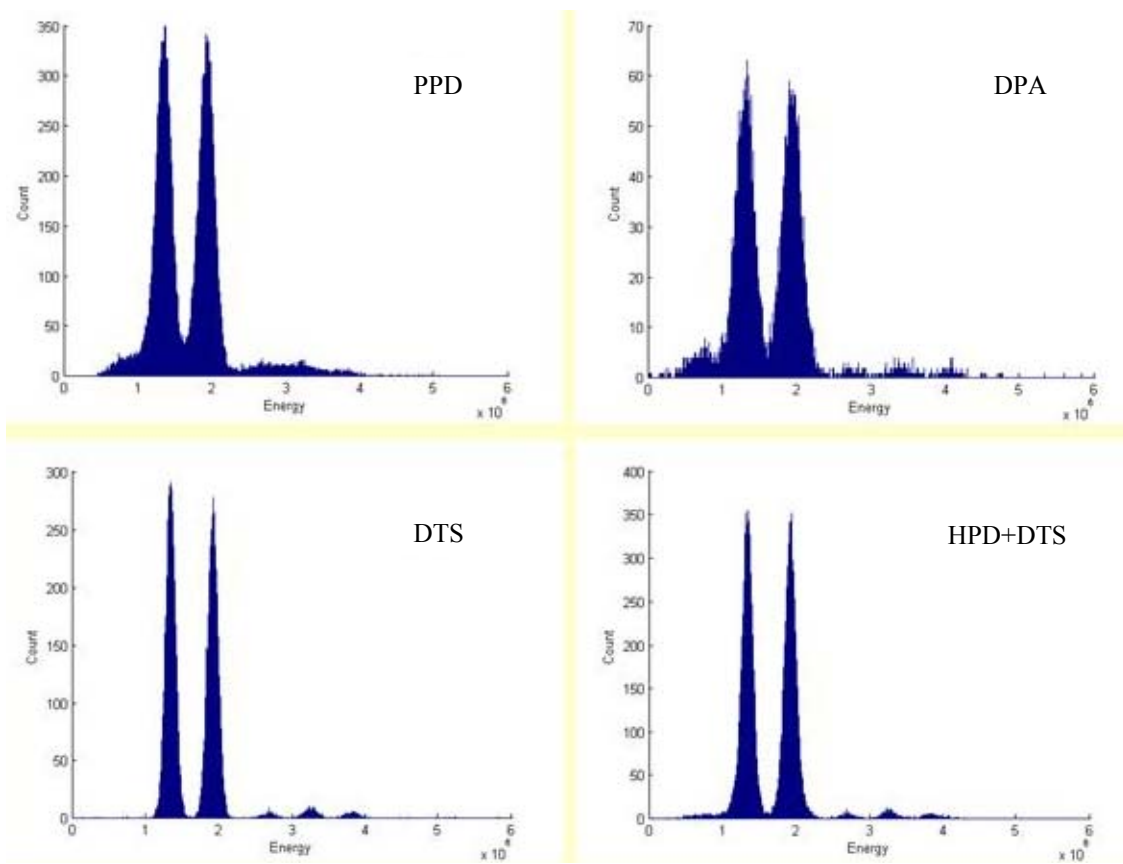


Figura 6.11: Simulação do algoritmo trapezoidal [Pere 08]

A base do desenvolvimento do algoritmo de PHA para os 2 diagnósticos foi o filtro trapezoidal. Na prática foi-se adaptando o filtro ao sinal de uma forma empírica, para ver qual a forma que mais se adequava ao ruído do sinal.

6.2.4.2 Algoritmo de PHA para o diagnóstico KN3G

A informação a extrair do sinal de saída do detector é a amplitude de cada pulso proporcional à energia do raio γ correspondente. À resposta do detector temos que acrescentar o facto da radiação ser aleatória e os pulsos poderem estar sobrepostos alterando a amplitude do pulso a medir, conforme se pode verificar na Figura 6.12. Uma maneira de ultrapassar esta situação é, ao conformar o sinal, torná-lo mais ‘estrito’, diminuindo a ocorrência de empilhamento. Idealmente, seria bom obter o impulso original. Como não é possível, tem que se conseguir um pulso finito em largura, mas significativamente mais pequeno que o detectado, conforme se pode ver na Figura 6.12, onde estão sobrepostos o sinal digitalizado e o sinal conformado.

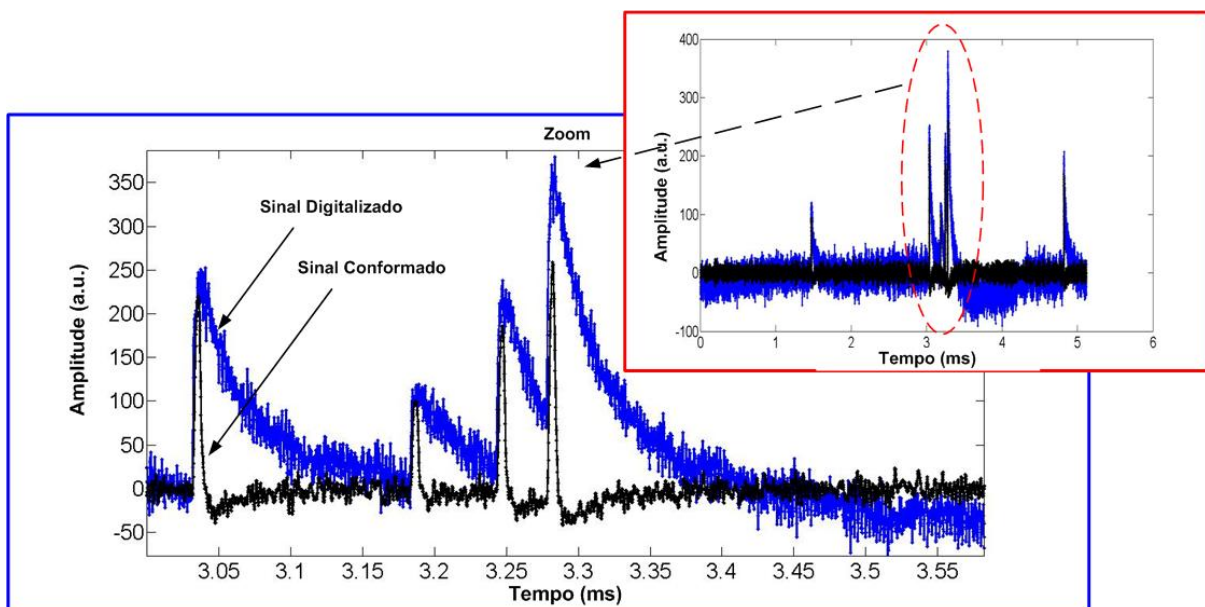


Figura 6.12: Exemplo de conformação do sinal digitalizado.

O Detector de CsI(Tl) apresenta uma constante de subida de 200 ns e uma de decaimento da ordem das unidades de μ s. Depois de se aplicar o filtro trapezoidal, tal como descrito anteriormente, chegou-se à conclusão que o trapézio não era adequado a este sinal, porque não conseguia distinguir os pulsos do ruído. Analisando o sinal com mais atenção, chegou-se à conclusão que, com uma constante de decaimento tão longa, o sub-bloco DPA (parte integrante do bloco CDT) não era necessária no algoritmo, ou seja o sinal devia ser tratado como um degrau e não como um sinal de decaimento exponencial. Neste caso, o algoritmo trapezoidal passa a depender apenas dos sub-blocos SA₁, SA₂ e Acc₂ do bloco CDT. O resultado prático desta adaptação do algoritmo está representado na Figura 6.13.

Outra alteração ao algoritmo apresentado no diagrama de blocos da Figura 6.10 está na entrada do bloco DE. A detecção de eventos passa a ser aplicada à saída do CDT, $s(n)$. Os resultados obtidos com este algoritmo estão apresentados na subsecção 6.2.3. O diagrama de blocos do algoritmo aplicado está representado na Figura 6.13.

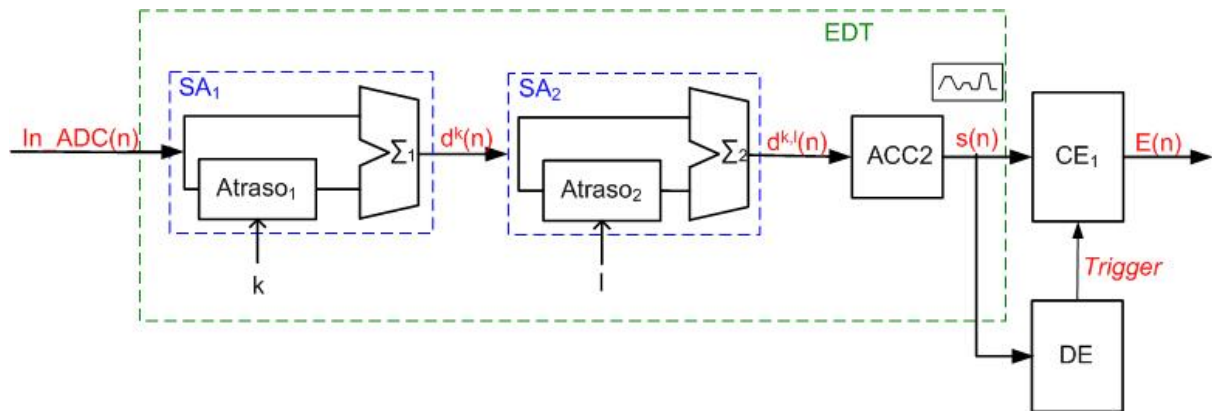


Figura 6.13: Diagrama de blocos do algoritmo de determinação da energia dos pulsos, baseado no filtro trapezoidal para a aplicação KN3G.

6.2.4.3 Algoritmo de PHA para o diagnóstico KM6S

A relação entre o tempo de subida e o tempo de decaimento do evento é essencial para a aplicação do trapézio tal como está na literatura [Jord 93, Jord 94, Jord 94a]. Estes 2 parâmetros são dependentes do detector e PMT. Quando a razão entre o tempo de subida e o de decaimento é superior a 0,1 (tal com acontece ao pulso obtido neste diagnóstico), a resposta do filtro não apresenta o topo plano que seria desejável, sendo esta muito semelhante ao próprio pulso.

A diferença entre a aplicação do algoritmo CDT, como descrito na subsecção 6.2.4.1 e só a determinação do máximo de amplitude de cada pulso detectado (discriminação de amplitudes), está no facto da conformação digital trapezoidal reduzir o efeito do défice balístico e recolha incompleta de carga, repor a linha de base através da sua média deslizante e fazer o cancelamento do pólo/zero. Com todas estas correcções, as várias linhas espectrais representadas no espectro apresentam melhor resolução do que uma simples análise de amplitudes dos dados amostrados.

Com a ausência do topo plano que caracteriza a conformação trapezoidal, deixa-se de poder calcular o último ponto do plano. Com esta experiência tentou-se determinar o ponto com amplitude máxima de cada resposta do trapézio (que corresponde a um ponto na região

plana do trapézio), obteve-se sucesso com esta aproximação e uma resolução espectral aceitável (conforme se pode verificar na subsecção 6.3.3.3.).

6.2.5 Métodos de calibração (condições de realização de testes)

6.2.5.1 Calibração dos níveis de discriminação para detecção de eventos

Qualquer dos sistemas para operar no modo contínuo não necessita de quaisquer calibrações. Para operar tanto no modo de segmentação como de processamento, é necessário determinar o valor de limiar necessário ao bloco DE, conforme se pode verificar nas Figura 6.10 e Figura 6.13.

O parâmetro correspondente ao valor de limiar para o diagnóstico KM6S, é calculado empiricamente. Após uma aquisição contínua, verifica-se em que nível se encontra o ruído e é esse valor que se coloca como limiar. Para o diagnóstico KN3G, o *firmware* dispõe da opção modo de calibração no seu modo de operação. O modo de calibração só é válido para um canal por cada aquisição (canal 2, devido à complexidade do programa). O modo de calibração permite guardar em memória DDR2 os valores da saída do CDT, $s[n]$. Estes dados são posteriormente colocados em gráfico onde é fácil determinar empiricamente o valor de limiar, conforme se pode verificar na Figura 6.8.

6.2.5.2 Calibração Amplitude-Energia

A determinada altura da experiência tem que se calibrar o eixo horizontal convertendo a amplitude para energia. Para fazer esta calibração é necessário ter fontes de calibração, ou seja, fontes emissoras de radiação γ de energias bem conhecidas.

No capítulo 2, secção 2.2.1, foram apresentados alguns esquemas das fontes radioactivas usadas durante a calibração destes sistemas, para facilitar a compreensão dos espectros a obter durante a calibração do sistema. As fontes radioactivas de Cs^{137} emitem radiação γ de $E = 662 \text{ keV}$ e a de Co^{60} emitem radiação γ com duas energias distintas: $E_{\gamma_1} = 1172$ e com $E_{\gamma_2} = 1333 \text{ keV}$. Para que a calibração seja o mais correcta possível é necessário ter pelo menos 2 energias diferentes.

Finalmente, tendo obtido a recta de calibração com o espectro de calibração, sempre que se fazem novas aquisições sem fontes conhecidas, consegue-se determinar as energias dos pulsos existentes, depois de aplicar a recta de calibração ao novo espectro. Sempre que variam as condições de aquisição, quer a nível de montagem quer a nível de parâmetros de aquisição (valor do nível de discriminação, parâmetros do filtro trapezoidal, taxa de amostragem, etc) tem que se determinar novamente a recta de calibração.

6.3 RESULTADOS

6.3.1 Introdução

Como referido anteriormente, o SAPD descrito difere para os 2 diagnósticos KM6S e KN3G. As diferenças a nível de FW e SW de processamento de dados são mais significativas do que as diferenças ao nível de HW. Consequentemente, a integração do diagnóstico KM6S no JET foi feita durante a campanha C27⁷. A tentativa de integração do diagnóstico KN3G durante a mesma campanha não teve sucesso, o SAPD não apresentou resultados satisfatórios. Houve dois factores fundamentais para que o diagnóstico KN3G tivesse sido prejudicado a favor do KM6S: i) houve uma maior pressão para que a integração do sistema KM6S ficasse terminada durante as campanhas C27; e, não menos importante ii) foram sempre fornecidas todas as condições de testes e trabalho no diagnóstico KM6S enquanto no KN3G foi sempre muito difícil perceber as condições da experiência. No diagnóstico KM6S, houve sempre o cuidado de ter detectores disponíveis para testes de bancada, com fontes radioactivas de calibração com taxas de radiação consideráveis, para o teste do SAPD. No diagnóstico KN3G, até à data das campanhas C27, não foi disponibilizado qualquer detector em montagem de bancada nem tão pouco fontes radioactivas eficazes (a única fonte disponibilizada foi uma fonte de ²²Na, embebida nas câmaras de raios γ instalada desde o ano de 2000).

Os testes ao sistema KM6S decorreram de forma temporalmente adequada, com evolução nos diversos testes feitos em bancada, culminando na sua integração, durante as campanhas, com a validação por parte do responsável do diagnóstico dos resultados obtidos.

⁷ As campanhas a decorrer no JET, são alturas em que a máquina de fusão é operada com experiências específicas para poderem ser integrados novos subsistemas, ou novos programas de processamento no tokamak. A campanha C27 decorreu no ano de 2008.

Os testes ao sistema KN3G tiveram uma ordem cronológica inversa. Tentou-se integrar o SAPD sem testes prévios aos detectores. Uma vez que os resultados foram inconclusivos, foi então disponibilizado um detector de reserva para testes de bancada. Os testes que se seguiram foram levados a cabo no IPFN. Foi feita a replicação dos resultados obtidos no IPFN nas instalações do JET. Os últimos testes foram feitos no JET, já com os detectores instalados nas câmaras de raios γ , na tentativa de perceber se é possível, varrer uma gama de energias de 300 keV até 6 MeV. A integração do sistema será feita nas próximas campanhas C28, a decorrer em Outubro de 2011. Os resultados obtidos pelos 2 diagnósticos são descritos nas subsecções que se seguem.

6.3.2 KN3G

6.3.2.1 Pulsos de Descarga do JET (campanha C27)

Nesta subsecção são apresentados os resultados obtidos com o SAPD durante o pulso de descarga, #79692 [Pere 11]. As condições da experiência foram as seguintes:

- 1) Foi disponibilizado apenas um canal (canal 14), correspondente à câmara vertical 7, para não interferir com os resultados do sistema em uso da câmara de raios γ ;
- 2) Os detectores estiveram sempre na chamada posição de sombra (não foram colocados directamente a ‘olhar’ para o plasma), para não interferir com o diagnóstico câmara de neutrões;
- 3) Experiência com aquecimento por NBI e ICRH:
 - a) NBI 23MW, janela temporal de [49 56] segundos;
 - b) ICRH 3MW, janela temporal [51 56] segundos;
- 4) Fonte de calibração embutida nas câmaras de ^{22}Na com uma actividade muito baixa (quase inexistente);

As condições dos SAPD foram as seguintes:

- 1) Modo de aquisição segmentada, com tamanhos de segmento de 256;
- 2) Modo de *trigger* por nível;
- 3) Taxa de aquisição de 100 MHz;

- 4) Atraso temporal de 49 s em relação ao sinal do JET, que indica o início do pulso de descarga (*trigger* - CTTS) de forma a varrer a região de interesse. Esta região é definida pela duração das janelas de tempo de ocorrência NBI e ICRH;
- 5) O processamento dos dados foi feito *offline* com um algoritmo baseado no filtro trapezoidal, conforme descrito anteriormente na subsecção 6.2.4.

Depois de analisar vários ficheiros de dados de descargas diferentes, chegou-se à conclusão que a quantidade de eventos detectados/analizados era muito inferior ao expectável. Não há estatística suficiente para se conseguir obter um espectro com os dados armazenados em memória. A descarga #79692, de entre todas, foi a que apresentou mais eventos detectados e validados.

Como o nível de ruído apresentado pelo diagnóstico é muito elevado, a detecção quer por nível quer por flanco, aplicado aos dados vindos directamente do ADC, é completamente ineficaz. Consequentemente, numa aquisição segmentada, há muitos eventos detectados, só que maioria dos segmentos armazenados não representa um evento de radiação γ . O processamento *offline* tem de ser capaz de distinguir os segmentos relativos à radiação γ do ruído.

Para se tentar perceber o problema do SAPD nesta aplicação específica, e, na impossibilidade de construir espectros, analisou-se os dados e correlacionou-se com o tempo. Ou seja, calculou-se a energia de todos os segmentos armazenados, validou-se os correspondentes à radiação γ e correlacionou-se com o tempo do pulso de descarga do JET. O resultado para a descarga em questão está apresentado na Figura 6.14. Sabendo que o aquecimento por NBI foi introduzido na janela temporal entre 49 e 56 s e o aquecimento por RadioFrequência (RF) na janela temporal entre 51 e 56 s, do gráfico apresentado na Figura 6.14 a) vê-se que os pulsos validados estão exactamente na janela 49 a 55 s e que a partir do segundo 51 a taxa de ocorrência aumenta, o que é fisicamente explicado pela introdução do aquecimento por RF. Na Figura 6.14 b) a relação anterior é evidenciada pelo aumento da radiação γ a partir do segundo 51 e pela diminuição abrupta da taxa de radiação γ no final do aquecimento quer por NBI quer po RF no segundo 55.

A conclusão possível foi a de que o SAPD, embora conseguisse detectar eventos referentes a radiação γ estava a perder grande parte deles, porque nas várias descargas estudadas a que obteve melhores resultados foi a descarga #79692 com cerca de 2300 eventos validados, quando na realidade, se esperavam centenas de keventos.

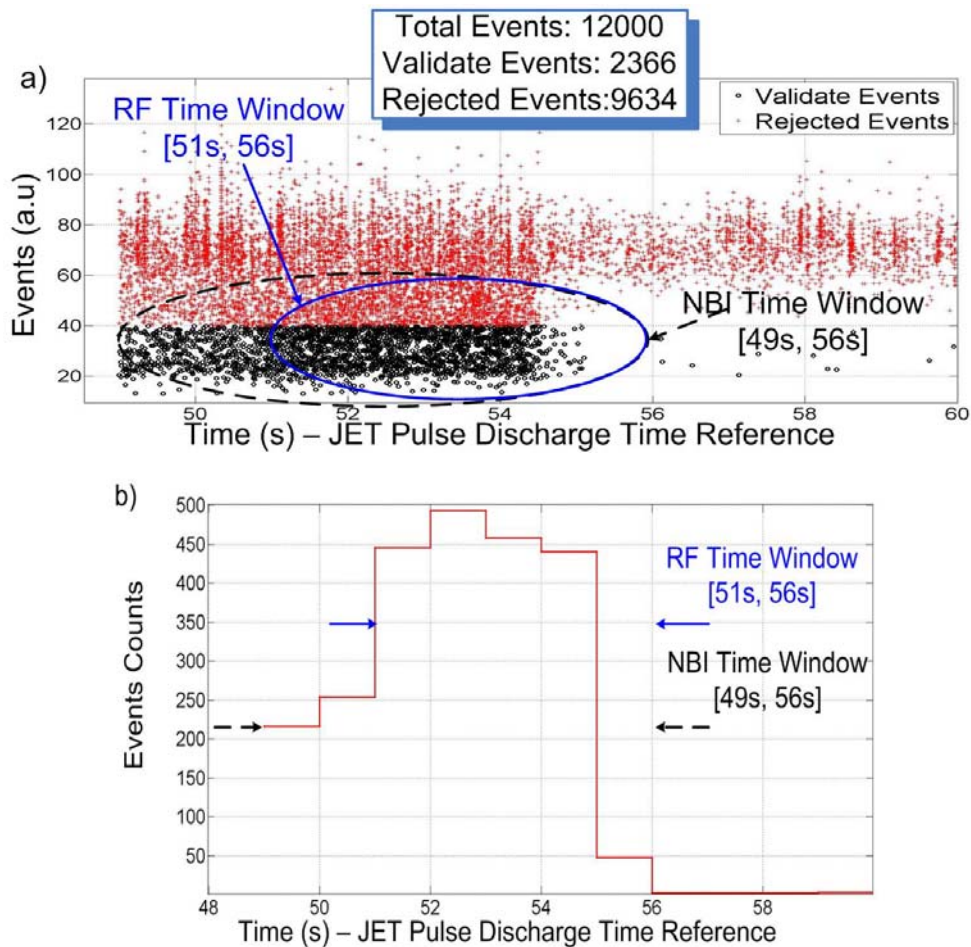


Figura 6.14: Distribuição de eventos do pulso de descarga #79692.

- a) Relação entre os eventos validados e a janela de tempo do pulso de descarga; b) Radiação γ vs. janela temporal do pulso de descarga [Pere 11].

6.3.2.2 Validação de eventos

O processo de validação de um evento ou de um segmento, tem dois objetivos: i) rejeitar segmentos armazenados devido a um falso *trigger*; ou, ii) detectar a existência de empilhamento num segmento. Sempre que um segmento é marcado como falso evento, um processo paralelo é iniciado, para verificar a existência de mais um flanco ascendente no mesmo segmento. Todos os segmentos $d[1:PWIDITH]$ detectados são submetidos ao método de validação representado no diagrama de fluxo da Figura 6.15. Do algoritmo de validação destacam-se três acções:

- 1) Restaurar a linha de base aplicando uma média às amostras armazenadas antes da ocorrência do *trigger*, $d[1:pre_TRG]$. Este valor de *pre_TRG* é definido pelo operador antes de uma aquisição ser feita. A média é subtraída a todas as amostras do segmento;

- 2) Num processo a decorrer em paralelo, é calculado o máximo do segmento, $\max(i)$ e aplicado o filtro trapezoidal ao segmento para se obter o valor da sua energia, $\text{Energy}(i)$, onde i é o número do segmento a ser avaliado;
- 3) Finalmente, a validação consiste na relação entre o valor de energia e o máximo do segmento, $\text{Energy}(i)/\max(i)$. Após uma prévia calibração, determina-se o valor de limiar desta relação. Se o valor for inferior então o segmento é validado caso contrário é rejeitado [Pere 10].

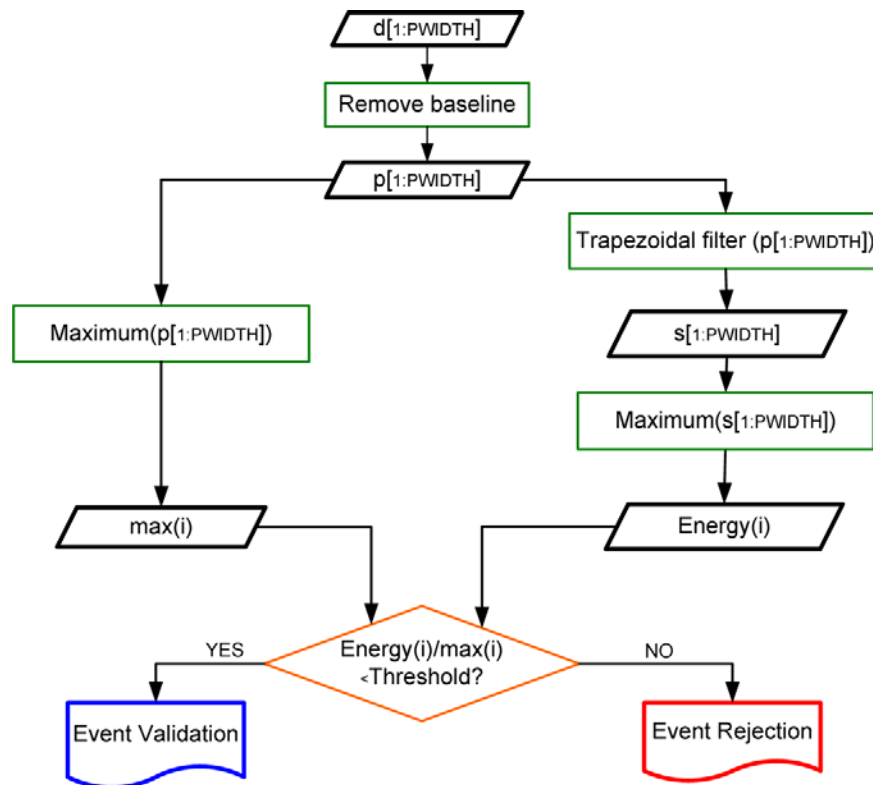


Figura 6.15: Diagrama de fluxo da validação de segmentos (eventos) [Pere 11].

Esta validação foi essencial para o estudo dos dados do diagnóstico KN3G resultantes dos pulsos de descarga da campanha C27. Posteriormente, esta validação não tornou a ser necessária porque a detecção de eventos passou a ser eficaz, conforme se poderá verificar nos testes quer de bancada quer posteriormente realizados no JET. Os resultados destes testes são apresentados nas subsecções seguintes.

6.3.2.3 Testes de bancada

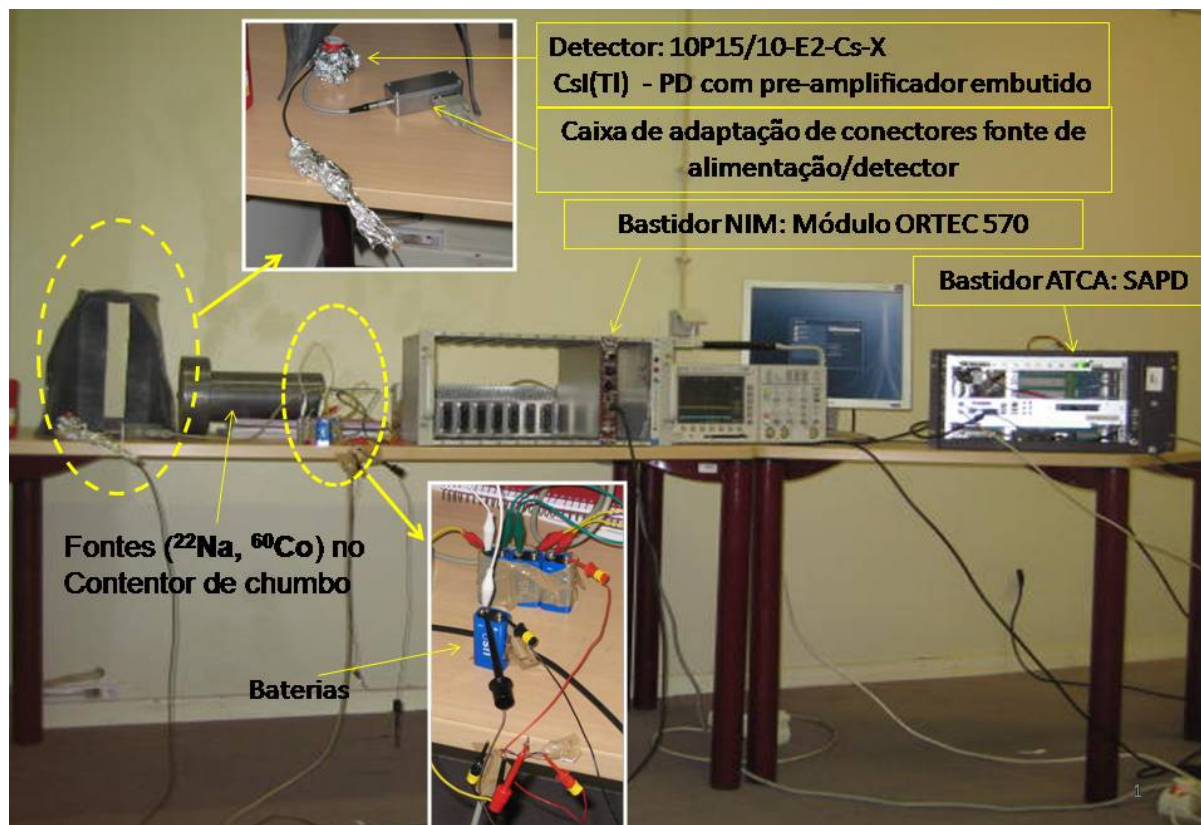


Figura 6.16: Montagem feita nas instalações do IPFN do sistema KN3G. Detector, fontes de alimentação e SAPD.

Na ausência de resultados, durante as campanhas C27, foram feitos testes de bancada nas instalações do JET na zona KN3, com um detector CsI(Tl) de reserva utilizando fontes radioactivas de ^{137}Cs e ^{60}Co . As conclusões destes testes foram:

- 1) Relação sinal/ruído muito baixa, maioria dos impulsos relativos à radiação γ estão embebidos no ruído de fundo, resultando na perda de eventos;
- 2) Com esta perda de eventos não é possível fazer a reconstrução de espectros a partir dos ficheiros de dados obtidos. Os eventos detectados são sempre de energias superiores a 800 keV;
- 3) A interface do sinal do detector ao SAPD não é correcta, quer a nível de ganho, quer a nível de impedância, quer a nível de taxa de amostragem. Posteriormente verificou-se que a aquisição a 200 MHz era totalmente inadequada para este tipo de sinal e, mesmo baixando a frequência para 50 MHz, concluiu-se que ainda assim era uma frequência inadequada para o sinal em questão.

- 4) Uma vez que a interface não parecia ser adequada, tentou-se usar o amplificador de espectroscopia da ORTEC, modelo 671 [ORTEC2], usado pela SAD actual do diagnóstico. Com o ORTEC 671 procurou-se melhorar a relação sinal/ruído e conseguir obter um espectro. Mais uma vez não houve sucesso com esta aproximação.

Depois destes testes, o conhecimento absoluto da resposta destes detectores CsI(Tl), até aqui visto como uma caixa preta, tornou-se fundamental para se conseguir obter resultados. Foi fornecido pelo JET um detector de reserva, 10P15/10-E2-Cs-X do fabricante Scionix, para montagem em bancada nas instalações do IPFN, utilizando fontes radioactivas de ^{22}Na e ^{127}Co , Figura 6.16. Seguiram-se três tipos de montagem:

Montagem 1 – Replicação do sistema em uso no JET com amplificação do sinal do detector a passar por um amplificador de espectroscopia antes de ser digitalizado pelo SAPD. O Amplificador de espectroscopia da ORTEC, modelo 570 [ORTEC3], está inserido num bastidor NIM. Nesta montagem o módulo amplificador tem duas funções: i) Amplifica, conforma o sinal que passa de uma exponencial para uma gaussiana, restaura linha de base e rejeita empilhamento de impulsos; e ii) alimenta e polariza o PD PIN e o pré-amplificador acoplado ao detector CsI(Tl);

Montagem 2 – Alimentação e polarização do detector com baterias e ligação directa da saída do detector ao SAPD. As baterias são conhecidas como a fonte de alimentação mais estável. O objectivo desta montagem é a de se conhecer as limitações de resposta do detector, através de uma montagem o mais próxima do ideal possível;

Montagem 3 – Alimentação e polarização do detector com o módulo ORTEC 570. Ligação directa da saída do detector ao SAPD;

MONTAGEM 1 – RESULTADOS

Aplicou-se um filtro decimador aos dados amostrados para conseguir uma taxa de amostragem de 5 MHz (10 vezes inferior aos testes efectuados no JET). Finalmente obteve-se um espectro de energias para as fontes radioactivas usadas, ^{127}Cs e ^{60}Co . Contudo, devido à falta de resolução nas baixas energias, não se consegue distinguir o patamar de Compton. Este facto levou à necessidade de polarizar o detector com uma fonte estável para tentar perceber qual a melhor resposta possível dada pelo detector. As especificações do detector para condições ideais são de $\sim 50 \text{ KeV}$ @ 662 keV .

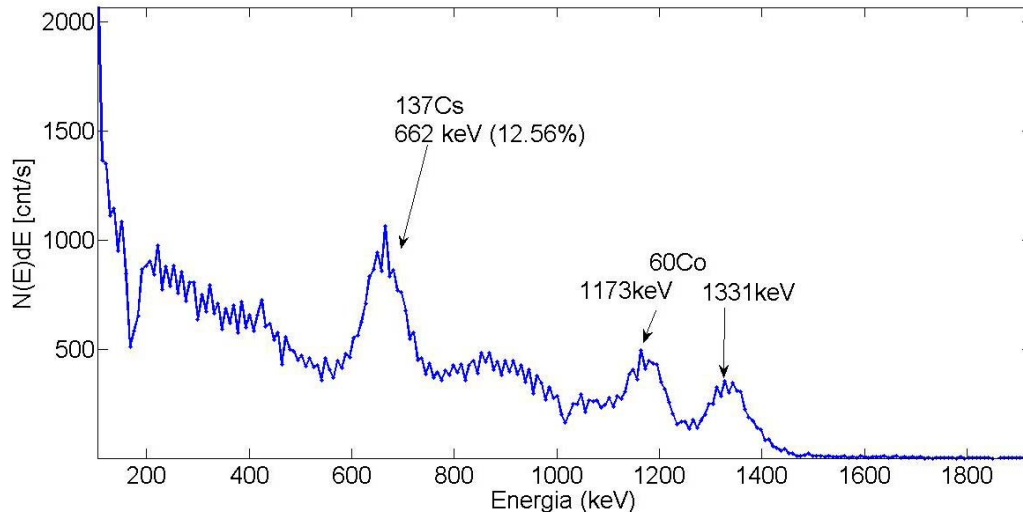


Figura 6.17: Espectro obtido utilizando o ORTEC como amplificador do sinal. As fontes radioactivas usadas foram o ^{137}Cs e ^{60}Co .

O algoritmo utilizado na construção do espectro foi baseado na detecção dos pulsos e cálculo da amplitude máxima (energia do pulso) de cada pulso detectado. Estes valores foram depois distribuídos por vários canais de energia. Este algoritmo está implementado no FW [Fern 11]. O espectro apresentado foi construído com os valores de energia calculados em tempo real.

MONTAGEM 2- RESULTADOS

Alimentando e polarizando o detector com baterias chegou-se a duas conclusões:

- 1) A linha de base, do detector alimentado com uma fonte não estável, tem uma variação tão acentuada que os pulsos acabam por ficar embebidos no ruído e nessa oscilação, Figura 6.18. Observando a Figura 6.18 a) e b), sendo a mesma escala temporal e estando presentes, nas 2 medições, as mesmas fontes de calibração, é notório que os impulsos de menor amplitude resultantes da radiação γ ficam embebidos no ruído;
- 2) Consegue-se obter espectros com a saída do detector directamente ligada ao módulo digitalizador. Nesta montagem não há necessidade do módulo ORTEC para filtrar o ruído e restaurar a linha de base, até então impossível de conseguir com filtros digitais.

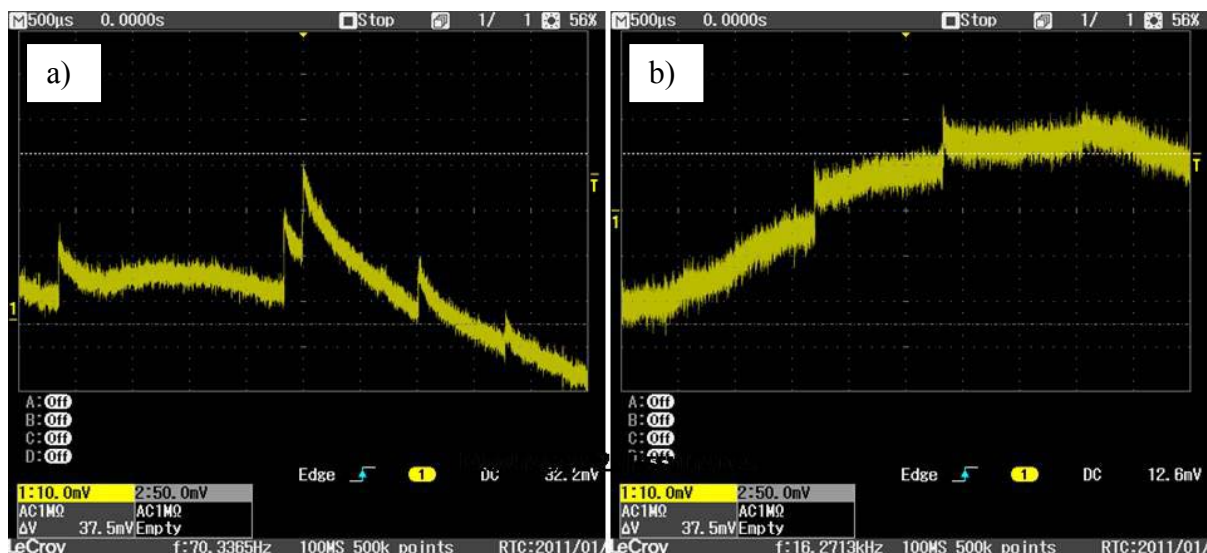


Figura 6.18: Vista no osciloscópio do sinal vindo directamente do detector. A escala temporal é de 500 μ s e escala de amplitude é de 10 mV. a) Detector alimentado e polarizado com uma fonte estável; b) detector alimentado e polarizado com a fonte do módulo ORTEC sem nenhuma filtragem.

O resultado obtido com o SAPD com esta montagem está representado na Figura 6.19. Em destaque neste espectro encontra-se a região de baixas energia, onde está claramente identificado o pico de retrodispersão resultante quer do fotopico de ^{127}Cs quer dos fotopicos do ^{60}Co , para energias que se espalham entre os 200 keV e os 240 keV dando origem ao pico sobreposto no patamar de Compton.

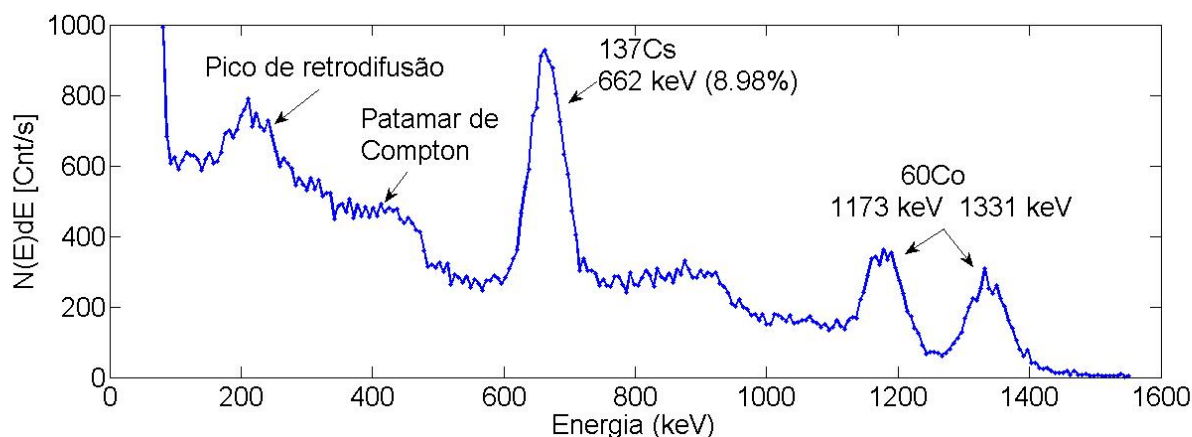


Figura 6.19: Espectro obtido com o detector alimentado por baterias. As fontes radioactivas usadas foram o ^{127}Cs e ^{60}Co . Em destaque neste espectro está a região de baixas energia, onde se pode ver claramente, para além do patamar de Compton, o pico de retrodispersão resultante quer do fotopico de ^{127}Cs quer dos fotopicos do ^{60}Co .

MONTAGEM 3 – RESULTADOS

Com os resultados positivos obtidos na montagem 2, tentou-se evoluir para a montagem a utilizar no diagnóstico KN3G. A fonte de alimentação ORTEC tem de ser filtrada, uma vez que é impossível utilizar baterias no diagnóstico KN3G.

Para os testes de bancada foi construído um filtro passivo, passa-baixo dimensionado para uma frequência de corte de 70 Hz @ 3 dB, para a filtragem: i) da tensão de polarização, 12 V; e ii) da tensão de alimentação, 24 V. Posteriormente, quando os resultados foram apresentados ao responsável do diagnóstico, foi esclarecido que quando os detectores estão dentro das câmaras têm a alimentação filtrada, mas que realmente na montagem de bancada não foi usado qualquer tipo de filtro de alimentação (explicando o facto dos testes anteriores de bancada feitos no JET não terem dado os resultados esperados).

O resultado desta montagem está representado na Figura 6.20. A conclusão a tirar das 3 montagens, é de que com uma fonte de alimentação estável (quer por bateria, situação ideal mas de implementação impossível no JET, quer filtrando a alimentação vinda de módulos ORTEC dedicados [ORTEC4], modelo 4003 com 6 saídas de alimentações DC com 12V e 24 V, disponibilizados a partir de um bastidor NIM) deixa de ser necessário o uso do amplificador de espectroscopia, tornando o sistema KN3G mais flexível para obter informação simultânea de raios X duros e radiação γ . O sistema deixa de ter a necessidade de amplificadores com valores diferentes de ganho para os dois tipos de radiação. Consequentemente o sistema diminui de complexidade e de preço.

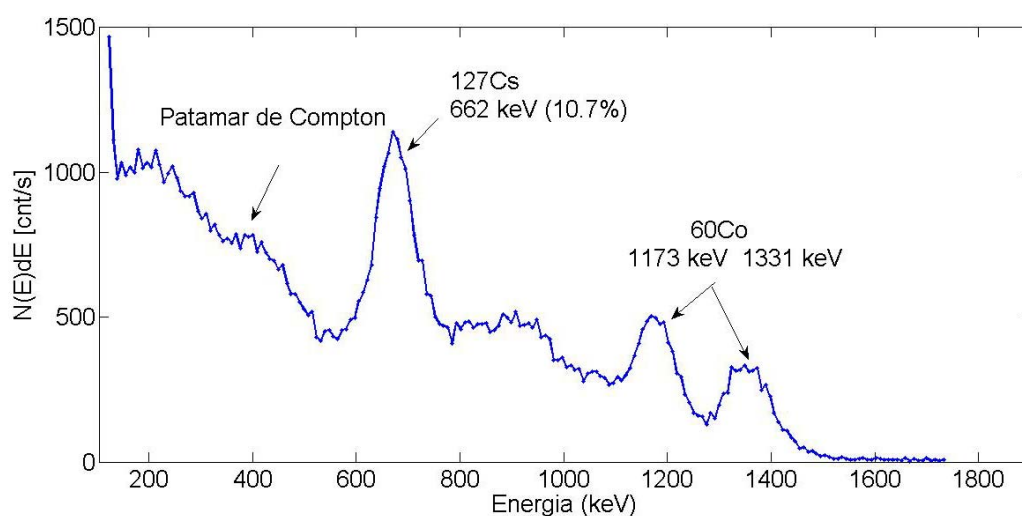


Figura 6.20: Espectro obtido com o detector alimentado pelo módulo ORTEC. As tensões de alimentação e polarização estão filtradas, e são utilizadas as fontes de ^{127}Cs e ^{60}Co . O patamar de Compton está evidenciado, já o pico de retrodispersão torna-se mais imperceptível.

Com esta configuração e com estes detectores, o mínimo de energia que se consegue discriminar é de aproximadamente 200 keV. O máximo de energia, não foi estudado, porque as fontes usadas só atingiam 1331 keV.

Os espectros representados nas Figura 6.19 e Figura 6.20 foram obtidos através de processamento *offline*. O algoritmo utilizado baseou-se no filtro trapezoidal já adaptado ao diagnóstico KN3G, descrito na subsecção 6.2.4.2.

Na subsecção seguinte estão descritos os testes com os detectores embutidos nas câmaras de raios γ , onde para além das fontes de calibração para baixas energias, foi também utilizada uma fonte para altas energias (4,44 MeV) de $^{241}\text{Am-Be}$. Embora o objectivo tivesse sido o de calibrar os 19 canais do KN3G e conseguir medir a radiação γ na gama de energias de 0,2 a 6 MeV, na realidade só foi disponibilizado para os testes 1 canal da câmara vertical.

6.3.2.4 Testes da câmara de raios γ com fontes de calibração

Os últimos testes ao SAPD para o diagnóstico KN3G foram feitos no JET, já com os detectores instalados nas câmaras de raios γ , com fontes de calibração de ^{22}Na embutidas nas 2 câmaras (sem contagens eficientes, montadas desde 2000) uma fonte de ^{137}Cs também com baixa eficiência e outra fonte amovível de $^{241}\text{Am-Be}$. Foi disponibiliz*-ado 1 canal da câmara vertical de raios γ , canal 7.

Qualquer uma das fontes utilizadas não foi acompanhada da informação da sua actividade, pelo que, através dos ficheiros de dados adquiridos, foi estimada a taxa de emissão de cada uma das fontes. O objectivo da experiência foi a de provar que o sistema é capaz de varrer uma gama de energias de 200 keV até 6 MeV.

As fontes de calibração ^{22}Na e ^{137}Cs , para além do objectivo de calibração, servem também para provar a capacidade do sistema (detector + SAPD) de reconstruir espectros de radiação γ na região das baixas energias. Com efeito, da fonte de ^{22}Na com os seus 2 picos de emissão γ (511 e 1275 keV) serve essencialmente para efeitos de calibração, enquanto que da fonte de ^{137}Cs para além do seu fotopico de 662 keV resulta um patamar de Compton, bem como o pico de retrodispersão para energias mais baixas. No presente caso, a fonte de ^{137}Cs foi utilizada essencialmente para determinar a energia mais baixa que o sistema consegue detectar. A taxa de contagem calculada na construção do espectro de calibração (só estão representadas as energias mais baixas, até 2000 keV) na Figura 6.21, foi de cerca de 25 contagens por segundo.

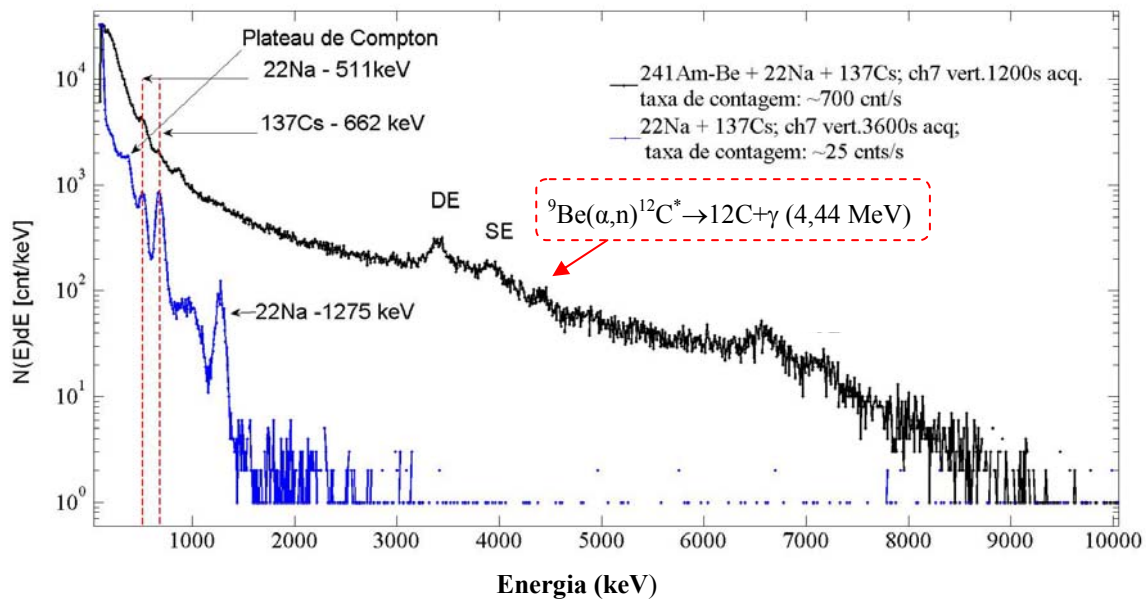


Figura 6.21: Espectro de radiação γ usando fontes de calibração de baixas energias, ^{22}Na e ^{137}Cs e uma fonte de altas energias de $^{241}\text{Am-Be}$.

A fonte amovível de $^{241}\text{Am-Be}$ é conhecida como fonte emissora mista de neutrões e radiação γ . A fonte diz-se amovível, porque tem que varrer todos os detectores pertencentes à câmara de raios γ . A fonte varre todos os detectores, estando parada durante algum tempo na linha directa de vista de cada detector. No presente caso parou no canal 7 da câmara vertical. A reacção nuclear observada, de onde resulta a radiação γ , é a reacção $^9\text{Be}(n,\alpha)^{12}\text{C}^*$. Durante o decaimento do estado excitado do $^{12}\text{C}^*$ podem resultar fótons de radiação γ de 4,4 MeV e 7,65 MeV. Consequentemente, da radiação γ de 4,44 MeV resultam o pico de escape simples de 3,9 MeV e o de escape duplo de 3,4 MeV, conforme se pode ver no espectro representado a preto na Figura 6.21. Os picos observados nas regiões de 6,8 MeV e 7.1 MeV, resultam da captura dos neutrões térmicos pelos nuclídeos existentes. A radiação γ com $E_\gamma \cong 6,8$ MeV resulta da captura de um neutrão por um núcleo de ^9Be (Estes núcleos de ^9Be têm origem na fonte de $^{241}\text{Am-Be}$). A radiação γ com $E_\gamma \cong 7,18$ MeV resulta da captura de um neutrão por um núcleo de ^{137}Ba (estes núcleos de ^{137}Ba têm como origem o decaimento β^- da fonte de ^{137}Cs , secção 2.2.1) [GammaE]. O espectro onde estão representadas as altas energias foi calibrado através da recta de calibração obtida com o espectro das energias mais baixas. A taxa de emissão de radiação γ para esta fonte foi estimada de cerca de 700 contagens/s. As conclusões tiradas com esta experiência foram:

- 1) A capacidade do sistema KN3G (detectores + SAPD) reconstruir espectros na gama de energias de 230 keV a 8 MeV;
- 2) O sistema SAPD foi inicialmente pensado para funcionar com 5 módulos digitalizadores (19 canais (câmara de raios γ) + 19 canais (FEB) + 2 canais de reserva), e com 19 amplificadores de espectroscopia ORTEC, modelo 855 (amplificador duplo), para fazer o interface do sinal do detector aos digitalizadores. Com os resultados apresentados na Figura 6.21, um SAPD apenas com 3 módulos digitalizadores (19 canais + 5 canais de reserva) e com o detector directamente ligado ao digitalizador, passa a ser o suficiente para os 2 diagnósticos;
- 3) A medição de radiação γ e raios X duros passa a ser simultânea;
- 4) Com taxas tão baixas de ocorrência, e com uma resposta tão lenta do detector, o SAPD inicialmente pensado para operar a 250 MHz, está a operar a 3,125 MHz. O cálculo das energias foi feito em tempo real, para se conseguir obter estatística suficiente para construir um espectro;
- 5) Para a aquisição quer segmentada quer processada, é necessário a introdução de um valor de limiar (por parte do operador) para a detecção de eventos. Cada detector apresenta uma resposta diferente. Consequentemente este valor de limiar vai ser diferente para cada um dos 19 canais. Para o SAPD, os parâmetros a introduzir têm de ser iguais para cada 4 canais. Durante o período de calibração do diagnóstico KN3G/FEB, será necessário calcular, de forma definitiva, o valor de limiar individual de cada detector correspondente a cada um dos 19 canais. Posteriormente tem que se introduzir uma correcção ao nível de *firmware*, para que o valor de limiar introduzido pelo operador possa ser o mesmo para cada 4 canais. Ou seja, cada bloco terá um valor de limiar comum aos 4 canais e 4 factores de escala relativos ao valor de limiar, 1 para cada canal.

6.3.3 KM6S

6.3.3.1 Feixe de iões de ciclotrão

Como foi dito no início deste capítulo, para conseguir provar que o sistema (SAPD + detector + PMT)) tem capacidade de fazer espectroscopia para taxas de ocorrência superiores a 1

Meventos/s, o sistema KM6S foi levado até ao IOFFE onde foi disponibilizado o feixe de iões de ciclotrão usado para experiências de física.

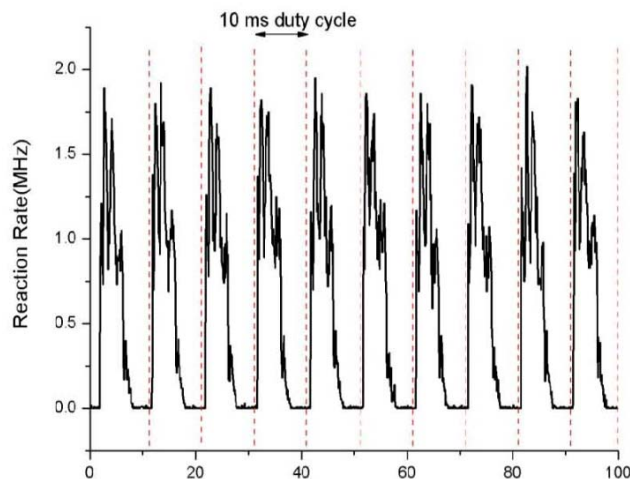


Figura 6.22: Ciclo de trabalho do ciclotrão usado na experiência com o sistema GRS.

As condições experimentais foram as seguintes:

1. Feixes de iões de ${}^4\text{He}^+$ (partícula α) foram acelerados até 5.3 MeV;
2. As partículas α aceleradas tiveram como alvo um pedaço grosso de berílio;
3. O ciclo de trabalho⁸ do ciclotrão foi de 10 ms;
4. Durante cada ciclo de trabalho, o feixe de partículas α incidiu no alvo de ${}^9\text{Be}$, durante 1 até 9 ms;
5. A reacção decorrente, ${}^9\text{Be}(\alpha, n\gamma){}^{12}\text{C}$, teve uma taxa máxima de ocorrência de 2 MHz;
6. Foram usadas como fontes de calibração o ${}^{127}\text{Cs}$ e o ${}^{60}\text{Co}$.

As condições dos SAPD foram as seguintes:

1. Modo de aquisição contínua. Quando estes testes foram realizados, o *firmware* do SAPD ainda não tinha implementado os modos segmentado e processado;
2. A taxa de aquisição variou entre 200 MHz e 400 MHz;
3. Foi aplicado um algoritmo *offline*, baseado no filtro trapezoidal descrito na subsecção 6.2.4.1, a um ficheiro de tamanho de 2 GB, pra corrigir empilhamento e as fortes variações da linha de base das amostras.

⁸ *Duty cycle*

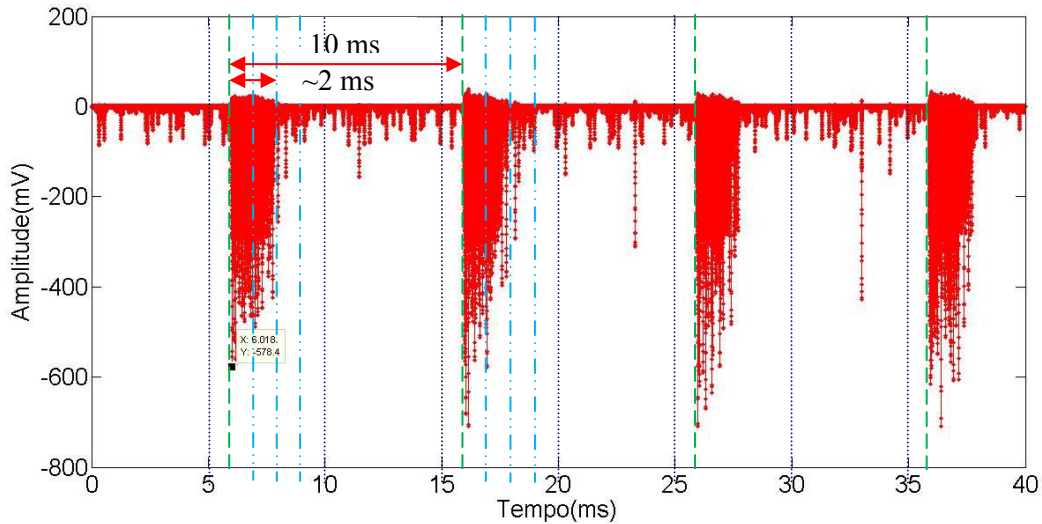


Figura 6.23: Aquisição com o SAPD a 200 MHz.

O ciclo de trabalho de 10 ms e a taxa de incidência do feixe de partículas α no alvo de ${}^9\text{Be}$ de cerca de 2 ms estão bem patentes. Também se encontra bem visível a grande variação da linha de base.

A Figura 6.23 mostra uma aquisição em modo contínuo a uma taxa de amostragem de 200 MHz. Consegue-se perceber claramente o ciclo de trabalho do ciclotrão, 10 ms, a taxa de incidência do feixe de partículas α no alvo de ${}^9\text{Be}$ durante aproximadamente 2 ms. A variação da linha de base é bastante evidente, principalmente nas regiões onde a taxa de ocorrência da radiação γ é notoriamente superior.

Para comprovar que, a estas taxas de ocorrência de radiação γ , o sistema é capaz de fazer espectroscopia quer em modo de pós processamento (*offline*) quer em tempo real, foi aplicado o algoritmo baseado no filtro trapezoidal. Da Figura 6.24 consegue-se determinar com bastante clareza o pico de ${}^{137}\text{Cs}$ para 662 keV, os dois picos de ${}^{60}\text{Co}$ respectivamente para 1,13 e 1,321 MeV e o pico relativo à reacção em destaque nesta experiência, ${}^9\text{Be}(\alpha, n\gamma){}^{12}\text{C}$, a 4,44 MeV e o respectivo primeiro pico de escape para 3,9 MeV. Idealmente o segundo pico de escape também devia ser visível. Para estas taxas de contagem, ocorre sempre bastante empilhamento e sempre que é detectado (podem ser 1 ou mais eventos empilhados), resulta num ou mais eventos desprezados.

Ainda, da análise espectral feita, o cálculo de resolução do pico de ${}^{137}\text{Cs}$ foi de 3,9%. Numa situação ideal espera-se 3% @ 662 keV para o detector em causa (ausência de ruído, condições laboratoriais, cadeia analógica otimizada) [Pere 11].

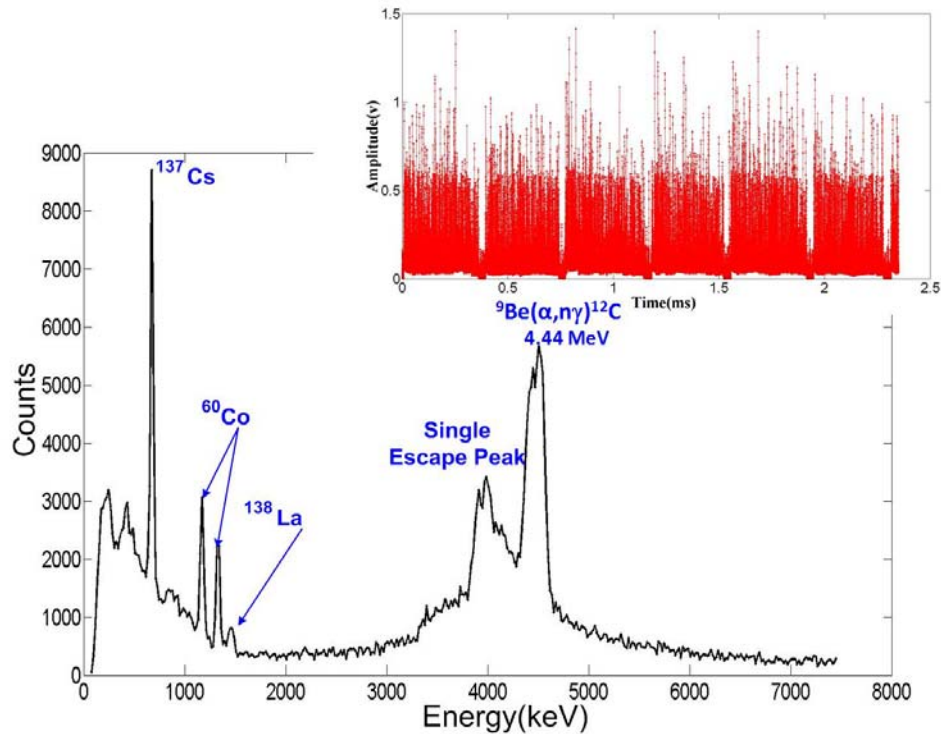


Figura 6.24: Espectro da radiação γ obtido depois de bombardear um alvo de berílio espesso com feixe de partículas α aceleradas a 5.3 MeV. No espectro superior está representado a segmentação do ficheiro[Pere 11].

6.3.3.2 Acelerador Tandem IFIN-HH

Após os testes no ciclotrão de feixe de iões residente no IOFFE em que se atingiu uma taxa de ocorrência de radiação γ de cerca de 2 Meventos/s, já com o modo segmentado implementado, foi novamente necessário experimentar o sistema para taxas de ocorrência superiores a 1 Meventos/s. O sistema foi desta vez enviado para o IFIN-HH onde se encontra sedado o tandem de Van der Graff.

As condições da experiência foram:

- 1) Um feixe de protões acelerado a 10 MeV;
- 2) Foi irradiado um alvo de alumínio;
- 3) 3 linhas espectrais de calibração:
 - a) 662 keV de uma fonte de ^{137}Cs ;
 - b) 1458 keV correspondente ao ^{138}La . Este pico deve-se à radioactividade intrínseca do detector LaBr_3 ;

- c) Uma linha espectral de alta energia, 3,5 MeV, resultante de um sistema de controlo e monitoramento, com base em dois díodos emissores de luz independentes (LEDs), que enviam pulsos de luz através de fibras ópticas ao fotocátodo do PMT [Tard 08];

As condições dos SAPD foram as seguintes:

1. Modo de aquisição contínua para efeitos de calibração;
2. Modo de aquisição segmentada;
3. Taxa de aquisição a 400 MHz;
4. Detecção de eventos por nível;
5. No modo segmentado, sempre que é detectado um evento a memória DDR2 do módulo digitalizador é escrita. Este processo de escrita é terminado quando a memória enche, ou, por *software*, depois de terminar o tempo de aquisição definido pelo utilizador (no caso do JET - o fim do pulso de descarga);
6. Foi aplicado um algoritmo *offline*, baseado no filtro trapezoidal. Este algoritmo detecta e despreza eventos sobrepostos e corrige as variações da linha de base.

Uma vez que tanto as fontes de calibração como os LEDs têm uma baixa taxa de contagem, as correspondentes linhas espectrais (de calibração) são mais evidentes para baixas taxas de ocorrência da radiação γ resultante da irradiação do alvo de alumínio.

Da irradiação do alvo de alumínio com o feixe de prótons acelerados a 10 MeV, são expectáveis as seguintes linhas espectrais [Olar 07]:

1. 2 Linhas espectrais correspondentes à reacção $^{27}\text{Al}(p,n)^{27}\text{Si}$, com os valores 843 keV e 1014 keV;
2. O tempo de vida médio para o núcleo de ^{27}Si é de 4.16 s e o seu decaimento alimenta as transições do núcleo ^{27}Al . ^{27}Si cai predominantemente, por emissão β^+ , produzindo uma linha espectral forte para 511 keV, pico de aniquilação;
3. Da reacção $^{27}\text{Al}(p,\alpha)^{24}\text{Mg}$, é produzida radiação γ de energia 1368 keV.

Nas Figura 6.25 estão representadas três aquisições com taxas de reacções sucessivamente mais elevadas: 36 keventos/s, 700 keventos/s e 1300 keventos/s. Com estas três curvas, fica evidente que, quer a fonte radioactiva ^{127}Cs como o LED vão diminuindo o número de contagens no espectro à medida que a taxa de contagem da experiência vai aumentando e, inversamente, as linhas espectrais resultantes da irradiação do alvo de alumínio vão aumentando o seu número de contagens no espectro. Conclui-se também que à taxa de reacção de 1300 kcontagens/s o sistema consegue resolver todas as linhas espectrais,

mesmo com o aumento de eventos sobrepostos [Pere 11]. Para a experiência com taxa de ocorrência de 1300 keventos/s calculou-se uma taxa de sobreposição de eventos de 61,1 %, para a de 700 keventos/s esse valor é de 18,5 % e para 36 keventos/s é de 1,47 %. O que leva a concluir que o algoritmo consegue rejeitar os eventos sobrepostos com algum sucesso.

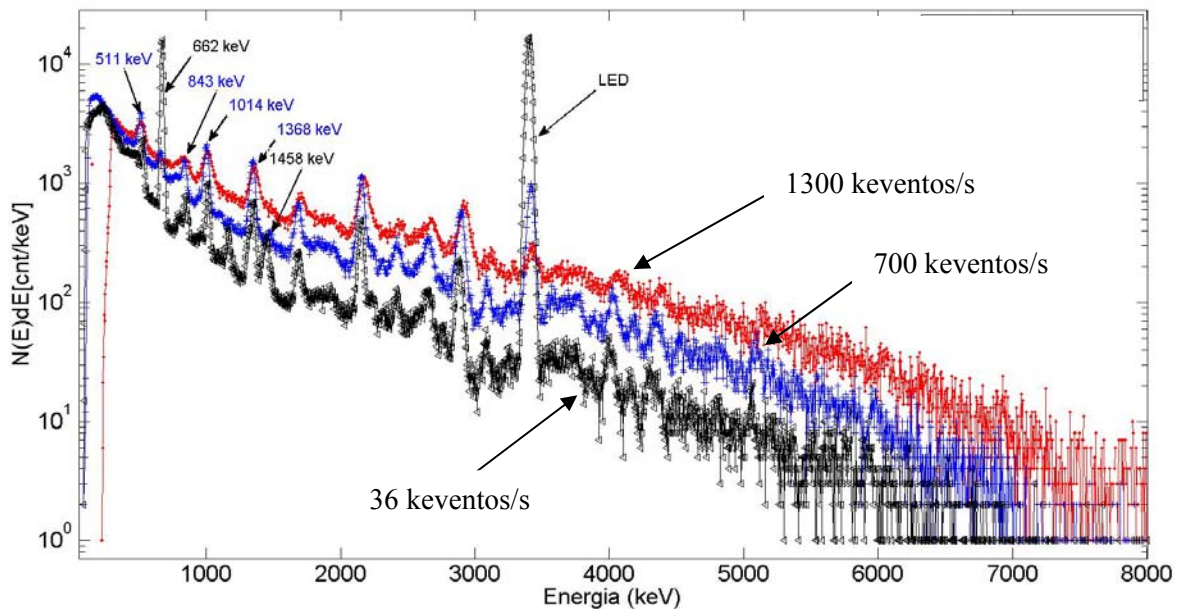


Figura 6.25: Espectro obtido após bombardear um alvo de ^{27}Al com um feixe de prótons de 10 MeV, com uma taxa de reacção de 36 kcontagens/s, 700 kcontagens/s e 1300 kcontagens/s.

6.3.3.3 Descargas do JET (campanha C27)

De entre as várias descargas que decorreram durante as campanhas C27 no JET, as descargas #79174 e # 79352, foram escolhidas pelo significado físico de relevância. Durante a operação inicial do ITER, prevê-se que a activação seja minimizada com a utilização de plasmas de H onde os cenários de referência baseam-se no aquecimento por ICRH dos iões minoritários tais como o ^3He , ^4He ou o D [Mayo 07].

É também apresentado um espectro obtido num pulso do JET em modo *dry run*⁹, descarga # 79166, onde, na ausência de plasma, se obtém um espectro com a informação da

⁹ Antes de uma operação normal do JET (um pulso de descarga), depois de um longo período sem operar, um dos procedimentos necessários é o de fazer uma descarga *dry run*. Esta descarga é praticamente igual à operação normal do JET, pulso de plasma, mas sem adicionar combustível no momento devido para criar o plasma. É aplicada a corrente às bobinas principais e, por vezes, outros sistemas são também configurados para esta descarga. Durante uma descarga *dry run* todos os procedimentos são configurados a partir da sala de controlo do

radiação de fundo existente, *background*. Este espectro é importante para fazer a calibração do sistema e determinar a resolução em energia obtida com o algoritmo aplicado aos dados amostrados. Com o espectro com a radiação do fundo obtém-se a recta de calibração. Todos os outros espectros são convertidos em energia com a recta de calibração obtida com esta descarga.

Com a recta de calibração, pode-se provar a linearidade energética do algoritmo de PHA desenvolvido (descrito na secção 6.2.4.3), Baseado no Filtro de Trapezoidal, BFT. As figuras 6.25, 6.27 e 6.29 são a prova desta linearidade, uma vez que os espectros representados pelas figuras 6.27 e 6.29 foram obtidos com a recta de calibração da descarga #79166, figura 6.5.

Tabela 6.1: Comparação da resolução de PHA obtida com o SAPD, correndo algoritmos diferentes: BFT, MAIA e ORSA. Para o detector LaBr₃ usado, em condições de operação óptimas, consegue-se atingir para ao pico de ¹³⁷Cs 2,9% de resolução [LaBr3].

Pico γ	BFT %	MAIA %	ORSA %
662 keV (¹³⁷ Cs)	3,9	4,4	3,3
1173 keV (⁶⁰ Co)	2,8	3,2	2,5
1333 keV (⁶⁰ Co)	2,7	3,0	2,4

A resolução energética obtida com o algoritmo BFT é validada através da comparação com outros algoritmos aplicados aos mesmos dados obtidos pelo SAPD. Na Tabela 6.1 estão representados os valores da resolução em energia para os 3 picos de calibração obtidos com o algoritmo BFT e por mais 2 algoritmos aplicados aos mesmos dados amostrados pela SAPD, mais uma vez operando o SAPD a 400 MHz no modo segmentado. Os outros dois algoritmos, ORSA e MAIA, foram desenvolvidos pelo grupo de trabalho pertencente ao INFN¹⁰. O algoritmo MAIA teve como objectivo a análise imediata entre descargas. Este será o algoritmo concorrente ao BFT cujo objectivo é o de obter um espectro imediatamente após uma descarga do JET. O algoritmo MAIA é escrito em C++ e leva cerca de 15 s para reconstruir o espectro de 10⁵ eventos durante a execução num computador do cluster de análise do JET [Noce 10]. O algoritmo BFT é para ser aplicado em tempo real, pelo que no final da descarga a informação armazenada em memória é a de energia dos eventos γ detectados e portanto o espectro é imediatamente construído execução num computador do cluster de análise do JET. O algoritmo ORSA foi desenhado para eliminar o ruído

JET, tal como de procede numa descarga normal do JET. Este tipo de descarga também é feita quando se quer testar alguma configuração nova de subsistemas [JET].

¹⁰ *Istituto Nazionale di Fisica Nucleare*. Itália.

introduzido, uma vez que na ausência do andar de filtragem de ruído entre o PMT e o SAPD, o ruído da linha de base é amostrado. Este ruído tem ainda associado o efeito de déficit balístico e recolha incompleta de carga.

Dos valores da tabela conclui-se que embora o algoritmo BFT não seja ideal, os resultados são ainda melhores do que resultados obtidos anteriormente no JET com os detectores antigos de NaI e BGO em que a resolução em energia para o pico de ^{137}Cs era de 7% [Kipt 02]. A comparação dos algoritmos serve para concluir que o BFT, que também faz uma correcção de ruído dos dados amostrados, é melhor que o MAIA uma vez que este último apenas calcula as amplitudes do pico depois de calcular uma média da linha de base. É no entanto inferior ao ORSA, o que é justificado pelas limitações inerentes a uma linguagem descritiva de HW (Verilog). A necessidade de dados em tempo real compensa uma pior resolução, que ainda assim é bastante melhor do que a apresentada pelos detectores e SAD anteriores.

As condições dos SAPD para as 3 descargas foram: i) modo de aquisição segmentada; ii) taxa de amostragem de 400 MHz e iii) aplicação *offline* do algoritmo *BFT*.

DESCARGA # 79166

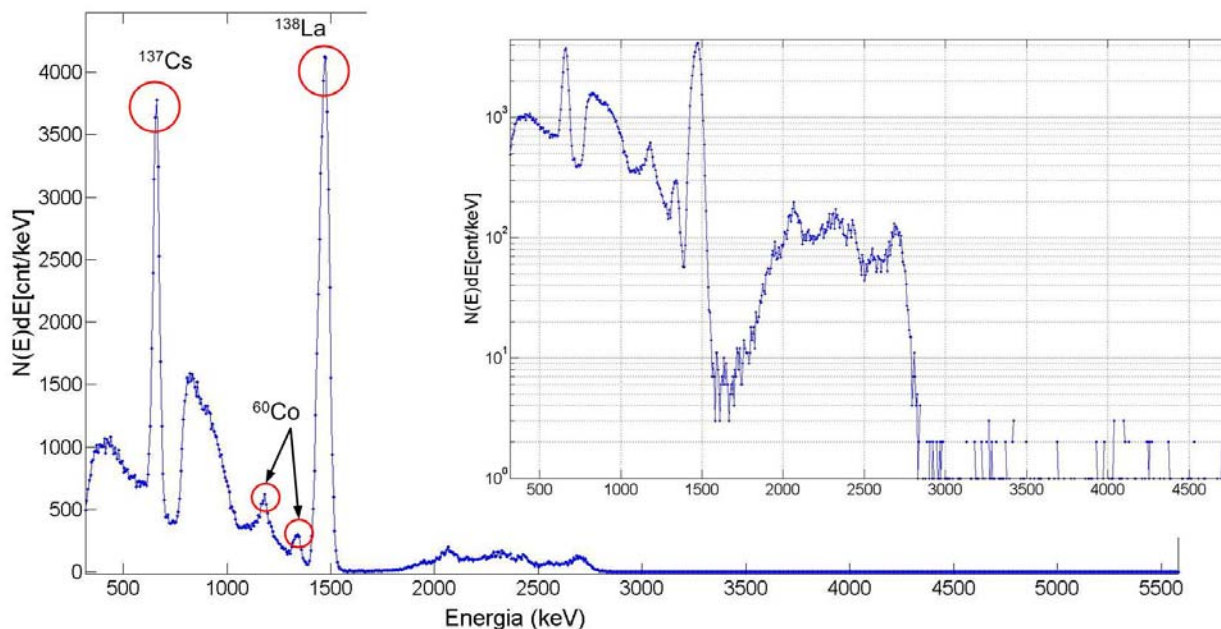


Figura 6.26: Espectro de radiação γ obtido durante o pulso *dry run* #79166 com o SAPD. Este espectro serve para efeitos de calibração. Estão evidenciados os picos relativos às fontes de calibração e a forma da radiação de fundo, *background*. Em destaque estão as linhas relativas à radiação γ decorrentes das fontes de calibração (^{137}Cs e ^{60}Co) e da radiação intrínseca ao detector (^{138}La).

Os 4 picos nas energias mais baixas, observados no espectro apresentado na Figura 6.26, são resultado das fontes de calibração de ^{137}Cs , ^{60}Co e da radiação intrínseca do detector (pico de energia 1473 keV devido à excitação do ^{138}Ba , que produz depois de captura por electrão CE, ^{138}La). Na zona das altas energias não há ocorrência de eventos.

Da Figura 6.27 infere-se ainda que a radiação γ detectada teve origem apenas nas fontes de calibração. A taxa de contagem apresenta-se constante para toda a janela temporal da descarga.

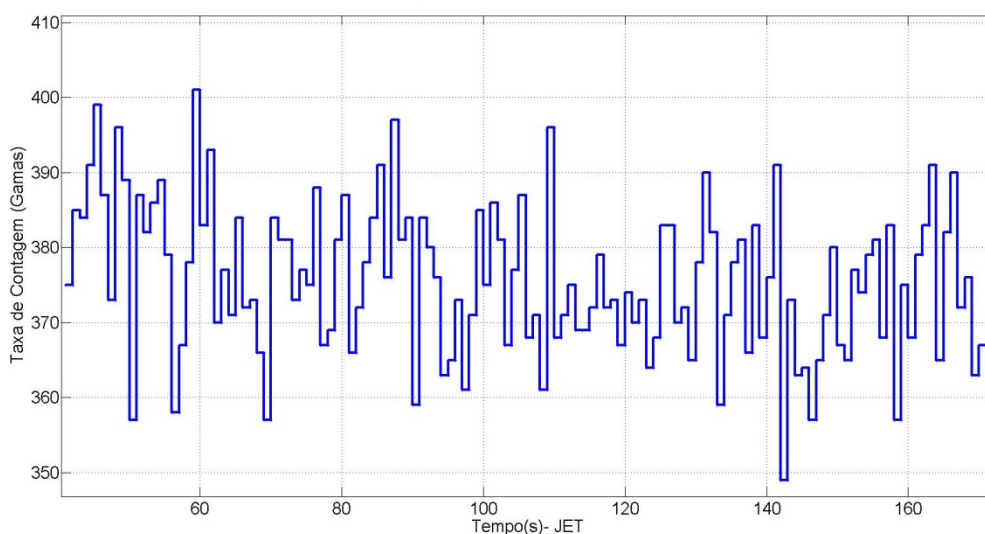


Figura 6.27: Distribuição da radiação γ em relação à janela temporal da descarga #79166 do JET

DESCARGA # 79174

O objectivo da experiência subadjacente ao pulso de descarga # 79174 foi o de estudar a física dos iões rápidos através da aceleração das partículas α .

Condições do pulso de descarga: i) foram injectados feixes de partículas α por NBI durante uma janela temporal [43,7 48,5] s; ii) depois foram aceleradas por ICRH de forma a aumentar a sua energia durante o intervalo temporal [44 48] s.

Com esta experiência, espera-se radiação γ proveniente da reacção $^9\text{Be}(\alpha, p\gamma)^{12}\text{C}$, pico 4,44 MeV e pelos picos ES e ED, Figura 6.28. Contudo, são também observados raios γ provenientes da reacção $^{12}\text{C}(\text{D}, p\gamma)^{13}\text{C}$, uma vez que o aquecimento de D é um processo concorrente de aquecimento na experiência (devido ao mesmo Z/A das partículas α). Este diagnóstico permite distinguir partículas diferentes com a mesma relação de carga e massa. O que implicou a produção de D com energias superiores a 0,5 MeV [Kipt 02]. Este

acontecimento inesperado, é visto nas linhas espectrais 3,09 MeV, 3,68 MeV e 3,85 MeV devido à transição do ^{12}C para os estados excitados do ^{13}C [Kipt 06].

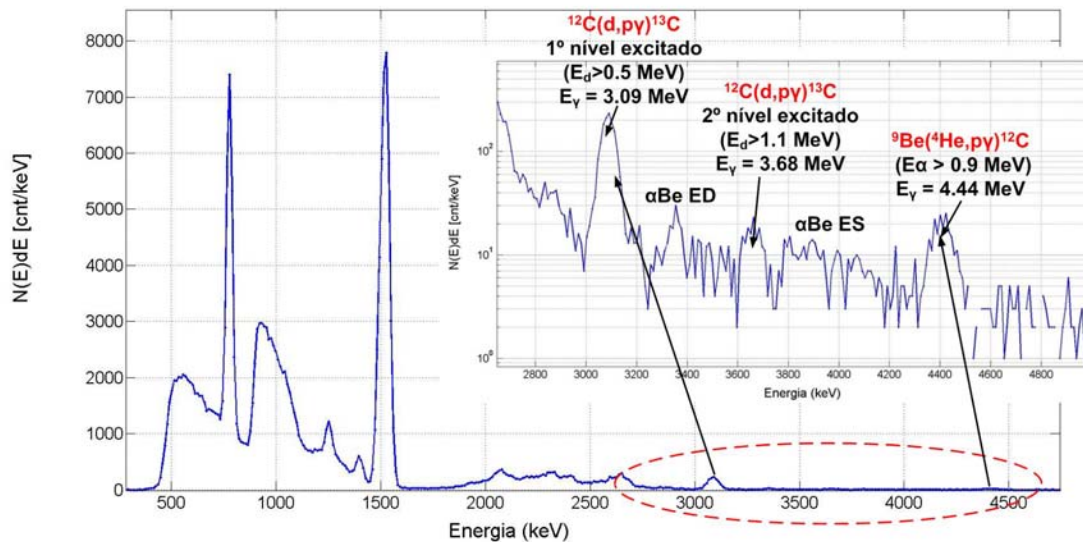


Figura 6.28: Espectro de radiação γ obtido durante o pulso e de descarga #79174 com o SAPD. Processamento *offline*. As linhas espectrais relativas à radiação γ resultante da reação $^{12}\text{C}(d,p)^{13}\text{C}$ e $^9\text{Be}(\alpha, p\gamma)^{12}\text{C}$ podem ser vistas na região do espectro de altas energias. As outras linhas são relativas à radiação γ decorrentes das fontes de calibração.

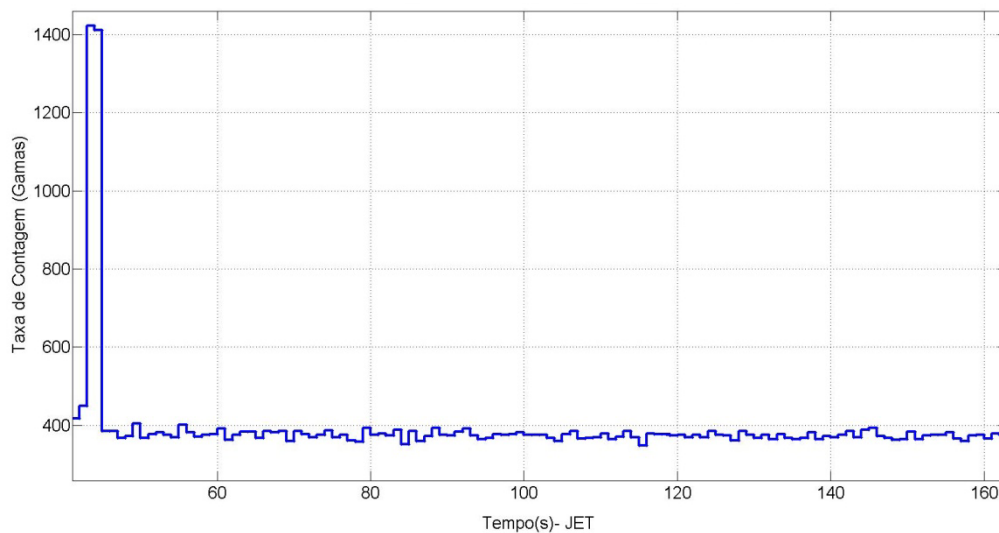


Figura 6.29: Distribuição da radiação γ em relação à janela temporal da descarga #79174 do JET

O aquecimento de feixes de íons ^4He por ICRH, produziu pela primeira vez no tokamak do JET, populações altamente energéticas, 3,5 MeV, de íons de ^4He que simulam partículas α resultantes das reações de fusão. A aceleração dos íons de ^4He na gama de

energia dos MeV é confirmada pela radiação γ resultante da reacção nuclear ${}^9\text{Be}(\alpha, n\gamma)$, [Mant 02, Kipt 05].

DESCARGA # 79352

Esta descarga teve como objectivo, o estudo do aquecimento minoritário e por modo conversão em cenários invertidos relevantes à fase não-activa do ITER [Noce 10]. Para este efeito, foi usado plasma (${}^3\text{He}$)H. A primeira harmónica ICRH foi ajustada para a frequência fundamental do ${}^3\text{He}$. Quando a concentração de ${}^3\text{He}$ atingiu valores suficientemente baixos, foram criadas caudas de alta energia na distribuição do ${}^3\text{He}$ como resultado do aquecimento por ICRH. Estes iões rápidos, por sua vez induziram radiação γ quando interagiram com as impurezas no interior do Tokamak (tipicamente ${}^{12}\text{C}$ e ${}^9\text{Be}$ no JET, [Kipt 02]). Nos plasmas (${}^3\text{He}$)H, era expectável que a radiação γ resultante da reacção ${}^9\text{Be}({}^3\text{He}, p\gamma){}^{11}\text{B}$ aparecesse no espectro, Figura 6.30. Esta reacção está representada pelo pico 4,44 MeV e pelo SE e DE devido à transição do ${}^{11}\text{B}$ do segundo estado excitado para o estado fundamental. Contudo, a emissão da radiação γ da reacção ${}^{12}\text{C}(d, p){}^{13}\text{C}$ também foi observada, o que implicou a produção de deutérios com energias superiores a 0,5 MeV. A tendência coerente mostra que o ${}^3\text{He}$ e os iões de D, foram ambos acelerados pelo ICRH.

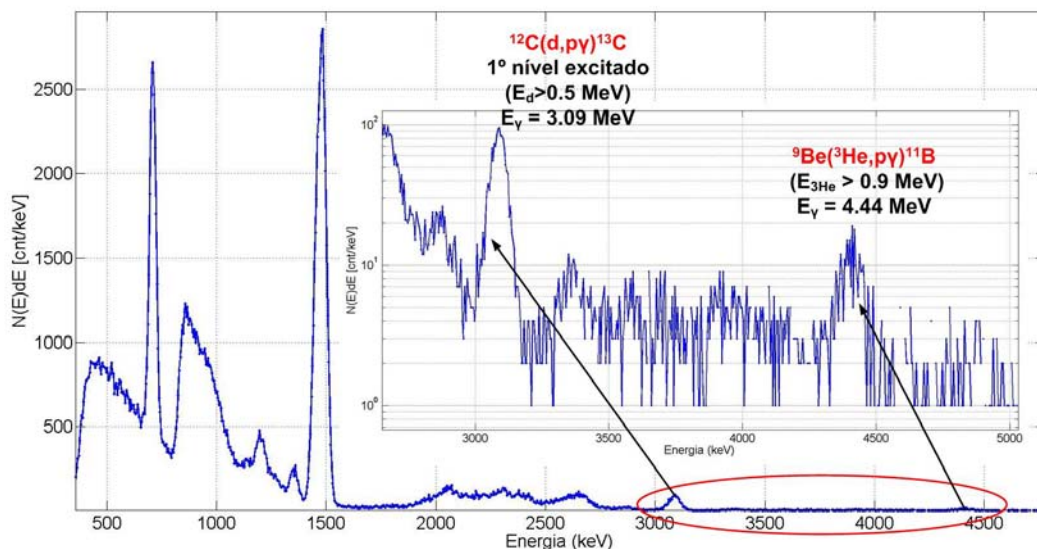


Figura 6.30: Espectro de radiação γ obtido durante o pulso e de descarga #79352. Processamento *offline*. As linhas espectrais relativas à radiação γ resultante da reacção ${}^{12}\text{C}(d, p){}^{13}\text{C}$ e ${}^9\text{Be}({}^3\text{He}, p\gamma){}^{11}\text{B}$ podem ser vistas na região do espectro de altas energias. As outras linhas são relativas à radiação γ decorrentes das fontes de calibração.

Espera-se atingir taxas significativamente superiores de radiação γ e melhor resolução temporal, com este sistema, quando estiverem disponíveis experiências de fusão com plasma D-T como já aconteceu no JET e futuramente no ITER [Noce 10].

CAPÍTULO 7

Conclusões e Trabalho Futuro

7.1 RESUMO E CONCLUSÕES

O SAPD desenvolvido, utilizando tecnologia de ponta, é um sistema de aquisição de muita alta velocidade capaz de colmatar um dos problemas imposto pelas novas máquina de fusão (ITER) e que consiste na obtenção de informação de um grande número de canais a taxas elevadas em operação contínua. Os sistemas de funcionamento contínuo apresentam novos desafios relativamente aos sistemas de operação pulsada, nomeadamente ao nível da capacidade de processar os dados adquiridos e simultaneamente transferi-los para o hospedeiro em tempo real e não menos importante, ao nível da fiabilidade e disponibilidade. Estes 2 últimos factores implicam uma redundância a vários níveis e uma manutenção ‘hot-plug’, disponibilizada pela tecnologia ATCA (contrariamente aos actuais sistemas usados nos tokamaks). O processamento e transferência de dados em tempo real são permitidos pelos dispositivos lógicos programáveis, FPGA e pela interface PCIe permitida pelo barramento ATCA e disponibilizada pelo dispositivo FPGA.

O SAPD desenvolvido satisfaz os requisitos da aquisição e processamento em tempo real sem que haja perda de informação durante experiência em tokamaks com descargas de longa duração. Actualmente o SAPD está preparado para armazenar os dados (contínuos, processados ou segmentados) em memória local DDR2 e posteriormente enviá-los por PCIe para o hospedeiro. No entanto, durante o tempo do desenvolvimento deste SAPD e devido às exigências, nomeadamente do diagnóstico KN3G com os seus 19 canais, foi pensado e iniciado um modo de operação híbrido, em que os dados adquiridos seguem dois percursos paralelos, os dados em modo contínuo são armazenados em memória local DDR2 e, simultaneamente, os dados processados são enviados em tempo real por PCIe para o módulo hospedeiro (controlador) para posteriormente ser feita a correlação dos dados processados com os dados contínuos processados *offline* [Pere 10].

De forma a permitir que os dados sejam transferidos pela ligação série PCIe \times 1 de 2,5 Gb/s, são construídos pacotes de DMA tendo em conta o modo de operação e o tamanho da carga de um pacote PCIe (os dados têm que ser fragmentados em pacotes PCIe). Estes pacotes de DMA são enviados para a memória do hospedeiro. No caso do fluxo de dados processados (transferência em tempo real), o pacote de DMA é do mesmo tamanho que o pacote PCIe, 128B, para evitar qualquer limitação de tempo. Isto é particularmente importante se a taxa de ocorrência de eventos durante um pulso de descarga de plasma for baixa, caso contrário haveria o risco de retenção de eventos para grandes períodos de tempo e deste modo comprometer os requisitos de tempo real. O hospedeiro vai estar à espera de pacotes DMA durante o período do pulso descarga de plasma. Para a construção do pacote DMA para os dados armazenados em memória, o tamanho é otimizado para 4096 bytes (este valor deve ser um múltiplo de pacotes PCIe), e o hospedeiro espera por pacotes de memória DMA até um máximo de 2 GB de dados serem recebidos (ou o tamanho de memória DDR2 preenchido). De facto, com o desenvolvimento paralelo do SAPD para os 2 diagnósticos descritos, este modo de operação híbrido acabou por não ser implementado, sendo deixado para trabalho futuro [Pere 10].

O elevado número de canais a adquirir e processar, assim como os custos máximos para o desenvolvimento do sistema, obrigaram a uma implementação de grande densidade de canais por placa. Inicialmente pensada para ter 4 canais, uma memória DDR2 e uma FPGA, foi duplicada (8 canais, 2 memórias DDR2 e 2 FPGAs). Este aumento implicou um grau de complexidade do PCB tão elevado, que trouxe muitos problemas ao nível da montagem. Estes problemas estão finalmente a ser solucionados através de aplicação de *sockets*/adaptadores no lugar das BGAs de grande densidade (1192 pinos por IC). Caso esta tentativa não tenha o sucesso esperado, a outra solução passará por substituir cada bloco do digitalizador por uma placa de formato AMC, diminuindo a complexidade da placa mãe. Ou seja, a placa mãe (*carrier*), de formato ATCA terá 2 conectores onde serão inseridas 2 placas AMC.

7.1.1 Aspectos inovadores do sistema

Alguns dos aspectos inovadores do SAPD estão intrinsecamente relacionados com a norma ATCA. Um deve-se ao facto de possuir um barramento ‘full-mesh’ ATCA que permite criar

duas redes independentes. Uma baseada em PCIe (topologia em estrela) e outra agnóstica (topologia *full-mesh*), para processamento centralizado e distribuído respectivamente (embora em qualquer dos diagnósticos só se tenha usado a topologia em estrela). Outro aspecto inovador foi a utilização do protocolo de comunicações PCIe ao nível do barramento ATCA, apesar de estar previsto na norma, não foi ainda adoptado pela indústria (a indústria ao nível do barramento ATCA utiliza Ethernet). Em Junho de 2010 surgiu uma extensão à norma ATCA, denominada de AXIe2, com a adopção do PCIe ao nível do *Fabric* do barramento (topologia em estrela).

O aspecto inovador ao nível do módulo digitalizador deste SAPD é atribuído ao número de canais, à taxa de amostragem disponibilizada de 400 MHz (com possibilidade de atingir 800 MHz em modo intercalado) e à capacidade de processamento de eventos a esta taxa através de uma arquitectura de processamento em paralelo de dados implementada nos dispositivos FPGA [Fern 10]. De facto, a estas taxas, não é possível armazenar simultaneamente dados contínuos de 4 canais do mesmo bloco, em memória DDR2, é necessário processá-los.

Ao nível dos diagnósticos, para o KM6S destaca-se o aumento da resolução temporal em que à taxa de ocorrência de radiação γ de 1 Meventos/s, se consegue construir espectros com resolução aceitável sem perda de linearidade, conforme se observou tanto com as experiências feitas no acelerador de partículas instalado no IOFFE, como no Tandem de Van der Graaf instalado no IFIN HH. Em condições estáveis de funcionamento, o SAPD suporta uma taxa de eventos de 5 Meventos/s, se forem tolerados os efeitos de empilhamento e os desvios de ganho do PMT. Para o diagnóstico KN3G destaca-se a capacidade de medida simultânea de raios X e raios γ , conforme se pode observar nos espectros obtidos com o SAPD (capítulo 6) que varrem uma gama de energias de 200 keV a 8 MeV. Esta leitura vai, de futuro, permitir que o diagnóstico KN3G forneça a outros subsistemas (outras plantas do JET) parâmetros calculados durante as descargas através de um ligação de rede ATM também disponibilizada pelo SAPD.

7.2 OBJECTIVOS FUTUROS

7.2.1 Melhoria do sistema actual KM3G

O principal objectivo para que seja construído um reactor de fusão comercial, é que as experiências de fusão, futuramente, consigam atingir o estado de operação contínuo. Para que este objectivo seja atingido, beneficiar-se-ia de medidas simultâneas dos raios X e raios γ .

A medição da emissão resultante dos electrões rápidos, FEB, na gama de energias dos raios X duros, é a forma mais eficiente para a investigação da deposição de energia decorrente da condução de corrente por frequências híbridas (LHCD) antes da fase de aquecimento principal, otimizando a deformação do plasma prevenindo as instabilidades por MHD. A temperatura do fotão é um parâmetro normalmente utilizado para a analisar qualitativamente a evolução da cauda com os parâmetros de ondas de radiofrequência, RF. Este conhecimento permitirá que o sistema active um atenuador adequado, enviando em tempo real os parâmetros chave calculados e este é o objectivo final para este diagnóstico [Bara 06].

Actualmente, o SAPD do KN3G adquire simultaneamente raios X e γ e em situação de montagem óptima (testes de bancada) conseguiram-se discriminar as energias na gama de 145 keV a 1,33 MeV. Com os detectores colocados nas câmaras (mas sem plasma) conseguiu-se discriminar as energias na gama de 200 keV a 8 MeV. Os resultados obtidos foram sempre para um canal. Espera-se que durante as campanhas a decorrer 2011/2012, se consiga calibrar os 19 canais e se conclua a possibilidade de medição simultânea de raios X e γ .

7.2.2 Melhoria do sistema actual KM6S

Presentemente, os 2 GB de memória DDR2 usados para armazenar os dados em modo segmentado de um canal (só são usados 2 canais neste diagnóstico, pelo que cada canal pertence a um bloco diferente do módulo digitalizador ficando com 2 GB de memória para cada um) são suficientes para a descarga de um pulso do JET, uma vez que a taxa de ocorrência de evento é relativamente baixa. De futuro, a taxas contínuas de 1 M eventos/s, a operação deste SAPD perderá dados (mesmo para o tempo de descarga do JET) só com a

utilização de memória local. Para segmentos de 128 bits de largura, cerca de 7 Meventos preenchem os 2 GB de memória em 7 s. No caso de se operar no modo processado, em que por evento é gerada uma palavra de 64 bits, a memória de 2 GB seria preenchida por 62,5 Meventos. Se a taxa de eventos fosse 1 Mevento/s, demoraria cerca de 1 minuto a escrever a memória, este tempo é superior à de uma descarga do JET. Para taxas de 5 Meventos/s esperadas no GRS, este tempo baixa para 12,5 s. Este facto, aliado à ainda exigência por parte dos responsáveis pelos diagnósticos, da necessidade absoluta de manter a informação total de cada evento (informação digitalizada de cada evento) para futura correlação com os dados processados (no caso de haver alguma dúvida nos resultados obtidos), corrobora, mais uma vez, com a absoluta necessidade do modo híbrido de operação. Neste modo, na memória DDR2 serão armazenados os pulsos segmentados e os valores de energia serão transferidos em tempo real. A correlação dos dados poderá ser feita numa qualquer altura, a definir pelo responsável pelo diagnóstico.

Lista de Acrónimos

A

AC	‘Alternating Current’ Corrente Alternada
ADC	‘Analog to Digital Converter’ – Conversor Analógico-Digital
APD	'Avalanche PhotoDiode' - Fotodíodo de Avalanche
AMC	‘Advanced Mezzanine Card’
ATCA	‘Advanced Telecommunications Computing Architecture’ – Arquitectura de Computação de Telecomunicações Avançada
ATM	‘Asynchronous Transfer Mode’ – Modo de Transferência Assíncrono
ATX	‘Advanced Technology eXtended’
AXIe	‘ATCA express eXtensions for Instrumentation’ – eXtensões ATCA express para Instrumentação

B

BIOS	‘Basic Input/Output System’ – Sistema de Entradas/Saídas Básico
BGA	‘Ball Grid Array’ – Matriz de Bolas em Grelha
BGO	Cintilador de Bismuto Germanato (BiqGesO12)

C

CAMAC	‘Computer Automated Measurement And Control’ – Medição E Controlo Automático por Computador
CDT	Enformador Digital Trapezoidal
CE	Captura electrónica
CF	‘CompactFlash’
CODAS	‘Control and Data Acquisition System’
CompactPCI	‘Compact Peripheral Component Interconnect’ – PCI Compacto
cPCIe	‘Compact Peripheral Component Interconnect express’ – PCI express

Compacto

CTTS ‘Composite Timing and Trigger System’ – Sistema Composto de Temporização e Disparo

D

D Deutério - isótopo do hidrogénio

D-D plasmas de Deutério- Deutério

D-³He plasmas de Deutério- Hélio-3

D-T plasmas de Deutério-Trítio

DAC ‘Digital to Analog Converter’ – Conversor Digital-Analógico

DC ‘Direct Current’ – Corrente Contínua

DCM ‘Digital Clock Manager’ – Gestor Digital de Relógios

DDR ‘Dual Data Rate’ – Taxa de Dados Dupla

DE Detector de Eventos

DIMM ‘Dual In-line Memory Module’ – Módulo de Memória de Alinhamento Duplo

DMA ‘Direct Memory Access’ – Acesso Directo à Memória

DPA Desconvolução Passa-Alto

DS ‘DownStream’

DSP ‘Digital Signal Processor’ – Processador Digital de Sinal

E

ECL ‘Emitter Coupled Logic’, Lógica Acoplada por Emissor

ED Pico de Escape Duplo

EEPROM ‘Electrically Erasable Programmable Read Only Memory’ – PROM Apagável Electricamente

ENOB ‘Effective Number Of Bits’ – Número Efectivo De Bits

EP ‘EndPoint’

ES Pico de Escape Simples

eV 'Electron Volt' - Electrão Volt

F

FastCAMAC 'Fast Computer Automated Measurement And Control' – CAMAC rápido

FEB 'Fast-Electron-Bremmstrahlung'

FIFO 'First In First Out' – Primeiro a Entrar Primeiro a Sair

FPDP 'Front Panel Data Port' – Porto de Dados do Painel Frontal

FPGA 'Field Programmable Gate Array' – Matriz de Portas Programável em Campo

FRU 'Field Replaceable Unit'

FS 'FireSignal' - *Software* desenvolvido pelo IPFN, para controlar e operar experiências de física. O FS é composto por um nó genérico escrito em C++, um servidor, e um sistema de ficheiros de bases de dados

FWHM 'Full Width Half Maximum' - Largura a Meia Altura

G

GbE 'Gigabit Ethernet'

GCAD Grupo de Controlo e Aquisição de Dados

GRS 'Gamma-Ray Spectroscopy' - Espectroscopia de raios γ .

H

H-⁷Li Plasma de hidrogénio-lítio.

H-¹¹B Plasma de hidrogénio-boro.

HA 'High Availability' – Elevada Disponibilidade.

HWA 'Hardware Address' – Endereço de Hardware

HDD 'Hard Disk Drive' – Disco Duro

HPGe 'High-Purity Germanium Detector' - Detector de Germânio de Elevada Pureza.

HTML	‘HyperText Markup Language’
HTTP	‘HyperText Transfer Protocol’
I	
I2C	‘Inter-Integrated Circuit’ – Interligação de Circuitos Integrados
ICRF	‘Ion Cyclotron Resonance Frequency’- Frequência de ressonância de íons de ciclotrão
ICRH	‘Ion Cyclotron Resonance Heating’- Aquecimento por ressonância de íons de ciclotrão
IEEE	‘Institute of Electrical and Electronics Engineers’ – Instituto de Engenheiros Electrotécnicos e Electrónicos
IPFN	Instituto de Plasmas e Fusão Nuclear
IPMB	‘Intelligent Platform Management Bus’ – Barramento de Gestão de Plataformas Inteligentes.
IPMC	‘Intelligent Platform Management Controller’ – Controlador de Gestão de Plataformas Inteligentes.
IPMI	‘Intelligent Platform Management Interface’ – Interface de Gestão de Plataformas Inteligentes
ITER	‘International Thermonuclear Experimental Reactor’
J	
JET	‘Joint European Torus’
JPF	‘JET pulse files’
JTAG	‘Joint Test Action Group’
K	
KM6S	Nome atribuído pelo CODAS ao diagnóstico espectroscopia de raios γ no JET
KN3G	Nome atribuído pelo CODAS ao diagnóstico câmara de raios γ no JET
kSPS	‘kilo Samples Per Second’ – kilo Amostras Por Segundo
L	
LED	‘Light Emitting Diode’ – Diodo Emissor de Luz

LHCD ‘Lower hybrid current drive’ - Aquecimento do plasma através de uma onda de plasma cuja frequência se encontra no meio das frequências de ciclotrão dos íons e dos electrões

LPF ‘last Pulse file’

M

MeV Mega Electrão Volt

MHD ‘MagnetoHydroDynamics’ – Hidrodinâmica Magnética

MicroTCA ‘Micro Telecommunications Computing Architecture’ – Micro Arquitectura de Computação de Telecomunicações

MGT ‘Multi-Gigabit Transceiver’ – Transceptor Multi-Gigabit

MLVDS ‘Multi-point Low Voltage Differential Signalling’ – Sinais Diferenciais de Baixa Voltagem de Múltiplos Pontos

MSPS ‘Mega Samples Per Second’ – Mega Amostras Por Segundo

N

NIM ‘Nuclear Instrumentation Methods’ – Métodos de Instrumentação Nuclear

NBI ‘Neutron Beam Injection’ - Injecção de Feixe de Neutrões

P

PC ‘Personal Computer’ – Computador Pessoal

PCB ‘Printed Circuit Board’ – Placa de Circuito Impresso

PCI ‘Peripheral Component Interconnect’ – Interconexão de Componentes Periféricos

PCIe ‘Peripheral Component Interconnect express’

PCI-SIG ‘Peripheral Component Interconnect Special Interest Group’ – Grupo de Interesse Especial em PCI

PCI-X ‘Peripheral Component Interconnect Extended’ – PCI eXtendido

PICMG ‘PCI Industrial Computer Manufacturers Group’ – Grupo de Fabricantes de Computadores Industriais PCI

PD	'PhotoDiode' - Fotodíodo
PIN	' P-doped, I - intrinsec, N-doped ' - P-dopado, I - intrínseco, N-dopado
PHA	'Pulse Height Analyser' - Analisador de Amplitude de Pulsos
PLL	'Phase Locked Loop' - Malha Atracada na Fase
PMT	'PhotoMultiplier Tube' - Tubo Fotomultiplicador
PPF	'Processed Pulse Files'
PSD	'Pulse Shape Discriminator' - Discriminador da Forma de Pulsos
PT	'Thermonuclear Plasma' - Plasma Termonuclear
PXI	'PCI eXtensions for Instrumentation' – eXtensões PCI para Instrumentação
PXIe	'PCI express eXtensions for Instrumentation' – eXtensões PCI express para Instrumentação

R

RC	'Root Complex'
RMS	'Root Mean Square' – Raiz quadrada da Média dos Quadrados
RoHS	'Restriction of certain Hazardous Substances' – Restrição de certas Substancias Nocivas
RTAI	'Real-Time Application Interface' – Interface de Aplicações em Tempo Real
RTM	'Rear Transition Module' – Módulo de Transição para a Retaguarda

S

SA	Subtracção de Atraso
SAD	Sistema de Aquisição de Dados
SAPD	Sistema de Aquisição e Processamento de Dados
SATA	'Serial Advanced Technology Attachment' – Ligação de Tecnologia Avançada Série
SDRAM	'Synchronous Dynamic Random Access Memory' – Memória Dinâmica Síncrona de Acesso Aleatório

SFP	‘Small Form-Factor Pluggable’
SNR	‘Signal to Noise Ratio’ – Relação Sinal Ruído
SODIMM	‘Small Outline Dual In-line Memory Module’
SSC	‘Spread Spectrum Clock’ – Relógio de Espectro Disperso
SysACE	‘System Advanced Configuration Environment’ – Meio de Configuração Avançada de Sistemas

T

TS	‘TimeStamp’ – Contador de tempo
----	---------------------------------

U

US	‘UpStream’
USB	‘Universal Serial Bus’ – Barramento Série Universal.

V

VCXO	‘Voltage Controlled Crystal Oscillator’ – Oscilador de Cristal Controlado por tensão
VGA	‘Video Graphics Array’
VHDL	‘Very high speed integrated circuit Hardware Description Language’ – Linguagem de Descrição de Hardware de circuitos integrados muito rápidos
VITA	‘VME International Trade Association’ – Associação Comercial Internacional VME
VME	‘VERSA-Module Europe’
VME64	‘VERSA-Module Europe 64’
VXI	‘VME eXtensions for Instrumentation’

X

xTCA	‘eXtensions for Telecommunications Computing Architecture’
------	--

Z

Z	‘Atomic Number’ – Número Atômico
---	----------------------------------

Bibliografia

- [SFP] "SFP Transceiver Module",
http://www.sunmafiber.com/Show_product.asp?id=310, (online).
- [PICMG MTCA.0] "MicroTCA® ", R. 1.0, 2006.
- [CAEN] "Digital Pulse Processing Overview",
<http://istcgroup.com/files/file152.pdf>, (online).
- [PICMG 3.0] "AdvancedTCA Base Specification", R. 3.0, 2008.
- [PICMG EXP.0] "CompactPCI® Express", R. 1.0, 2005.
- [AN1023] "Understanding Pipelined ADCs",
<http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1023>, Oct 02, 2001 (online).
- [Xilinx] "Product Support & Documentation",
<http://www.xilinx.com/support/documentation/virtex> (online).
- [GammaE] "Gamma Energy DataBase",
<http://www.nndc.bnl.gov/capgam/>. (online).
- [Adam 93] J. M. Adams, O. N. Jarvis, G. J. Sadler, D. B. Syme and N. Watkins, "The JET neutron emission profile monitor", *Nuclear Instruments and Methods* Vol. 329, No 1-2, p. 277-290, 1993.
- [Bara 06] O. Barana, D. Mazon, G. Caulier, D. Garnier, M. Jouve, L. Laborde and Y. Peysson, "Real-time determination of suprathreshold electron local emission profile from hard X-ray measurements on Tore Supra", *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, Vol. 53, No 3, p. 1051-1055, 2006.
- [Bati 06] A. J. N. Batista, J. Sousa and C. A. F. Varandas, "ATCA digital controller hardware for vertical stabilization of plasmas in tokamaks", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 77, No 10, p. 10F527-10F527-3, 2006.
- [Bati 10] A. J. N. Batista, A. Neto, M. Correia, A. M. Fernandes, B. B. Carvalho, J. C. Fortunato, J. Sousa, C. Varandas, F. Sartori and M. Jennison, "ATCA Control System Hardware for the Plasma Vertical Stabilization in the JET Tokamak", *Nuclear Science, IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 57, No 2, p. 583-588, 2010.
- [Bati PhD] A. Batista, "Sistema ATCA de Controlo em Tempo Real de Tokamaks com Descargas de Longa Duração", *Tese PhD*, 2010, .
- [Blan 10] "JET Diagnostic Enhancements in support support of the future JET programme",

<http://www.ifa-mg.ro/euratom/docs/zileasoc2010/BlanchardMEDCassociationdayfinal.pdf>, 2010 (online).

[Donn 08] A. J. H. Donné, "Introduction to Plasma Diagnostics", *Transactions of Fusion Science and Technology*, Vol. 53, No -, p. 379 - 386, 08.

[DS080] "System ACE CompactFlash Solution", http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/, October 1, 2008 (online).

[ERMEC] "Ball Grid Array (BGA) Adapters", http://www.advanced.com/pdf/AIC_BGASktAdpt_revSept10.pdf, (online).

[Fart 07] T. B. J.W. Farthing, A.J. Capel, N. Cook, A.M. Edwards, R. Felton, F.S. Griph, E.M. Jones, and P. A. M. R.A. Layne, D. McDonald, M.R. Wheatley, Euratom/UKAEA Fusion Association, "Data Management at JET With a Look Forward to ITER", *Proceedings of ICALEPCS07*, Knoxville, Tennessee, USA, 2007.

[Fern 10] A. M. Fernandes, R. C. Pereira, J. Sousa, A. Neto, P. Carvalho, A. J. N. Batista, B. B. Carvalho, C. A. F. Varandas, M. Tardocchi and G. Gorini, "Parallel processing method for high-speed real time digital pulse processing for gamma-ray spectroscopy", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 85, No 3-4, p. 308-312, 2010.

[Fern 11] A. M. Fernandes, R. C. Pereira, J. Sousa, A. J. N. Batista, A. Combo, B. B. Carvalho, C. M. B. A. Correia and C. A. F. Varandas, "HDL Based FPGA Interface Library for Data Acquisition and Multipurpose Real Time Algorithms", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. PP, No 99, p. 1-7, 2011.

[Gonç 10] B. Goncalves, J. Sousa, A. Batista, R. Pereira, M. Correia, A. Neto, B. Carvalho, H. Fernandes and C. A. F. Varandas, "ATCA advanced control and data acquisition systems for fusion experiments", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 57, No 4, p. 28-34, 2010.

[Hendee] W. R. I. Hendee, G.S. and Hendee, E. G. , "Radiation Therapy Physics", Wiley, Third Edition, 2005, 0-471-39493-9.

[Hogb 02] G. F. S. Hogben C., "Interface to JET Equipment Using the HTTP Protocol" <http://www.iop.org/Jet/fulltext/EFDR02004.PDF>, 2002.

[Iter] "ITER - The Way to New Energy", <http://www.iter.org> (online).

[JET/EFDA] "The Joint European Torus (JET) – Europe's largest Fusion Device", <http://www.jet.efda.org> (online).

[Jord 93] V. Jordanov and G. F. Knoll, "Digital Pulse Processor Using a Moving Average Technique", *Ieee Transactions on Nuclear Science*, Vol. 40, No 4, p. 764-769, 1993.

- [Jord 94] V. T. Jordanov and G. F. Knoll, "Digital Synthesis of Pulse Shapes In Real-Time for High-Resolution Radiation Spectroscopy", *Nuclear Instruments & Methods* Vol. 345, No 2, p. 337-345, 1994.
- [Jord 94a] 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 & Methods*, Vol. 353, No 1-3, p. 261-264, 1994.
- [Kipt 02] V. G. Kiptily, F. E. Cecil, O. N. jarvis, M. J. Mantsinen, S. E. Sharapov, L. Bertalot, s. Conroy, L. C. Ingresson, T. Johnson, K. D. Lawson, S. Popovichev and a. J. E. Contributors, "Gamma-ray diagnostics of energetic ions in JET", *Nuclear Fusion*, Vol. 42, No -, p. 999-1007, 2002.
- [Kipt 04] V. G. Kiptily, Y. F. Baranov, R. Barnsley, L. Bertalot, N. C. Hawkes, A. Murari, S. Popovichev, S. E. Sharapov, D. Stork and V. Yavorskij, "First Gamma-Ray Measurements of Fusion Alpha Particles in JET Trace Tritium Experiments", *Phys Rev Lett*, Vol. 93, No 11, p. 115001 1-4, 2004.
- [Kipt 05] J. M. A. V.G. Kiptily, L. Bertalot, A. Murari, S.E. Sharapov, V. Yavorskij, B. Alper, R. Barnsley, P. de Vries, C. Gowers, L.-G. Eriksson, P.J. Lomas, M.J. Mantsinen, A. Meigs, J.-M. Noterdaeme, F.P. Orsitto and JET EFDA contributors, "Gamma-Ray Imaging of D and ⁴He ions Accelerated by Ion-Cyclotron-Resonance Heating in JET Plasmas", *Nuclear Fusion*, Vol. 45, No 5, p. L21, 2005.
- [Kipt 06] V. G. Kiptily, Cecil F.E. and Medley S.S., "Gamma ray diagnostics of high temperature magnetically confined fusion plasmas", *Plasma Physics and Controlled Fusion*, Vol. 48, No 8, p. R59-R82, 2006.
- [Kipt 06] V. G. Kiptily and et al., "Gamma ray diagnostics of high temperature magnetically confined fusion plasmas", *Plasma Physics and Controlled Fusion*, Vol. 48, No 8, p. R59, 2006.
- [Kipt 08] V. G. Kiptily, D. Borba, F. E. Cecil, M. Cecconello, D. Darrow, V. Goloborod'ko, K. Hill, T. Johnson, A. Murari, F. Nabais, S. D. Pinches, M. Reich, S. E. Sharapov, V. Yavorskij, I. N. Chugunov, D. B. Gin, G. Gorini, A. E. Shevelev, D. B. Syme and V. Z. , and contributors "Fast ion JET diagnostics: confinement and losses", *AIP Conference Proceedings*, Vol. 988, No 1, p. 283-290, 2008.
- [Knoll] G. Knoll, "Radiation Detection and Measurements", *Wiley*, Third Edition, 2000, .
- [Koeh 86] P. E. Koehler, S. A. Wender and J. S. Kapustinsky, "Improvements in the energy resolution and high-count-rate performance of bismuth germanate", *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, Vol. 242, No 3, p. 369-372, 1986.
- [LaBr3] "Overview and recent progress on BrillanCe™ 380 [LaBr₃:Ce] Scintillator", 2009.

[Lavi 96] C. Laviron, Donné, A.J.H., Manso, M.E., Sanchez, J., "Reflectometry techniques for density profile measurements on fusion plasmas", Vol. 38, No 7, p. 905, 1996.

[Lecroy] "Model 4434 - 32-Channel Latching Scaler",
<http://www.lecroy.com/lrs/dsheets/2551.htm>, (online).

[Lee] J. M.Lee, "VERILOG® QUICKSTART - A Practical Guide to Simulation and Synthesis in Verilog", *Dordrecht, Kluwer Academic Publishers*, 3rd Edition, 2002 0792376722.

[Liou 05] A. Lioure, A. Kaye, A. Murari, J. Sanchez, T. Todd, C. Damiani and J. Pamela, "The JET-Enhanced Performance programme: More heating power and diagnostic capabilities in preparation for ITER", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 74, No 1-4, p. 141-146, 2005.

[Loug 99] M. J. Loughlin, N. Watkins, J. M. Adams, N. Basse, N. P. Hawkes, O. N. Jarvis, G. Matthews, F. B. Marcus, M. Omullane, G. Sadler, J. D. Strachan, P. van Belle and K. D. Zastrow, "Neutron profile measurements for trace tritium experiments", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 70, No 1, p. 1123-1125, 1999.

[Mant 02] M. J. Mantsinen, M. L. Mayoral, V. G. Kiptily, S. E. Sharapov, B. Alper, A. Bickley, M. de Baar, L. G. Eriksson, A. Gondhalekar, T. Hellsten, K. Lawson, F. Nguyen, J. M. Noterdaeme, E. Righi, A. A. Tuccillo and M. Zerbini, "Alpha-tail production with ion-cyclotron-resonance heating of 4He-beam ions in JET plasmas", *Phys Rev Lett*, Vol. 88, No 10, p. 105002, 2002.

[Mayo 07] M. L. Mayoral et al., "Hydrogen plasmas with ICRF inverted minority and mode conversion heating regimes in the JET tokamak", *Nuclear Fusion*, Vol. 46, No 7, p. S550, 2006.

[MindShare,Inc] R. Budruk, D. Anderson and T. Shanley, "PCI Express System Architecture", *Addison-Wesley*, 2003, 0-321-15630-7.

[MM8206] "LeCroy MM8206A Dual Port Memory CAMAC Module",
<http://www.artisan-scientific.com/68591.htm>, (online).

[Moss 86] C. E. Moss, E. J. Dowdy and M. C. Lucas, "Bismuth germanate scintillators: Applications in nuclear safeguards and health physics", *Nuclear Instruments and Methods*, Vol. 242, No 3, p. 480-483, 1986.

[Nazi 01] R. Nazikian, G. J. Kramer and a. E. Valeo, "A tutorial on the basic principles of microwave reflectometry applied to fluctuation measurements in fusion plasmas", Vol. 8, No 5, p. 1840-1855, 2001.

[Neto 08] A. Neto, J. Sousa, B. Carvalho, H. Fernandes, R. C. Pereira, A. M. Fernandes, C. Varandas, G. Gorini, M. Tardocchi, D. Gin, A. Shevelev and K. Kneupner, "The control and data acquisition software for the gamma-ray spectroscopy ATCA sub-systems of the JET-EP2 enhancements", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 83, No 2-3, p. 346-349, 2008.

W. M. Nevins, A Review of Confinement Requirements for Advanced Fuels, Springer Netherlands, 1998, 25-32.

[Noce 10] M. Nocente, M. Tardocchi, I. Chugunov, R. C. Pereira, T. Edlington, A. M. Fernandes, D. Gin, G. Grosso, V. Kiptily, A. Murari, A. Neto, E. Perelli Cippo, A. Pietropaolo, I. Proverbio, A. Shevelev, J. Sousa, B. Syme and G. Gorini, "Energy resolution of gamma-ray spectroscopy of JET plasmas with a LaBr₃ scintillator detector and digital data acquisition", *Rev Sci Instrum*, Vol. 81, No 10, p. 10D321, 2010.

[Olar 07] " "Gamma Ray Spectrometry"" ,
http://www.ifa-mg.ro/euratom/Documentatie/raports/2007/cap_3b.pdf 2007 Annual Report of the EURATOM-MEdC Association (online).

[ORTEC1] "ORTEC 855 Dual Amplifier",
<http://www.ortec-online.com/>, (online).

[ORTEC2] "ORTEC 671 Spectroscopy Amplifier",
<http://www.ortec-online.com> (online).

[ORTEC3] "ORTEC 570 Amplifier",
<http://www.ortec-online.com/>, (online).

[ORTEC4] "ORTEC 4003 Preamplifier Power Output",
<http://www.ortec-online.com/>, (online).

[Pere 06] R. C. Pereira, A. Combo, N. Cruz, J. Sousa, C. Correia, C. Varandas, S. Conroy and J. Källne, "Enhanced neutron diagnostics data acquisition system based on a time digitizer and transient recorder hybrid module", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 81, No 15-17, p. 1873-1877, 2006.

[Pere 08] R. C. Pereira, J. Sousa, A. M. Fernandes, F. Patrício, B. Carvalho, A. Neto, C. A. F. Varandas, G. Gorini, M. Tardocchi, D. Gin and A. Shevelev, "ATCA data acquisition system for gamma-ray spectrometry", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 83, No 2-3, p. 341-345, 2008.

[Pere 10] R. C. Pereira, A. M. Fernandes, A. C. Neto, J. Sousa, A. J. Batista, B. B. Carvalho, C. M. B. A. Correia and C. A. F. Varandas, "ATCA Fast Data Acquisition and Processing System for JET Gamma-Ray Cameras Upgrade Diagnostic", *IEEE Transactions on Nuclear Science Nuclear Science*, Vol. 57, No 2, p. 683-687, 2010.

[Pere 11] R. C. Pereira, A. M. Fernandes, A. Neto, J. Sousa, C. A. F. Varandas, J. Cardoso, C. M. B. A. Correia, M. Tardocchi, M. Nocente, G. Gorini, V. Kiptily, B. Syme and M. Jennison, "Pulse analysis for gamma-ray diagnostics ATCA sub-systems of JET tokamak", *Real Time Conference (RT), 2010 17th IEEE-NPSS*, May 2010, 2011.

[Podgorsak] E. B. Podgorsak, "Radiation Physics for Medical Physicists", *Springer*, 2010, .

[Popo 08] S. Popovichev, L. Bertalot, F. Belli, G. Bonheure, S. Conroy, A. Hjalmarsson, G. Ericsson, B. Esposito, J. Kallne, V. Kiptily, D. Marocco, A. Murari, M. Riva, B. Syme, M. Tsalas and M. W. J. E. T. E. contributors, "Neutron Emission Profile And Neutron Spectrum

Measurements At JET: Status And Plans", *AIP Conference Proceedings*, Vol. 988, No 1, p. 275-282, 2008.

[Reil 91] "Passive nondestructive assay of nuclear materials", S. Kreiner, 1991 (report).

[RoHS] "RoHS Enforcement, Guidance Document, Version 1 – issued May 2006 ", http://www.europeanleadfree.net/SITE/UPLOAD/DOCUMENT/RoHS_Enforcement_Guidance_Document_-_v_1_May_2006.pdf, (online).

[RoHS1] "What is RoHS?", <http://www.bis.gov.uk/nmo/enforcement/rohs-home>, (online).

[Runch 11] L. F. Runchko, A. G. Elfimov, C. M. Teixeira, J. I. Elizondo, E. Sanada, R. M. O. Galvão, M. E. Manso and A. Silva, "Registration of Alfvén resonances in TCABR tokamak by the scanning", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 82, No -, p. 023504 1-4, 2011.

[Sadl 95] J. M. A. G.J. Sadler, F.E. Cecil, G.A. Cottrell, A. Gondhalekar, J.A. Hoekzema, O.N. Jarvis, M.J. Loughlin, F.B. Marcus, P. Van Belle and M. Von Hellermann, "Fast particle diagnostics at JET: status and plans", *Nuclear Fusion*, Vol. 35, No 12, p. 1609, 1995.

[Sasa 08] M. Sasao, Nishitani, A., Popovishev, S., Kiptily, v., Kallne, J., "Chapter 9: Fusion Product Diagnostics ", Vol. 53, No p. 2008.

[Smith] S. W. Smith, "The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing", *California Technical Publishing*, .

[Soar 07] S. Soare, V. Zoita, T. Craciunescu, M. Curuia, V. G. Kiptily, I. Lengar, A. Murari, P. Prior, M. Anghel, G. Bonheure, M. Cosntantin, E. David, T. Edlington, D. Falie, S. Griph, F. L. Guern, Y. Krivchenkov, M. Loughlin, A. Pantea, S. Popovichev, V. Riccardo, B. Syme, V. Thompson, I. Tiseanu and a. J. E. Contributors, "Upgrade of the JET Gamma-Ray Cameras", *International Workshop on Burning Plasma Diagnostics*, Villa Monastero, Varenna, Italy, September, 2007.

[Sous 10] J. Sousa, A. J. N. Batista, R. C. Pereira and C. Varandas, "A unified real-time control and data acquisition hardware platform", *Fusion Engineering and Design*, Vol. 81, No 15-17, p. 1853-1858, 2006.

[Tard 08] M. Tardocchi, L. I. Proverbio, G. Gorini, G. Grosso, M. Locatelli, I. N. Chugonov, D. B. Gin, A. E. Shevelev, A. Murari, V. G. Kiptily, B. Syme, A. M. Fernandes, R. C. Pereira and J. Sousa, "Gamma ray spectroscopy at high energy and high time resolution at JET", *Rev Sci Instrum*, Vol. 79, No 10, p. 10E524, 2008.

[TRP400] "TRP-400 User Manual V1.0", 2010.

[TUFF 03] R. Tufford, "Criteria for Evaluating High-Speed Serial Switched Interconnects", *Interconnect Strategies*, Vol. 2, No 1, p. 62-64, 2003.

[UG070] "Virtex-4 User Guide",

http://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/, December 1, 2008 (online).

[UG086] "Xilinx Memory Interface Generator (MIG) User Guide",
http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation, September 18, 2007
(online)

[UG175] "LogiCORE™ IP FIFO Generator v4.3 User Guide",
http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation, March 1, 2011 (online).

[Van 05] C. W. E. Van Eijk, M. D. Birowosuto, G. Bizarri, P. Dorenbos, J. T. M. de Haas, E. Van der Kolk, H. Gudel and K. Kramer, "Recent Developments in the Inorganic Scintillator Field", *IWORID 7*, Grenoble, July, 2005.

[Van 89] H. van der Beken, B. J. Green, C. A. Steed, J. W. Farthing, P. A. McCullen and J. How, "Level 1 software at JET: a global tool for physics operation", *Fusion Engineering, 1989. Proceedings., IEEE Thirteenth Symposium on*, 2-6 Oct 1989, 1989.

[Vara06] M. E. M. e. C. A. F. Varandas, "Fusão Nuclear, Uma Opção Energética Para o Futuro", *Gazeta da Física*, Vol. 29, No p. 2006.

[VKDG 06] V. G. Kiptily, I. N. Chugunov, D. B. Gin, A. E. Shevelev, P. J. L. Heesterman, A. Murari and J.-E. Contributors, "Advanced Data Acquisition System for Gamma-Ray Spectrometry in JET", *Proceedings of the 33rd EPS Conference*, Rome, Italy June, 2006.

[Wesson] Wesson, "Tokamaks", *Clarendon Press*, Third Edition, 2004, 0198563280.

[Youn 09] J. Younis and et al., "Study of lower hybrid current drive efficiency and its correlation with photon temperatures in the", *Plasma Physics and Controlled Fusion*, Vol. 51, No 7, p. 075017, 2009.