

Departamento de Física

**Construção de um PET didático:
Montagem do sistema de detecção e aquisição de sinal**

(4) Volumes (Vol. III)

João de Sousa Domingos

Mestrado Integrado em Engenharia Biomédica

Universidade Nova de Lisboa

Dissertação apresentada na Faculdade de Ciências e
Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa para obtenção
do Grau de Mestre em Engenharia Biomédica

Orientador: Prof. Doutora Adelaide Pedro de Jesus

Co-orientador: Prof. Doutor Pedro Vieira

Lisboa

2009

Agradecimentos

À minha família pelo apoio habitual.

A todos os colegas do 'ex-Hangar IV' (recente NGNS – Ingenious Solutions) por todo o apoio técnico e científico, especialmente ao Pedro Duque e à Manuela.

Ao Professor Rui Coelho e João Cruz pelos ensinamentos transmitidos e disponibilidade.

Ao Professor Pedro Vieira por todo o conhecimento científico transmitido.

À Professora Adelaide por todo o empenho, dedicação, confiança e ensinamentos transmitidos.

Ao meu tio e Professor António Domingos e ao meu amigo Marco Pimentel, por todo o apoio ao longo do curso.

Aos amigos de sempre.

Abstract

Positron Emission Tomography (PET) has moved from a distinguished research tool to become a major tool for clinical image and medical diagnosis in different areas. As the working principles of the PET technique are not complex, we decided to construct a simple low cost didactic PET system aiming at the simple demonstration of the technique and the perception of its principles by students. In this work we assembled the PET detection and signal acquisition systems, with purchased nuclear electronics, based on a simple fast coincidence technique. The set-up consists of two SCIONIX detectors face to face, containing fast organic plastic scintillators, coupled to ORTEC photomultiplier tube (PMT) bases. The signals of the PMT bases are fed into an ORTEC ACEMate which features a differential discriminator with basic leading edge triggering by the time pick-off method. The outputs of these are directed to an ORTEC coincidence unit. Furthermore, a simple coincidence counter was developed by programming a PIC microcontroller in a development board. In the end, a graphic interface was developed on MATLAB software in order to control the coincidence counts acquisition of the assembled set-up and to allow the integration of this implemented interface with the already developed image reconstruction and processing software. The optimization of the coincidence system was done with 511 keV energy photons from a Na-22 source. Monte Carlo simulations of this source and of the detectors are compared with experimental data. Consistent results for the absolute and intrinsic efficiencies are presented and discussed. The adopted coincidence-delay curve was obtained for a 740 ns resolving time which represents a limitation of the assembled coincidence PET apparatus. This lack of time precision is justified by the basic time pick-off method used by the differential discriminator.

Keywords: PET, simple fast coincidence technique, time resolution, scintillation detector, detector efficiency, PIC microcontroller.

Resumo

A Tomografia por Emissão de Positrões (PET) já não é apenas uma ferramenta de pesquisa, mas sim uma ferramenta muito útil na imagem clínica e no diagnóstico médico em diversas áreas. Como os princípios de funcionamento da técnica PET não são complexos, decidiu-se construir um sistema PET didáctico de baixo custo que permitisse a demonstração simples e a percepção dos princípios da técnica pelos alunos. Neste trabalho foram montados os sistemas de detecção e de aquisição de sinal do PET, com electrónica nuclear comprada, segundo a técnica de coincidência simples. A montagem consiste em dois detectores SCIONIX face a face que incorporam cintiladores orgânicos plásticos rápidos, acoplados a bases de tubos fotomultiplicadores (PMTs) ORTEC. Os sinais das bases dos PMTs seguem para o ACEMate da ORTEC, que contém um discriminador diferencial com marcação de tempo por cruzamento do sinal com um nível de discriminação fixo. As saídas destes são direccionadas para uma unidade de coincidências ORTEC. Além disto desenvolveu-se um contador de coincidências por programação de um microcontrolador PIC numa placa de desenvolvimento. No final desenvolveu-se também uma interface gráfica no software MATLAB, que permite o controlo da aquisição de contagens de coincidências do sistema montado e a posterior integração da mesma no desenvolvimento do algoritmo de reconstrução de imagem. A optimização do sistema de coincidências foi efectuada com fótons de 511 keV de uma fonte de Na-22. Simulações em Monte Carlo desta fonte e dos detectores foram comparadas com dados experimentais, sendo apresentados e discutidos resultados consistentes das eficiências absoluta e intrínseca dos detectores. O patamar de coincidências adoptado foi obtido para uma resolução em tempo de 740 ns, o que representa uma limitação do sistema de coincidências do PET. Esta falta de precisão em tempo, é justificada pelo método básico de marcação de tempo usado pelo discriminador diferencial.

Palavras-chave: PET, técnica de coincidências simples, resolução em tempo, detector de cintilação, eficiência do detector, microcontrolador PIC.

Índice

Capítulo 1.	Introdução	1
Capítulo 2.	Sistema de coincidências.....	4
2.1.	Medicina nuclear.....	4
2.2.	Tomografia por Emissão de Positrões.....	4
2.2.1.	Princípios físicos do sistema PET	5
	Resolução espacial	7
	Tipos de eventos detectados	7
2.3.	Detecção de radiação.....	8
2.3.1.	Propriedades gerais de detectores de radiação.....	8
	Eficiência de detecção.....	8
	Tempo morto	11
2.3.2.	Cintiladores orgânicos.....	11
	Mecanismo de cintilação nos orgânicos	12
2.3.3.	Espectroscopia de raios gama com cintiladores	13
	Interacção da radiação gama	13
	Coeficientes de atenuação	15
2.3.4.	Tubos fotomultiplicadores	16
2.4.	Fontes radioactivas e electrónica nuclear do sistema de coincidências.....	17
2.4.1.	Fontes radioactivas para teste do sistema PET	17
2.4.2.	Detectores e bases dos PMTs.....	18
	Cintiladores de PVT – função de resposta.....	19
2.4.3.	Unidade ACEMate 925-SCINT.....	20
	Pré-amplificador (linear)	21
	Amplificador (linear)	21
	Discriminador diferencial (SCA).....	22
	Fonte de alta tensão.....	23
2.4.4.	Analizador multicanal.....	23
2.4.5.	Unidade de coincidências.....	24
2.4.6.	Cablagem do sistema PET – cabos coaxiais.....	25
2.5.	Desenvolvimento e caracterização do sistema de coincidências	25
2.5.1.	Caracterização do amplificador e saída AMP OUT do ACEMate.....	27
	Resultados e discussão.....	27
2.5.2.	Caracterização do SCA e saída SCA OUT do ACEMate	30
	Resultados e discussão.....	31

2.5.3.	Ajuste do FOCUS das bases dos PMTs.....	32
	Resultados e discussão	34
2.5.4.	Eficiência e taxa de coincidências dos cintiladores plásticos	37
	Resultados e discussão	37
2.6.	Simulação de Monte Carlo - PENELOPE	40
2.6.1.	Pencyl.....	40
2.6.2.	Fonte espessa de Na-22 equidistante dos detectores	41
	Resultados e discussão	42
2.6.3.	Fantoma equidistante dos detectores.....	44
	Resultados e discussão	45
Capítulo 3.	Sistema de aquisição de sinal	48
3.1.	Portos I/O	48
3.2.	Módulos de temporização.....	49
3.2.1.	Módulo Timer0	49
3.2.2.	Módulo Timer1	49
3.3.	Módulo USART.....	50
3.3.1.	Modo assíncrono do USART	50
3.3.2.	Gerador de taxa de transmissão do USART.....	51
	Transmissor assíncrono do USART	51
	Receptor assíncrono do USART	52
3.4.	Interrupts.....	53
3.5.	Desenvolvimento do sistema de aquisição de sinal.....	53
3.5.1.	Programação do microcontrolador PIC	56
	Função de inicialização	57
	Processamento de interrupts	58
	Função principal	60
	Comunicação série RS-232	62
3.5.2.	Programação da interface gráfica em MATLAB.....	63
	Interface Gráfica do utilizador (GUI)	63
	Programação em MATLAB.....	65
3.6.	Caracterização do contador.....	68
3.6.1.	Resultados e discussão	69
Capítulo 4.	Sistema PET final.....	71
4.1.	Técnica de coincidências simples	71
4.1.1.	Correcção das coincidências fortuitas.....	73

4.1.2.	Determinação do τ de coincidências	73
4.2.	Determinação do τ do sistema PET final.....	74
4.2.1.	Discriminação da gama limitada de amplitudes: LLD e ULD	74
4.2.2.	Patamares de coincidências e resolução temporal do sistema PET	75
	Resultados e discussão.....	77
Capítulo 5.	Conclusões.....	83

Índice de figuras

Figura 2.1 Cadeia de eventos que descrevem o processo de aniquilação (adaptado de [3, 13]).....	5
Figura 2.2 Anel de detectores e dispositivos electrónicos de um sistema PET comum (adaptado de [3]).	6
Figura 2.3 Representação gráfica de eventos verdadeiros (A), de dispersão (B) e acidentais (C) (adaptado de [17]).	7
Figura 2.4 Exemplo de pico de energia total num espectro de energia (adaptado de [4]).	9
Figura 2.5 Cone com a) superfície dS perpendicular a OP e b) superfície dS' não perpendicular a OP (adaptado de [21]).	10
Figura 2.6 Esquema de detecção para uma fonte: a) pontual; b) comum (adaptado de [4]).	10
Figura 2.7 Níveis de energia de uma molécula orgânica (adaptado de [4]).	12
Figura 2.8 Os três principais processos de interacção da radiação γ e as suas regiões de domínio (adaptado de [4, 22]).....	13
Figura 2.9 Esquema do processo de dispersão de Compton (adaptado de [4, 22]).	14
Figura 2.10 Espectro do contínuo de Compton (adaptado de [4]).	15
Figura 2.11 Curva de transmissão exponencial para raios γ (adaptado de [4, 22]).....	15
Figura 2.12 Diagrama esquemático de um PMT típico (adaptado de [22]).	16
Figura 2.13 Fontes radioactivas de Na-22, Co-60 e Cs-137.....	18
Figura 2.14 a) Face anterior e posterior das bases dos PMTs; b) detector orgânico plástico (adaptado de [25]).	19
Figura 2.15 Painel frontal (em cima) e traseiro (em baixo) da unidade ACEMate modelo 925-SCINT (adaptado de [28]).	20
Figura 2.16 Função do SCA: para os três impulsos de entrada ilustrados, apenas o de amplitude intermédia está dentro da janela de aceitação e origina um impulso lógico de saída. No espectro de energia, apenas os impulsos que se encontram dentro da área a tracejado são aceites (adaptado de [4]).	22
Figura 2.17 Unidade de coincidências NIM (adaptado de [2]).	24
Figura 2.18 a) Dispositivo do sistema de coincidências do PET didáctico; b) Esquema geométrico dos detectores e fonte.....	27
Figura 2.19 Amostra do sinal de saída AMP OUT do amplificador do ACEMate.	30
Figura 2.20 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS intermédio.	34
Figura 2.21 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS rodado para a esquerda.....	35
Figura 2.22 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS intermédio.	35
Figura 2.23 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com FOCUS rodado para a direita.	36
Figura 2.24 Espectro de energia do detector SAU-647 com a ROI a vermelho.	38

Figura 2.25 Espectro de energia do detector SAU-648 com a ROI a vermelho.....	38
Figura 2.26 a) Fonte espessa a 2 cm de um dos detectores plásticos; b) Geometria do detector.	42
Figura 2.27 Distribuição de energia depositada no PVT.....	43
Figura 2.28 Fantoma do Volume I da construção do PET didáctico a 1 cm de um dos detectores plásticos.....	44
Figura 2.29 Geometria do fantoma simulado no ‘PET_fonte_espessa.in’ e dividido em 4 bodies.....	44
Figura 2.30 Distribuição de energia depositada no PVT no ficheiro de entrada ‘PETfantoma.in’.....	45
Figura 2.31 Distribuição de energia depositada no PVT no ficheiro de entrada ‘PETfantomaNonRWater.in’.....	46
Figura 3.1 a) Placa de desenvolvimento com o PIC; b) Diagrama de pinos do PIC16F876A (adaptado de [1]).	48
Figura 3.2 Diagrama de blocos do transmissor do USART (adaptado de [1]).	52
Figura 3.3 Diagrama de blocos do receptor do USART (adaptado de [1]).	52
Figura 3.4 Lógica das fontes de interrupts no PIC16F876A (adaptado de [1]).....	53
Figura 3.5 Circuito electrónico para adaptação de um conector BNC fêmea. O interruptor SW simula o conector BNC fêmea.....	54
Figura 3.6 a) Painel frontal, b) painel traseiro e c) placa do Timer & Counter.....	54
Figura 3.7 Esquema do sistema de aquisição de sinal montado e respectivo fluxo de dados.....	55
Figura 3.8 Rotina do PIC após ligação do Timer & Counter ao transformador externo.....	56
Figura 3.9 Fluxograma representativo do processamento do interrupt do Timer0. *Caso o tempo de aquisição seja inferior a 1 s, o LED RB0 desliga-se passado o tempo de aquisição.	59
Figura 3.10 Fluxograma representativo do processamento do RCIF no receptor do USART (continuação da Figura 3.9).....	60
Figura 3.11 Fluxograma representativo da leitura dos dados que chegam à porta série na função principal.....	60
Figura 3.12 Fluxograma representativo das restantes tarefas efectuadas na função principal (continuação da Figura 3.11).....	61
Figura 3.13 Fluxograma representativo da função de recepção série.....	62
Figura 3.14 Fluxograma representativo da função de transmissão série.....	62
Figura 3.15 Separador de abertura da GUI com informação sobre o tempo de aquisição – separador ‘About’.....	63
Figura 3.16 Janela de aquisição de contagens de coincidências do software – separador inicial da interface ‘Acquisition’.....	64
Figura 3.17 Janela de configuração da comunicação série do software – separador ‘Settings’.....	65
Figura 3.18 Fluxograma esquemático do protocolo de comunicação série entre o computador e o PIC.....	66
Figura 4.1 Sistema simples para obtenção do patamar de coincidências (adaptado de [4, 22]).....	71

Figura 4.2 Patamar de coincidências obtido com o sistema da Figura 4.1, onde r_{ch} representa a taxa de coincidências fortuitas (adaptado de [4]).	72
Figura 4.3 Amostra do sinal de saída AMP OUT do amplificador do ACEMate discriminado e atrasado de $3,75 \mu s$	74
Figura 4.4 Patamar de coincidências para a τ de 250 ns.	77
Figura 4.5 Patamar de coincidências para a τ de 750 ns.	77
Figura 4.6 Patamar de coincidências para a τ de 1000 ns.	78

Índice de tabelas

Tabela 2.1 Radionuclídeos mais utilizados em PET (adaptado de [16]).....	5
Tabela 2.2 Resultados do teste à linearidade de amplificação do ACEMate.....	29
Tabela 2.3 Tensões do LLD e ULD a partir das quais respectivamente o discriminador corta ou mostra o sinal simulado.....	32
Tabela 2.4 Taxas de contagens de fótons e tempo morto obtidos pelo MCA nos espectros de energia anteriores.....	34
Tabela 2.5 Taxas de contagens de fótons e tempo morto obtidos pelo MCA entre os canais de energia 200 – 880 nos espectros de energia anteriores.....	36
Tabela 2.6 Valores de grandezas referentes ao detector SAU-647 obtidos pelo MCA.....	38
Tabela 2.7 Valores de grandezas referentes ao detector SAU-648 obtidos pelo MCA.....	38
Tabela 2.8 RELACs calculados para os bodies definidos na geometria do fantoma da Figura 2.29.	45
Tabela 3.1 Sumário dos registos associados ao PORTB e PORTC onde x e u são respectivamente bits desconhecidos e bits sem qualquer função (adaptado de [1]).....	49
Tabela 3.2 Sumário dos registos associados ao Timer0 onde x e u são respectivamente bits desconhecidos e bits sem qualquer função (adaptado de [1]).....	49
Tabela 3.3 Sumário dos registos associados ao Timer1 onde x são bits desconhecidos, u são bits sem qualquer função e - são bits não implementados e lidos como '0' (adaptado de [1]).	50
Tabela 3.4 Equações para o cálculo da taxa de transmissão onde X é o valor do SPBRG (adaptado de [1]).....	51
Tabela 3.5 Sumário dos registos associados ao BRG onde x e - são respectivamente bits desconhecidos e bits não implementados e lidos como '0' (adaptado de [1]).	51
Tabela 3.6 Comandos transmitidos e recebidos pela comunicação série entre o computador e o PIC.....	55
Tabela 3.7 Ensaio de aquisições de contagens por variação da frequência dos impulsos.....	69
Tabela 3.8 Ensaio de aquisições de contagens por variação da largura de impulso. *Impulso deformado.....	70
Tabela 4.1 Atrasos próprios das unidades de atraso passivas e activas.....	75
Tabela 4.2 Atrasos impostos pelo comprimento dos cabos.....	76
Tabela 4.3 Combinações de unidades de atraso utilizadas para definir o tv	76
Tabela 4.4 Resultados finais das eficiências e taxas de coincidências dos detectores relativas ao Ω de 2,12 esteroradianos.....	82

Lista de siglas, símbolos e conceitos

PET – Tomografia por emissão de positrões (*Positron Emission Tomography*)

LOR – Linha de resposta (*Line-Of-Response*)

Z – Número atómico

PMT – Tubo fotomultiplicador (*Photomultiplier Tube*)

PVT – Poliviniltolueno

ROI – Região de interesse (*Region of interest*)

SCA – Analisador Monocanal (*Single Channel Analyzer*)

PWB – *Printed Wiring Board*

LLD – Nível de discriminação inferior (*Lower Level Discriminator*)

ULD – Nível de discriminação superior (*Upper Level Discriminator*)

LED – Díodo emissor de luz (*Light-Emitting Diode*)

MCA – Analisador Multicanal (*Multichannel Analyzer*)

ADC – Conversor analógico - digital (*Analog to Digital Converter*)

NIM – Módulo de instrumentação nuclear (*Nuclear Instrument Module*)

DSC – Secções eficazes diferenciais (*Differential cross section*)

PDF – Função de distribuição de probabilidade (*Probability distribution function*)

F_{osc} – Frequência de oscilação do cristal

I/O – Entrada/saída (*Input/Output*)

USART – Transmissor/receptor síncrono/assíncrono universal (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*)

BRG – Gerador de taxa de transmissão (*Baud Rate Generator*)

TSR – Registo de transmissão série por shift de bits (*Transmit Shift Register*)

RSR – Registo de recepção série por shift de bits (*Receive Shift Register*)

MSb – Byte mais significativo (*Most Significant byte*)

LSb – Byte menos significativo (*Low Significant byte*)

GUI – Interface gráfica do utilizador (*Graphical User Interface*)

TAC – Conversor tempo - amplitude (*Time-to-Amplitude Converter*)

τ – Resolução em tempo

FWHM – Largura a meia altura (*Full Width at Half Maximum*)

Na escrita da tese foram ainda usados certos conceitos e estrangeirismos, ao invés das suas traduções portuguesas por uma questão de melhor compreensão da mesma. Assim usou-se:

Jumper – pequena peça plástica internamente metalizada que efectua a ligação entre dois pontos de um circuito electrónico;

Switch – refere-se a um comutador (de um qualquer número de posições) instalado num circuito impresso;

Body – conceito usado no simulador PENELOPE para definir as regiões homogéneas limitadas por interfaces. No caso do programa pencyl, correspondem aos anéis ou cilindros;

Interrupt – interrupção gerada no microcontrolador PIC numa determinada altura do seu processamento e que pode ser viabilizado ou anulado por activação ou desactivação de bits;

Master/slave – é um modelo de comunicação onde um dispositivo ou processo tem controlo unidireccional sobre um ou mais dispositivos;

Shift – modo prático de processamento dos bits por um determinado componente do hardware, no qual um byte é dividido a metade. Em programação refere-se à operação de soma do MSb multiplicado por 255 com o LSb ou seja, move-se o MSb 8 bits para a esquerda de forma a tomar o valor mais significativo;

Reset – operação que efectua a limpeza, iniciação ou restauro das condições iniciais de um determinado sistema ou variável;

Buffer – memória temporária reservada a um determinado componente de hardware para escrita e leitura de dados.

Capítulo 1. Introdução

Numa altura em que a medicina nuclear se encontra em grande desenvolvimento, a Tomografia por Emissão de Positrões (PET) assume um papel notável no diagnóstico médico através da obtenção de imagens funcionais de grande resolução. Com o desenvolvimento da técnica de PET, são várias as tentativas de construir sistemas PET de pequenas dimensões e com baixas resoluções, muitas delas visando a construção de protótipos PET para pequenos animais [5-9] e outras visando a construção de sistemas PET simples com fins educacionais [10-12]. Em ambos os casos sobressaem dois métodos: a técnica de tempo de voo TOF (Time-of-Flight) [10, 11] e a técnica de coincidências simples [6, 12], sendo estas implementadas num sistema geométrico que recorre muitas vezes a blocos de detectores ou simplesmente a alguns pares de detectores.

Nesta linha de tendência e dado o facto de os seus princípios de funcionamento não serem complexos, objectivou-se a construção de um sistema PET de apenas duas vias de detecção pela técnica de coincidências simples e que permita a fácil percepção da mesma isto é, com base nesta forma pouco exigente pretende-se montar um sistema PET de baixo custo e de carácter didáctico. Para a sua construção foram estipuladas quatro etapas específicas correspondentes a quatro projectos diferentes:

- Volume I. Construção de um fantoma para colocação de fontes emisoras de positrões, com vários componentes equivalentes ao corpo humano;
- Volume II. Construção de um sistema de posicionamento do fantoma e detectores com capacidade de rotação induzida por motores;
- Volume III. Montagem da electrónica nuclear (comprada à ORTEC e SCIONIX) e implementação do sistema de aquisição de sinal;
- Volume IV. Reconstrução/Processamento de imagem.

O trabalho desenvolvido neste projecto corresponde à terceira etapa de construção do sistema PET didáctico. Neste projecto efectuou-se inicialmente a montagem e optimização do sistema de coincidências através do estudo e caracterização, tanto dos detectores cintiladores por obtenção das suas eficiências após exposição a uma fonte de Na-22, como de alguns parâmetros de ajuste da restante electrónica nuclear. No final da optimização deste sistema foram ainda efectuadas simulações em PENELOPE da exposição dos cristais cintiladores à fonte anterior, com o objectivo de se obterem também as eficiências e taxa de coincidências dados pelos detectores para posterior comparação com os resultados experimentais. De forma a se efectuar uma previsão do comportamento destes cintiladores perante o fantoma a desenvolver no Volume I da construção do PET didáctico, efectuaram-se ainda duas simulações da exposição dos primeiros ao segundo. Enquanto na primeira simulação, apenas se definiu a fonte central de Na-22 do fantoma como radioactiva, na segunda o fantoma foi contaminado com radioactividade de menor intensidade no restante material em torno da fonte central, situação esta correspondente ao caso real. Assim foi

possível efectuar uma previsão da quantidade de ruído indesejável que se introduz com a água radioactiva, por comparação das taxas de coincidências obtidas em ambas as simulações.

Seguidamente desenvolveu-se o sistema de aquisição de sinal do PET que contemplou a construção de uma unidade contadora e temporizadora por programação de um microcontrolador PIC incorporado numa placa com capacidade de comunicação série com o computador. Após o desenvolvimento da unidade objectivou-se ainda a sua caracterização ao nível da capacidade de contagem de sinais lógicos TTL. No computador, enquanto unidade final do sistema de aquisição de sinal, desenvolveu-se uma interface em software MATLAB que permitisse ao utilizador o simples controlo da aquisição de contagens de coincidências e sua temporização, numa determinada linha de activação dos detectores. Esta interface tem um carácter temporário pois pretende-se que seja posteriormente integrada no software já desenvolvido no Volume IV, em conjunto com o software de rotação dos detectores a desenvolver no Volume II.

Por fim e após a ligação entre os sistemas de coincidências e aquisição de sinal do PET, efectuaram-se medidas de coincidências segundo a técnica de coincidências simples por exposição dos detectores à fonte de Na-22. Desta forma obtiveram-se patamares de coincidências para diversas janelas temporais a partir dos quais se determinou e adoptou a melhor resolução em tempo permitida pela electrónica nuclear do sistema PET.

Assim este projecto foi dividido em cinco capítulos, correspondendo os três capítulos seguintes aos princípios gerais da técnica e sistema de coincidências, sistema de aquisição de sinal e sistema PET final. Todos estes capítulos encontram-se subdivididos de forma similar.

No capítulo seguinte discute-se primeiramente o papel do PET na medicina nuclear e os princípios físicos desta técnica. Segue-se toda uma descrição de propriedades gerais de detectores de radiação com especial enfoque nos cintiladores orgânicos plásticos e mecanismos de cintilação. Abrangem-se ainda temas como a interacção da radiação gama com a matéria e tubos fotomultiplicadores, finalizando-se numa descrição das unidades utilizadas no sistema de coincidências. Depois da discussão teórica, descrevem-se os detalhes da montagem deste sistema, os procedimentos experimentais utilizados para caracterizar as suas unidades, os espectros e correspondentes janelas de energia adoptadas a partir das quais se efectua uma previsão da taxa de coincidências prática, e ainda a programação PENELOPE das simulações efectuadas. No final de cada uma das secções anteriores, apresentam-se os resultados experimentais e simulados, sendo estes discutidos e comparados sempre que seja esse o caso.

No terceiro capítulo efectua-se uma discussão sobre o microcontrolador PIC e a sua programação. De seguida descrevem-se os detalhes da construção e programação da unidade contadora e temporizadora e da programação da interface gráfica desenvolvida. No final testa-se e caracteriza-se a unidade construída, sendo os seus resultados discutidos.

O quarto capítulo inicia-se com uma discussão das medidas de coincidências efectuadas com uma unidade de coincidências segundo a técnica de coincidências simples. Neste são abordados temas como a resolução em tempo de um sistema, a origem dos patamares de coincidências e a correcção da taxa de coincidências para as coincidências fortuitas. Nesta discussão tem-se ainda em conta o método seguido para a obtenção dos vários patamares de coincidências com diferentes resoluções em tempo. Por fim discutem-se os vários patamares de coincidências obtidos e determina-se a melhor resolução em tempo que o sistema PET final permite.

No último capítulo tecem-se as considerações finais e apresentam-se as características dos sistemas desenvolvidos com base nos melhores resultados obtidos, que por sua vez permitem obter uma imagem com maior qualidade.

Nos Apêndices colocaram-se todos os espectros de energia adquiridos com os detectores e tabelas de resultados que deram origem aos patamares de coincidências, cuja informação não necessita obrigatoriamente de ser apresentada ao longo da tese. Todo o código desenvolvido nos diversos softwares utilizados encontra-se também em apêndice.

Por sua vez nos anexos encontram-se informações sobre as características, propriedades e nalguns casos circuitos electrónicos das unidades compradas e da unidade contadora e temporizadora desenvolvida – unidades usadas na montagem do sistema PET.

Capítulo 2. Sistema de coincidências

2.1. Medicina nuclear

Na medicina nuclear, o uso de radioactividade em pacientes visa não só o estudo e diagnóstico do mesmos, através da detecção e imagem de marcadores, como também o fim terapêutico. Esta especialidade médica baseia-se na administração ao paciente de radiofármacos, constituídos por moléculas ou células, marcadas por isótopos radioactivos, importantes na realização de uma função orgânica específica. A actividade destes radionuclídeos é posteriormente detectada, sendo a partir dela obtida informação sobre a função em estudo. As imagens de medicina nuclear destacam-se pelo facto de a informação associada a estas ser funcional [13].

No diagnóstico o que se pretende é a obtenção de uma imagem dos tecidos biológicos, e da sua funcionalidade sem os danificar. Por esta razão, a actividade do radioisótopo administrado deve ser a mais baixa possível. Para a visualização destas imagens são necessários equipamentos que permitam a detecção da radiação emitida no interior do corpo. Já na terapêutica pretende-se a destruição de tecidos biológicos com lesão, como por exemplo tecidos tumorais, tirando partido do facto de a radiação ser ionizante. Para este efeito é administrado ao paciente um radiofármaco de actividade elevada que seja emissor α ou β , por ambos constituírem radiação de maior poder de ionização.

As distâncias de penetração no tecido mole para os raios α e β (β^- e β^+) vão desde o micrómetro até vários milímetros respectivamente, limitando desta forma a obtenção de imagem no corpo. No entanto, aplicam-se emissores β^+ na imagem médica. Os positrões emitidos aniquilam-se com os electrões atómicos locais, levando à formação de fotões gama que podem ser detectados. Devido à conservação do momento linear, a emissão dos dois fotões de aniquilação é praticamente anti-paralela isto é, estes deslocam-se em direcções opostas num ângulo de 180° definindo assim uma linha no espaço. Estas propriedades aliadas ao facto de a radiação γ (correspondente aos 511 keV) apresentar uma reduzida absorção e dispersão no ar, permitem aos emissores de positrões serem os marcadores ideais para imagem médica [3].

2.2. Tomografia por Emissão de Positrões

A emissão de positrões e detecção da radiação produzida é hoje uma técnica conhecida que data do início do século XX. No entanto é apenas nas últimas décadas com o desenvolvimento de circuitos eléctricos rápidos e poderosos sistemas computacionais, que este conhecimento pode ser posto em prática como uma importante ferramenta de diagnóstico. Para tal, os circuitos eléctricos do PET teriam de ter a capacidade de detectar a chegada em coincidência de dois fotões de alta energia (resolução temporal da ordem dos nanosegundos). A reconstrução de imagem requeria sistemas computacionais modernos de forma a construir uma imagem precisa da distribuição de actividade, dentro de um tempo clinicamente viável. Hoje em dia, o PET é uma técnica de imagem médica bem estabelecida que assiste no diagnóstico e rastreio de várias doenças [3, 14].

2.2.1. Princípios físicos do sistema PET

O PET permite obter uma imagem das moléculas de radiofármacos (produzidos em ciclotrões) com uma actividade biológica específica *in vivo*. De maneira a monitorizar as suas características cinéticas, distribuição e comportamento no corpo humano, estas substâncias são marcadas com elementos radioactivos de curta meia vida e em concentrações extremamente baixas. Estes radiofármacos são escolhidos de modo a conterem uma determinada actividade biológica, dependente da actividade metabólica do órgão em estudo, sendo introduzidos no sujeito por injeção ou inalação [3, 15].

Os radionuclídeos mais usados encontram-se listados na Tabela 2.1 e são isótopos de elementos que constituem ou são consumidos pelo corpo humano como carbono, azoto e oxigénio sendo assim facilmente incorporados no processo metabólico.

Radionuclídeo	Meia vida
Carbono-11	20,39 min
Azoto-13	9,965 min
Oxigénio-15	122,24 s
Flúor-18	109,77 min
Gálio-68	67,629 min
Rubídio-82	1,273 min

Tabela 2.1 Radionuclídeos mais utilizados em PET (adaptado de [16]).

As pequenas meias vidas destas partículas permitem ao paciente e aos técnicos que as manuseiam, a recepção de apenas baixas doses de radiação. No entanto encontram-se limitadas pelo facto de terem de ser injectadas imediatamente após produção. Outra limitação da técnica PET está relacionada com o declínio destes radionuclídeos. Devido ao mesmo tipo de decaimento dos marcadores radioactivos, é apenas possível marcar uma espécie de molécula num determinado ensaio ou exame clínico [15].

Ao fim de alguns minutos, o radionúclido acumula-se na área do corpo para a qual o radiofármaco tem afinidade. Como exemplo, glucose marcada por um radiofármaco ligado ao ^{11}C acumula-se no cérebro onde é usada como fonte primária de energia. A identificação e detecção da presença de moléculas do radiomarcador numa localização específica na fonte (corpo em estudo), é levada a cabo por uma cadeia de eventos baseada em princípios físicos, que se encontra esquematicamente representada na Figura 2.1 e que será seguidamente descrita.

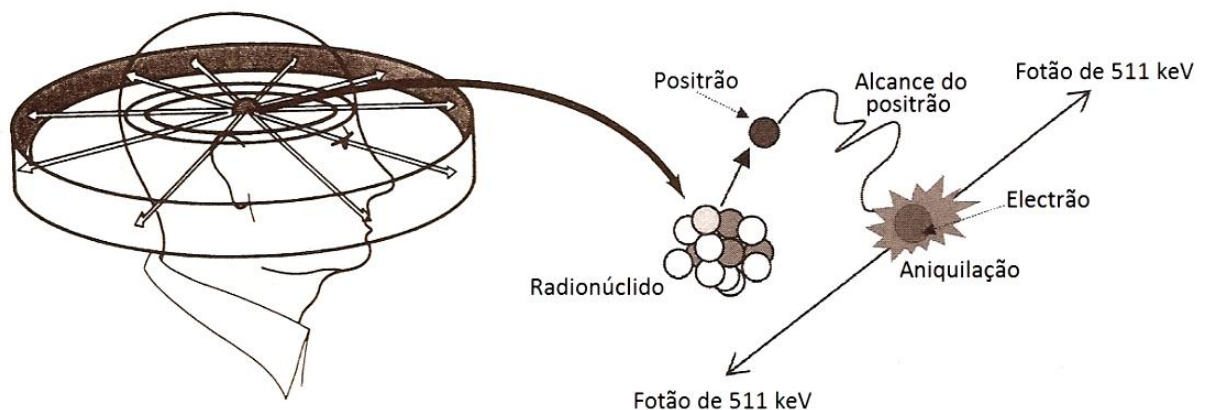


Figura 2.1 Cadeia de eventos que descrevem o processo de aniquilação (adaptado de [3, 13]).

Assim, após ejeção do positrão do núcleo com uma energia cinética não nula, este é travado no tecido por interacção com o campo electromagnético dos electrões. A perda de energia por colisões elásticas continua até o positrão atingir o equilíbrio térmico com o tecido envolvente, aniquilando-se com um electrão do meio quase instantaneamente. A energia associada às massas destas duas partículas é de 1,022 MeV de acordo com a equivalência massa - energia. Do processo de aniquilação resulta a emissão de um par de raios γ , isto é dois fotões antiparalelos de 511 keV cada: $\beta^+ + e^- \rightarrow \gamma + \gamma$. Estes fotões γ de alta energia deslocam-se praticamente em direcções opostas, de acordo com as leis de conservação do momento linear, emergindo do corpo de forma a serem detectados por cintiladores num arranjo circular ou poligonal, localizados nos anéis que formam o tomógrafo do PET [10, 12, 16]. Pelo facto de os dois fotões emitidos serem coincidentes em tempo e de a sua detecção determinar a linha de activação, o processo de detecção do positrão não requer colimação. Esta linha de activação denomina-se geralmente de linha de resposta (LOR) [17-19].

Quando dois fotões γ atingem o material do detector de cintilação, estes depositam a sua energia nesse cristal por diversos processos. Esta energia promove a excitação dos átomos ou moléculas do cintilador, com consequente emissão de luz visível que é captada por exemplo por tubos fotomultiplicadores (PMTs), transformando-a num sinal eléctrico. Num último estágio, os circuitos electrónicos do tomógrafo processam e formatam este sinal num impulso, que dá informação sobre o tempo de chegada do fotão γ incidente e da sua energia. A Figura 2.2 resume os princípios da detecção de raios γ no PET aqui descritos. No final de um exame, para cada par de detectores existe um número de eventos de coincidências identificados, informação esta que representa a radioactividade no sujeito vista de ângulos diferentes. De forma a reconstruir a densidade de actividade dentro da fonte a partir das suas projecções isto é, eventos registados em cada par de detectores, aplica-se um algoritmo de reconstrução matemática por computador. Os dados colectados são corrigidos para coincidências acidentais, tempo morto, radiação dispersa por efeito de Compton e atenuação da radiação γ entre outras correcções, reconstruindo-se a distribuição espacial da densidade de radioactividade dentro do órgão ou do sistema em estudo na forma de imagem 2D ou 3D, conforme respectivamente haja colimação entre os anéis de detecção ou não [3, 13, 19]. O resultado é uma imagem digital da fonte, onde o valor de cada elemento da imagem (pixel) ou nos modernos sistemas tomográficos 3D o elemento de volume (voxel), é proporcional à densidade de actividade dentro da fonte na área ou volume correspondente a este pixel/voxel. Esta imagem pode ser directamente mostrada num ecrã. Por fim uma análise de dados e processamento de imagens produzidas pode ser efectuada recorrendo novamente ao computador [3].

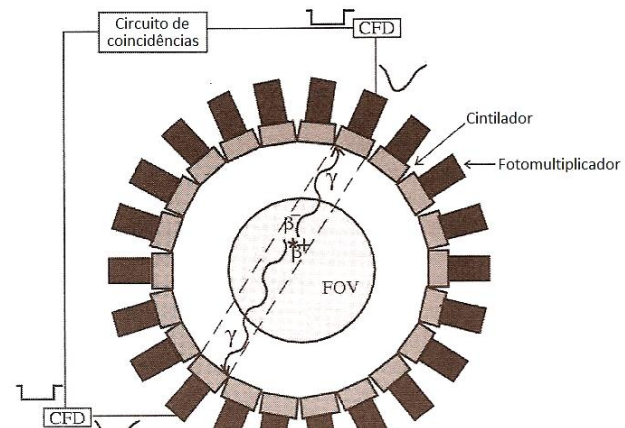


Figura 2.2 Anel de detectores e dispositivos electrónicos de um sistema PET comum (adaptado de [3]).

Resolução espacial

Em imagem médica os detectores são usados para medida de posições. No PET esta posição corresponde à localização de um evento de aniquilação. Uma característica importante é a resolução espacial. Esta é uma medida da capacidade de um sistema de detecção em separar as posições de dois eventos adjacentes isto é, de discriminar entre duas fontes muito próximas [17]. Comparativamente com outras técnicas de imagem, a resolução espacial do PET é fraca [15].

A resolução espacial de um scanner PET depende primariamente do tamanho dos cristais de cintilação dos detectores, os quais geralmente quanto mais pequenos são (num bloco de detectores), melhor é a resolução espacial [19]; e do alcance dos positrões na matéria isto é, a distância atingida pelo positrão no tecido antes de interactuar com um electrão livre (ver Figura 2.1). Para a maioria dos emissores de positrões o alcance máximo é de 1-20 mm. No entanto o efeito na resolução espacial é muito mais pequeno porque, dos positrões emitidos, apenas uma pequena fracção atinge o alcance máximo. Outra limitação na resolução espacial deve-se ao facto de os fótons de aniquilação do mesmo par não serem emitidos precisamente a um ângulo de 180° , pois o sistema positrão - electrão não está em completo repouso. De facto, estes sofrem um desvio angular da colinearidade de $\pm 0,25^\circ$ [17, 18]. Entre outras componentes que podem ainda limitar a resolução do sistema encontramos: as interacções entre mais do que um cristal devido à dispersão intercrystal, a penetração de fótons em cristais cintiladores cujos eventos de aniquilação não ocorrem na LOR detectada, a técnica de reconstrução usada, os filtros aplicados e os movimentos do paciente e órgãos durante o exame [3, 13, 19].

Tipos de eventos detectados

À detecção simultânea de dois fótons numa LOR denomina-se de coincidência. Num sistema PET as coincidências podem ser de vários tipos: coincidências verdadeiras, coincidências de dispersão por efeito de Compton e coincidências acidentais ou aleatórias [17]. Estas coincidências encontram-se ilustradas na Figura 2.3.

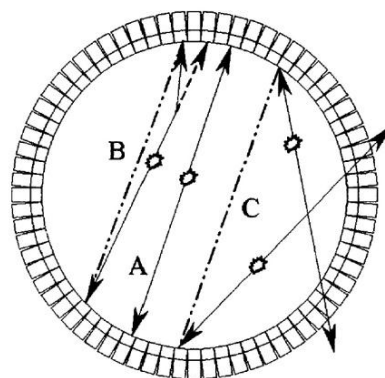


Figura 2.3 Representação gráfica de eventos verdadeiros (A), de dispersão (B) e acidentais (C) (adaptado de [17]).

Um fóton de alta energia produzido por um evento de aniquilação, ao interagir com o meio (corpo), pode ser totalmente absorvido ou desviado da sua trajectória original por dispersão de Compton antes de ser detectado. No último caso, o fóton deflectido pode ser detectado em coincidência com o outro fóton γ proveniente do mesmo processo de aniquilação, pelo que este evento irá ser contado como ocorrido num detector, que não irá conter o local da aniquilação

original. A este tipo de evento denomina-se evento dispersivo e corresponde a um evento falso [17, 19]. A dispersão de Compton pode também ocorrer no interior do cristal do detector antes que o fóton sofra o desejável efeito fotoeléctrico. Neste caso, é possível que o fóton se escape do material do detector e deposite a sua energia num cintilador adjacente, causando novamente o mau posicionamento do evento detectado. Outra fonte de eventos erróneos é a chegada em coincidência ao anel do detector de dois fótons, provenientes de dois eventos de aniquilação diferentes os quais se denominam de coincidências acidentais [3]. Quando fótons simples e coincidências múltiplas atingem o anel de detectores dentro da janela de tempo de coincidência definida pelos circuitos adjacentes, estes fótons são rejeitados pelo sistema pois não permitem a determinação de uma LOR.

As coincidências acidentais e de dispersão, são registadas em conjunto com as coincidências verdadeiras obtidas quando um par de fótons é correctamente identificado pelo respectivo par de detectores, constituindo fontes de ruído de fundo e de distorção da imagem [3].

2.3. Detecção de radiação

2.3.1. Propriedades gerais de detectores de radiação

Antes de discutirmos o tipo de detector de radiação utilizado neste projecto, iremos descrever em linhas gerais algumas propriedades que se aplicam a todos os detectores começando por definições básicas de eficiência e tempo morto.

Eficiência de detecção

Em princípio todos os detectores de radiação dão origem a um impulso de saída para cada fóton de radiação que interage dentro do seu volume activo. A radiação não carregada electricamente como o caso dos raios gama, tem de sofrer uma interacção significativa no detector antes de ser possível a sua detecção. Pelo facto de estas radiações poderem percorrer grandes distâncias entre interacções, os detectores têm frequentemente uma eficiência de contagem muito abaixo de 100%, ao invés dos detectores de partículas carregadas como α e β , nos quais facilmente se obtém um detector com uma eficiência perto deste valor. Assim torna-se necessário determinar a eficiência do detector, de forma a relacionar o número de impulsos contados com o número de fótons incidentes no detector.

As eficiências de contagem dividem-se em absoluta e intrínseca [4]. A eficiência absoluta é definida como:

$$\epsilon_{abs} = \frac{\text{número de impulsos detectados}}{\text{número de fótons de radiação emitido pela fonte}} \quad \text{equação (2.1)}$$

e é dependente não apenas das propriedades do detector mas também dos detalhes da geometria de contagem (principalmente da distância fonte - detector). A eficiência intrínseca é definida como:

$$\epsilon_{int} = \frac{\text{número de impulsos detectados}}{\text{número de fótons de radiação incidente no detector}} \quad \text{equação (2.2)}$$

que ao contrário da ϵ_{abs} , não considera o ângulo sólido subtendido pelo detector. A eficiência intrínseca de um detector depende principalmente do seu material, da energia da radiação e da espessura física do detector na direcção da radiação incidente. Esta eficiência depende ainda

ligeiramente da distância entre a fonte e o detector, pois o percurso médio da radiação através do detector irá ser alterado por este espaçamento. Para fontes isotrópicas, as duas eficiências relacionam-se simplesmente por $\epsilon_{int} = \epsilon_{abs} \frac{4\pi}{\Omega}$, onde Ω é o ângulo sólido do detector visto da posição da fonte e $\frac{\Omega}{4\pi}$ a eficiência geométrica [4, 20].

As eficiências de contagem também se podem categorizar pela natureza dos eventos detectados. Se aceitarmos todos os impulsos do detector então é apropriado o uso da eficiência total. Neste caso todas as interações são contadas, não importando o quão baixas em energia, o que em termos de um espectro de energia como o mostrado na Figura 2.4 significa que toda a área abaixo do espectro é uma medida do número de todos os impulsos que são detectados. A eficiência de pico por sua vez, assume que apenas são contadas as interações que depositam a energia total da radiação incidente. Num espectro de energia, os eventos que depositam a totalidade da sua energia são normalmente evidenciados pelo pico fotoeléctrico. Eventos que depositam apenas parte da energia da radiação incidente aparecerão mais distantes deste pico, do lado esquerdo do espectro.

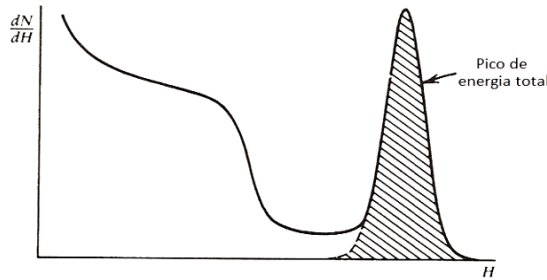


Figura 2.4 Exemplo de pico de energia total num espectro de energia (adaptado de [4]).

No entanto a especificação da eficiência do detector de acordo com ambos os critérios descritos é a maneira mais completa de a caracterizar. O tipo mais comum de eficiência tabelada para detectores de raios gama é a eficiência de pico intrínseca.

Um detector de eficiência conhecida pode ser usado para medir a actividade absoluta de uma fonte radioactiva. Na discussão seguinte, assumiremos que um detector com uma eficiência de pico intrínseca ϵ_{ip} foi usado para detectar N eventos no pico de energia total do seu espectro. Para simplificar consideremos também que a fonte emite radiação isotrópica e que não ocorre atenuação alguma entre a fonte e o detector. Da definição de eficiência de pico intrínseca, o número de fótons de radiação S emitido pela fonte durante o período medido é dado por:

$$S = N \frac{4\pi}{\epsilon_{ip}\Omega} \tag{equação (2.3)}$$

Este é definido como mostra a Figura 2.5 a). Quando o ângulo sólido é pequeno o seu valor em esteroradianos é dado por [21]:

$$d\Omega = \frac{dS}{R^2} \tag{equação (2.4)}$$

onde dS é uma pequena superfície plana perpendicular a OP e R é a distância entre o vértice O correspondente à posição da fonte e dS a área da superfície do detector. Nalguns casos e uma vez que a superfície dS não é perpendicular a OP pois a sua normal faz um ângulo θ com OP como

ilustrado na Figura 2.5 b), torna-se necessário projectar dS sobre uma perpendicular a OP resultando a área $dS' = dS \cdot \cos(\theta)$ e conseqüentemente [21]:

$$d\Omega = \frac{dS \cdot \cos(\theta)}{R^2} \quad \text{equação (2.5)}$$

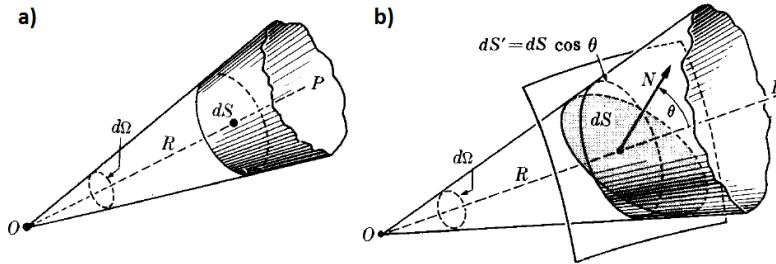


Figura 2.5 Cone com a) superfície dS perpendicular a OP e b) superfície dS' não perpendicular a OP (adaptado de [21]).

No caso de uma fonte pontual localizada no eixo central de um detector cilíndrico e de Ω não ser pequeno, este é dado por [4]:

$$\Omega = 2\pi \left(1 - \frac{d}{\sqrt{d^2 + a^2}} \right) \quad \text{equação (2.6)}$$

onde a distância fonte - detector d e o raio do detector a se encontram esquematizados na Figura 2.6 a). Para $d \gg a$, o ângulo sólido reduz-se ao quociente entre a área frontal plana A do detector visível da fonte e o quadrado da distância:

$$\Omega = \frac{A}{d^2} = \frac{\pi a^2}{d^2} \quad \text{equação (2.7)}$$

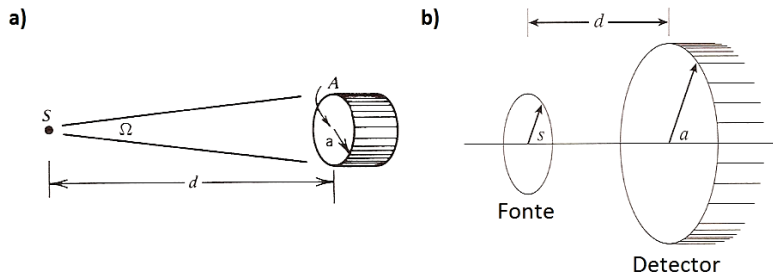


Figura 2.6 Esquema de detecção para uma fonte: a) pontual; b) comum (adaptado de [4]).

Se o volume da fonte não for insignificante, então uma segunda integração tem de ser efectuada sobre todos os elementos de volume da fonte. Um caso mais comum esquematizado na Figura 2.6 b), envolve uma fonte circular uniforme alinhada com um detector circular que emite radiação isotrópica. Ambos perpendicularmente posicionados num eixo comum que passa pelos seus centros. Tendo em consideração as dimensões ilustradas no esquema, pode ser mostrado [20] que a média do ângulo sólido efectivo sobre a superfície da fonte é dada pela resolução do integral:

$$\Omega = \frac{4\pi a}{s} \int_0^\infty \frac{\exp(-dk) J_1(sk) J_1(ak)}{k} dk \quad \text{equação (2.8)}$$

onde $J_1(x)$ corresponde a funções de Bessel de x . Este integral não tem uma solução analítica de maneira que só pode ser resolvido através de técnicas numéricas. Uma solução útil aproximada é:

$$\Omega = 2\pi \left[1 - \frac{1}{(1+\beta)^{1/2}} - \frac{3}{8} \frac{\alpha\beta}{(1+\beta)^{5/2}} + \alpha^2 [F1] - \alpha^3 [F2] \right] \quad \text{equação (2.9)}$$

$$\text{onde } F1 = \frac{5}{16} \frac{\beta}{(1+\beta)^{7/2}} - \frac{35}{64} \frac{\beta^2}{(1+\beta)^{9/2}}, \quad \text{equação (2.10)}$$

$$F2 = \frac{35}{128} \frac{\beta}{(1+\beta)^{9/2}} - \frac{315}{256} \frac{\beta^2}{(1+\beta)^{11/2}} + \frac{1155}{1024} \frac{\beta^3}{(1+\beta)^{13/2}}, \quad \text{equação (2.11)}$$

com $\alpha \equiv \left(\frac{s}{d}\right)^2$ e $\beta \equiv \left(\frac{a}{d}\right)^2$. Esta aproximação torna-se imprecisa quando o diâmetro da fonte ou do detector se tornam maiores que o espaçamento d entre si, contudo demonstra resultados muito precisos numa grande gama de dimensões [4, 20].

Tempo morto

Em quase todos os sistemas de detecção existe uma quantidade mínima de tempo que separa dois eventos para que estes sejam detectados como dois impulsos separados. Em alguns casos esta limitação de tempo pode ser imposta pelos próprios processos no detector, enquanto noutros o limite pode surgir da electrónica associada. Esta separação de tempo mínima é usualmente denominada de tempo morto do sistema de contagem [17, 19].

2.3.2. Cintiladores orgânicos

A detecção de radiação ionizante por produção de luz em determinados materiais é uma das técnicas mais antigas. O processo de cintilação mantém-se como um dos métodos disponíveis mais úteis para a detecção e espectroscopia de uma grande variedade de radiações [4]. Os materiais ideais de cintilação devem possuir entre as principais propriedades físicas as seguintes [3, 4]:

- elevada densidade e Z , que garantem uma elevada eficiência de detecção. Para o PET maior eficiência traduz-se na possibilidade de usar cristais de menores dimensões, o que significa uma melhor resolução espacial do tomógrafo.

- elevada eficiência de cintilação, resultante de uma boa conversão da energia da radiação incidente em luz detectável. Esta conversão deve ser linear ou seja, o número de fótons produzidos deve ser proporcional à energia depositada na maior gama possível. Isto permite uma boa resolução em energia do cristal e logo do sistema de detecção, o que consequentemente possibilita que sistemas PET comerciais com vários anéis de detectores efectuem uma melhor discriminação dos fótons que tenham sofrido dispersão de Compton no corpo.

- curto tempo de cintilação, descrito normalmente pela constante de tempo de decaimento de cintilação, que se traduz num baixo tempo morto do sistema e desta forma numa melhor taxa de contagens de eventos. Este factor é essencial em imagem clínica de PET pois permite o uso eficiente da actividade injectada, tornando o tempo de realização do exame o mais curto possível. Isto é, não comprometendo a qualidade da imagem, o paciente passa menos tempo imóvel na cama do tomógrafo. Esta propriedade influencia directamente a resolução temporal (incerteza do momento de detecção), da qual depende a escolha da largura da janela de tempo de coincidências, e assim da taxa de coincidências acidentais.

Estes materiais ideais devem ainda possuir uma boa qualidade óptica e um índice de refração próximo do índice do vidro ($\sim 1,5$), de forma a permitirem o acoplamento eficiente da luz de cintilação ao tubo fotomultiplicador. Outro critério a ter em conta é a facilidade de manusear e fabricar um determinado cristal. Por exemplo o NaI cristalino é um cintilador higroscópico comum ou seja, a sua exposição ao vapor de água leva a que o cristal transparente se torne num pó opaco e por esta razão tem de ser selado. Por outro lado, os cintiladores plásticos podem ser cortados com uma serra vulgar podendo ser concebidos em qualquer forma e tamanho desejados [3, 22].

Nenhum material reúne simultaneamente todos os critérios e a escolha de um cintilador particular é sempre um compromisso entre estes factores. Os cintiladores inorgânicos tendem a ter um melhor rendimento luminoso e linearidade, mas salvo raras excepções são relativamente lentos na sua resposta em tempo. Já os cintiladores orgânicos são geralmente rápidos mas produzem menos luz [4]. Para sistemas PET, o iodeto de sódio (NaI), fluoreto de bário (BaF_2) e óxido de germânio e bismuto (BGO) proporcionam uma escolha adequada a um custo razoável [3].

Mecanismo de cintilação nos orgânicos

Nos cintiladores orgânicos as interacções entre as moléculas são relativamente fracas, podendo as suas propriedades serem discutidas em termos dos estados excitados discretos das moléculas. Os níveis de energia electrónicos destas moléculas, correspondentes a uma série de estados singletos $S_0, S_1, S_2, (\dots)$, encontram-se ilustrados na Figura 2.7. Para moléculas como as dos cintiladores orgânicos, a diferença de energia entre S_0 e S_1 é de 3 ou 4 eV, enquanto a diferença entre estados superiores é normalmente menor. Cada uma destas configurações electrónicas está subdividida em séries de níveis, com uma diferença de energia muito menor entre si, correspondentes aos vários estados vibracionais da molécula. A diferença de energia típica entre estes níveis é da ordem dos 0,15 eV. A distinção entre estes estados vibracionais recorre ao uso da nomenclatura S_{xx} , onde S_{00} representa o estado vibracional mais baixo do estado electrónico fundamental.

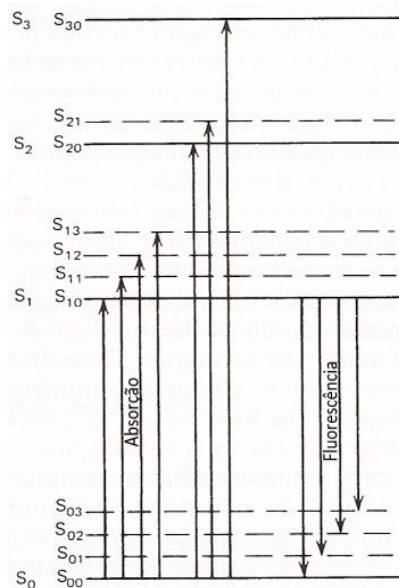


Figura 2.7 Níveis de energia de uma molécula orgânica (adaptado de [4]).

Devido ao facto de a diferença de energia entre estados vibracionais ser maior que a energia térmica média 0,025 eV, quase todas as moléculas à temperatura ambiente se encontram no estado S_{00} , já que a probabilidade de ocupação de um dado estado de energia E é proporcional a $e^{-E/k_B T}$. Ao absorver energia os electrões da molécula transitam para estados excitados, tal como indicado pelas setas que apontam para cima. Os estados electrónicos singletos acima de S_1 , rapidamente se desexcitam (em tempos da ordem dos picosegundos) para o estado electrónico S_1 sem emissão de radiação. Além disso qualquer estado com energia vibracional em excesso (como os S_{11} e S_{12}), não se encontra em equilíbrio térmico com os seus vizinhos e de novo perde rapidamente essa energia vibracional. Por conseguinte, o efeito final do processo de excitação num cristal orgânico simples é a produção de uma população de moléculas excitadas predominantemente no estado S_{10} .

A luz de cintilação é emitida nas transições entre o estado S_{10} e um dos estados vibracionais do estado electrónico fundamental. Estas transições são indicadas pelas setas que apontam para baixo na Figura 2.7, e têm tempos de decaimento da ordem dos nanosegundos.

O processo de fluorescência surge de transições entre níveis de energia de uma determinada espécie molecular e pode ser observado independente do estado físico do material.

A Figura 2.7 pode também ser usada para explicar o porquê de os cintiladores orgânicos serem transparentes à sua própria emissão de fluorescência - característica importante de um cintilador. As setas que apontam para cima, correspondem às energias dos fótons que serão fortemente absorvidos pelo material. Devido ao facto de todas as transições de fluorescência representadas pelas seta que apontam para baixo (com a excepção $S_{10} - S_{00}$) terem uma energia mais baixa que o mínimo necessário para a excitação, a sobreposição entre a absorção óptica e o espectro de emissão é muito pequena, o que consequentemente leva à baixa auto-absorção de fluorescência.

A eficiência de cintilação de qualquer cintilador, é definida como a fracção de todas as partículas de energia incidente que é convertida em luz visível. Idealmente deseja-se que esta eficiência seja o maior possível, mas infelizmente encontram-se disponíveis modos alternativos de desexcitação que não envolvem a emissão de luz e nos quais a excitação é degradada principalmente por libertação de calor. Na fabricação e uso de cintiladores orgânicos, é muitas vezes importante a eliminação de impurezas (como por exemplo o oxigénio dissolvido nos cintiladores líquidos), que degradam o rendimento luminoso ao permitirem estes mecanismos alternativos [4, 22].

2.3.3. Espectroscopia de raios gama com cintiladores

Um fóton não é electricamente carregado. Assim a detecção de raios, está dependente do facto de o fóton γ sofrer uma interacção em que transfira toda ou parte da sua energia para os electrões do material absorvente. Estes electrões têm um máximo de energia igual à energia dos fótons γ incidentes e vão abrandar e perder a sua energia por interacção electromagnética com o meio [4, 22].

Interacção da radiação gama

Apesar de um grande número de mecanismos de interacção possíveis serem conhecidos para os raios γ na matéria, apenas três grandes tipos têm um papel importante na espectroscopia de radiação: absorção fotoeléctrica, dispersão de Compton e produção de pares. Todos estes processos levam à transferência completa ou parcial da energia dos fótons γ para os electrões.

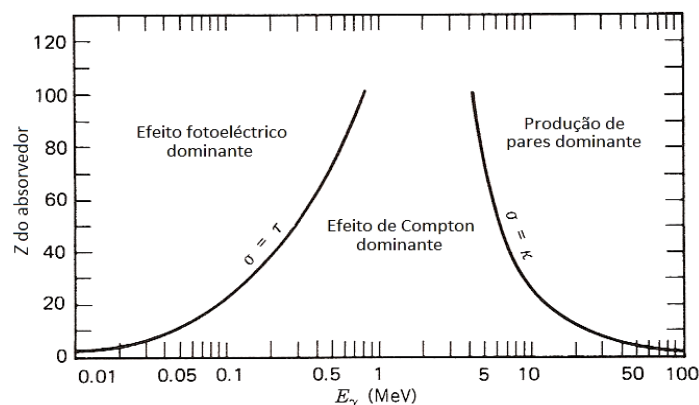


Figura 2.8 Os três principais processos de interacção da radiação γ e as suas regiões de domínio (adaptado de [4, 22]).

A importância relativa destes três processos para diferentes materiais absorvedores e energias da radiação γ encontra-se ilustrada na Figura 2.8. A linha à esquerda representa, em função do número atómico do absorvedor, a energia à qual a absorção fotoeléctrica e a dispersão de Compton são igualmente prováveis. A linha à direita representa a energia à qual a dispersão de

Compton e a produção de pares são igualmente prováveis. Assim estão definidas três regiões no gráfico, cada uma correspondente à dominância de cada mecanismo de interacção.

Para o caso a tratar, radiação de energia igual a 511 keV e detector composto de C e H, o efeito de Compton é dominante, sendo o efeito fotoeléctrico três ordens de grandeza menos provável, e o efeito de produção de pares impossível. Assim iremos considerar aqui apenas o efeito Compton, deixando para o Apêndice 1 a descrição dos outros mecanismos de interacção.

Dispersão de Compton

No processo de dispersão de Compton, representado na Figura 2.9, o fóton γ incidente é deflectido de um ângulo θ em relação à sua direcção de propagação original. O resultado desta interacção é a criação de um fóton γ de dispersão e um electrão de recuo (que se assume inicialmente em repouso) com uma divisão energética dependente do ângulo de dispersão [4, 22].

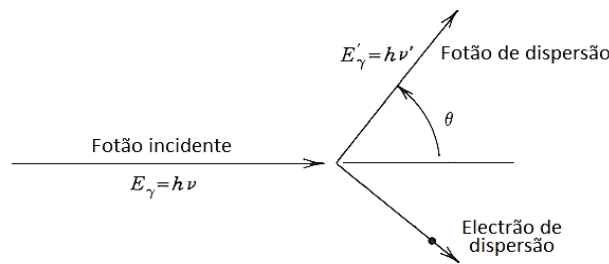


Figura 2.9 Esquema do processo de dispersão de Compton (adaptado de [4, 22]).

A energia $h\nu'$ do fóton γ disperso está relacionada com o ângulo de dispersão θ da seguinte forma:

$$h\nu' = \frac{h\nu(m_0c^2)}{m_0c^2 + h\nu(1 - \cos \theta)} \quad \text{equação (2.12)}$$

onde m_0c^2 é a energia correspondente à massa de repouso do electrão (0,511 MeV). A energia cinética do electrão de recuo é então:

$$E_{e^-} = h\nu - h\nu' = h\nu \left(\frac{h\nu(1 - \cos \theta)}{m_0c^2 + h\nu(1 - \cos \theta)} \right) \quad \text{equação (2.13)}$$

Desta forma dois casos extremos podem ser identificados:

- No caso de um ângulo de dispersão nulo $\theta \cong 0$, as equações (2.12) e (2.13) prevêm que $h\nu' \cong h\nu$ e $E_{e^-} \cong 0$. Neste extremo, o electrão de recuo tem muito pouca energia e o fóton γ disperso tem praticamente a mesma energia que o fóton γ incidente;

- Uma colisão frontal na qual $\theta = \pi$. Neste caso, o fóton γ incidente é retrodisperso na direcção da sua origem enquanto o electrão avança na direcção da incidência. Este extremo, representa a energia máxima que pode ser transferida para um electrão numa única interacção de Compton com os valores previstos:

$$h\nu' |_{\theta=\pi} = \frac{h\nu(m_0c^2)}{m_0c^2 + 2h\nu} \quad \text{e} \quad E_{e^-} |_{\theta=\pi} = h\nu \left(\frac{2h\nu}{m_0c^2 + 2h\nu} \right) \quad \text{equação (2.14) e (2.15)}$$

Em circunstâncias normais, todos os ângulos de dispersão ocorrem no detector. Assim um contínuo de energias pode ser transferido para o electrão, desde zero até ao máximo previsto pela equação (2.15), de 340,7 keV no caso de fótons γ de 511 keV. A probabilidade de dispersão de Compton a um determinado ângulo θ está prevista pela fórmula de *Klein-Nishina* para a secção eficaz diferencial por electrão [4, 22]. A Figura 2.10 mostra a forma comum de um espectro de energia dos electrões, para um qualquer valor específico de energia da radiação γ incidente.

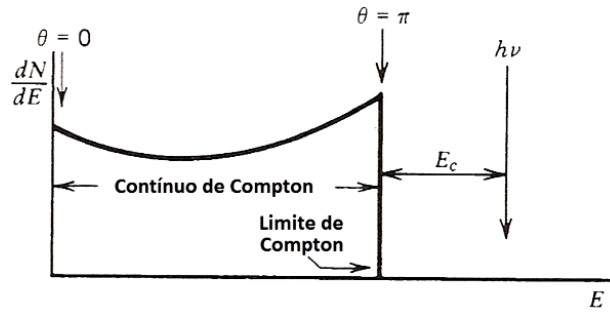


Figura 2.10 Espectro do contínuo de Compton (adaptado de [4]).

A análise precedente é baseada no pressuposto de que a dispersão de Compton envolve electrões inicialmente livres. De facto nos materiais dos detectores, a energia de ligação do electrão que sofre o processo de dispersão, pode ter um efeito mensurável na forma do contínuo de Compton. Estes efeitos são particularmente notáveis para baixas energias da radiação γ incidente e envolvem o arredondamento do crescimento do contínuo na extremidade direita do espectro e a introdução de um declive na queda abrupta do limite de Compton. Estes efeitos são por vezes disfarçados pela má resolução em energia dos detectores.

A probabilidade de dispersão de Compton por átomo do material absorvedor, depende do número de electrões disponíveis enquanto alvos de dispersão e logo aumenta linearmente com Z .

Coefficientes de atenuação

Consideremos agora que um feixe colimado de radiação γ monoenergética é feito colidir num detector depois de atravessar uma placa absorvedora de espessura variável t . O resultado deverá ser uma atenuação exponencial simples dos raios γ como ilustrado na Figura 2.11 [4, 22].

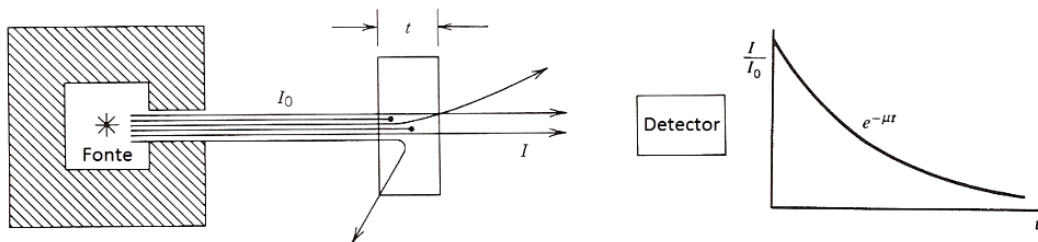


Figura 2.11 Curva de transmissão exponencial para raios γ (adaptado de [4, 22]).

O fóton pode sofrer absorção fotoeléctrica ou produção de pares e seguidamente desaparecer, ou ainda sofrer dispersão de Compton sendo deflectido da sua trajectória na direcção do detector. Assim, cada um dos processos de interacção vai removendo fótons γ do feixe até que no final os que atingem o detector estão em menor quantidade. A soma das probabilidades fixas destes processos é simplesmente a probabilidade de o fóton γ ser removido do feixe por unidade de comprimento, e é denominada de coeficiente de atenuação linear [4, 22]:

$$\mu = \tau(\text{efeito fotoeléctrico}) + \sigma(\text{dispersão de Compton}) + \kappa(\text{produção de pares}) \text{ equação (2.16)}$$

O número de fótons transmitidos I é então dado em termos do número I_0 incidente como:

$$\frac{I}{I_0} = e^{-\mu t} \text{ equação (2.17)}$$

O uso do coeficiente de atenuação linear está limitado pelo facto de este variar com a densidade do absorvedor. Desta forma a grandeza normalmente usada é o coeficiente de atenuação mássico [4], definido por:

$$\text{coeficiente de atenuação de massa} = \frac{\mu}{\rho} \quad \text{equação (2.18)}$$

onde ρ representa a densidade do meio.

2.3.4. Tubos fotomultiplicadores

A técnica de contagem de cintilações na detecção de radiação e espectroscopia, só é possível com a existência de dispositivos que convertam a luz extremamente fracas dos impulsos de cintilação num sinal eléctrico correspondente. O tubo fotomultiplicador (PMT) efectua esta tarefa de forma muito eficaz, convertendo sinais de luz constituídos tipicamente por algumas centenas de fotões num impulso de corrente útil sem adicionar uma grande quantidade de ruído aleatório ao sinal.

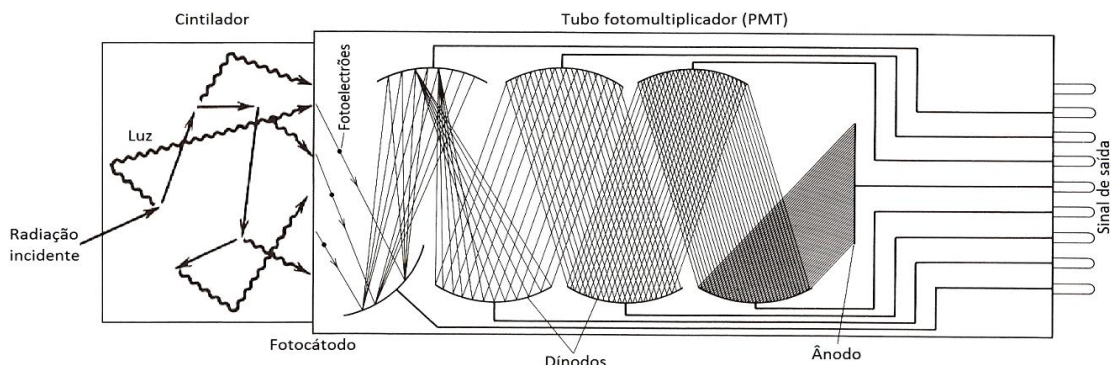


Figura 2.12 Diagrama esquemático de um PMT típico (adaptado de [22]).

No PMT as condições de vácuo necessárias para que os electrões de baixa energia possam ser acelerados eficientemente pelos campos eléctricos internos, são mantidas por uma camada exterior (normalmente de vidro). Os dois elementos mais importantes num PMT são a camada fotossensível denominada de fotocátodo, acoplada a uma estrutura multiplicadora de electrões constituída por uma série de eléctrodos denominados dínodos, constituídos por materiais com alta probabilidade de emissão de electrões secundários. Estes dínodos encontram-se ligados a uma cadeia potenciométrica. A partir de uma fonte de alta tensão e com uma série de resistências tal como demonstrado no circuito eléctrico do Anexo 2 [4, 22].

O fotocátodo efectua a conversão da maior quantidade de fotões (luz) possível em electrões de baixa energia. Devido ao facto de apenas algumas centenas de fotoelectrões poderem estar envolvidos num impulso típico, a sua carga é muito pequena para gerar um sinal eléctrico viável. Para atingir ganhos elevados do número de electrões os PMTs utilizam múltiplos estágios. Os electrões que deixam o fotocátodo são atraídos para o primeiro dínodo, no qual são necessários cerca de 2-3 eV para libertar um electrão secundário, sendo assim possível obter ganhos no número de electrões na ordem dos 30-50. No entanto uma vez que os electrões são libertados em direcções aleatórias no material, são poucos os que serão libertados à superfície e um ganho típico de 5 em cada dínodo é o mais comum. Estes electrões secundários libertados à superfície do primeiro dínodo, novamente têm energias muito baixas da ordem dos poucos eV. Assim são facilmente guiados por outro campo electrostático estabelecido entre o primeiro dínodo e o segundo dínodo adjacente. Num PMT de 10 dínodos este processo pode ser repetido dez vezes, no qual os electrões secundários de baixa energia de cada um dos dínodos é acelerado até ao dínodo seguinte. No final esta carga é colectada no ânodo ou estágio de saída da estrutura multiplicadora [4, 22].

A estrutura multiplicadora de electrões no PMT é assim uma geometria eficiente de colecção de fotoelectrões ao mesmo tempo que funciona como amplificador, permitindo um grande ganho no número de electrões. Depois de amplificado um impulso de cintilação típico dá origem a 10^7 - 10^{10} electrões, o suficiente para gerar um sinal eléctrico representativo do evento de cintilação original [4].

A maior parte dos fotomultiplicadores efectua esta amplificação de forma bastante linear, produzindo um impulso de saída no ânodo proporcional ao número original de eventos de cintilação numa gama ampla de amplitudes. Muita da informação temporal do impulso de luz original é também retida. PMTs típicos, quando iluminados por impulsos de luz de curta duração produzem um impulso eléctrico com uma largura de tempo da ordem dos poucos nanosegundos, após um atraso temporal de 20 - 50 ns. Outra característica importante no funcionamento de um PMT é a estabilidade. Uma vez que cada estágio depende da diferença de tensão, qualquer alteração da alta tensão irá causar uma variação no impulso de saída pelo que é necessário garantir a estabilidade da fonte de alta tensão [4, 22].

2.4. Fontes radioactivas e electrónica nuclear do sistema de coincidências

Na montagem do sistema de coincidências do PET onde os detectores de radiação operam no modo de impulso, a saída do detector é convertida num impulso cuja amplitude e forma transportam informação de energia e tempo. Este impulso atravessa então alguns dispositivos lineares como o pré-amplificador e o amplificador, que efectua operações nesta entrada de impulso apresentando à saída um impulso proporcional, preservando a linearidade. Segue-se agora uma outra categoria de unidades que inclui o SCA, os conversores lineares - lógicos. Estes produzem impulsos de saída lógicos apenas quando impulsos de entrada obedecem a determinadas condições. A unidade final desta cadeia de sinais é a unidade de coincidências, dispositivo estritamente lógico que gera impulsos lógicos de saída após avaliação dos impulsos lógicos à entrada segundo critérios predefinidos. Posteriormente estes impulsos lógicos são então alvo de contagem por um contador. Nalgumas circunstâncias fornecer um impulso analógico a um dispositivo feito para aceitar impulsos lógicos de entrada pode até levar a uma resposta do dispositivo, mas o tamanho e forma variáveis do impulso linear gerado resultam numa operação não fidedigna. É assim importante manter a clara distinção entre funções de impulso linear e lógico, e efectuar a conversão analógica - lógica apenas num determinado ponto da cadeia de sinais [4].

Em anexo encontram-se especificações e esquemas (de decaimento) relevantes das fontes radioactivas usadas para teste do sistema PET montado e das unidades de detecção e processamento de sinal utilizadas.

2.4.1. Fontes radioactivas para teste do sistema PET

Como veremos posteriormente para a determinação da resolução em tempo do sistema, tem que ser usada uma fonte com alta probabilidade de emissão de fotões γ de aniquilação. Para teste do sistema PET montado foi usada uma fonte de Na-22 enquanto fonte de radiação γ . Esta fonte é

constituída por um depósito de actividade de $1,0 \mu\text{Ci}$ ($T_{1/2} = 2,6$ anos) datada de Novembro de 2005 num poço de 6 mm de diâmetro incorporado num disco de plástico de 25,4 mm de diâmetro com uma espessura de 3 mm. Pelo seu esquema de declínio radioactivo representado no Anexo 1.1 [23] observa-se que o Na-22 decai essencialmente para o nível 1274,5 keV do Ne-22 por emissão de positrões e captura electrónica. Assim e apesar do seu produto de decaimento se estabilizar por emissão de radiação γ com energia igual à do seu nível excitado, a emissão de pelo menos dois fótons detectáveis em coincidência verdadeira não resulta directamente do decaimento da fonte de Na-22, mas sim da aniquilação dos positrões com os electrões do meio. É deste processo de aniquilação, que dois fótons γ coincidentes de igual energia são emitidos em direcções opostas, podendo então ser detectados por um par de detectores cintiladores face a face.

Fontes de Co-60 e Cs-137 com as mesmas dimensões físicas e data de fabricação da fonte anterior, respectivamente de $1,0 \mu\text{Ci}$ ($T_{1/2} = 5,27$ anos, $E_{\gamma} = 1173,2$ e $1332,5$ keV) e $5,0 \mu\text{Ci}$ ($T_{1/2} = 30,2$ anos, $E_{\gamma} = 661,66$ keV, $E_{\beta} = 32$ e 36 keV) de actividade, foram também usadas neste projecto com o fim único de calibrar em energia os espectros no MCA.



Figura 2.13 Fontes radioactivas de Na-22, Co-60 e Cs-137.

2.4.2. Detectores e bases dos PMTs

A construção do sistema de coincidências do PET visou o uso de dois detectores cintiladores SCIONIX face a face de 56 mm de diâmetro e 185 mm de comprimento (números de série: SAU647 e SAU648), constituídos por cintiladores plásticos orgânicos EJ-200 de 51 mm de diâmetro e comprimento acoplados a tubos fotomultiplicadores de 10 dínodos. Por sua vez os cristais plásticos têm por base PVT dopado com antraceno, enquanto cintilador orgânico de baixo custo, com excelentes propriedades de transmissão de luz. No entanto, a resposta em energia destes cintiladores é bastante pobre tal como se pode verificar a partir das respectivas funções de resposta na folha de teste no Anexo 3.2, obtidas por irradiação com Cs-137. Isto deve-se ao facto de estes cintiladores apresentarem uma eficiência de cintilação de 10.000 fótons/MeV ao invés por exemplo, dos 40.000 fótons/MeV do detector NaI(Tl) [24]. A Figura 2.14 b) ilustra um destes detectores. No anexo 3 encontram-se os esquemas e folhas de teste dos detectores e as principais propriedades e constantes características destes cristais.

As razões para a escolha destes detectores estão relacionadas com a própria técnica de coincidências utilizada no sistema PET montado. Como já referido quando o que se pretende é resposta em tempo, os plásticos são os cintiladores mais rápidos tal como se depreende do tempo de decaimento de 2,1 ns dos mesmos. Outra razão essencial é o preço. Os plásticos são mais baratos,

resultado da facilidade com que podem ser moldados e produzidos e de o próprio material ser barato, o que vai de encontro ao objectivo de criar um PET didáctico de mais baixo custo possível.



Figura 2.14 a) Face anterior e posterior das bases dos PMTs; b) detector orgânico plástico (adaptado de [25]).

A base fotomultiplicadora modelo 266 da ORTEC foi desenhada para distribuir tensão a PMTs de 10 estágios com o standard de ligação de 14 pinos, como é o caso dos detectores em causa. Esta unidade fornece sinais de saída no ânodo e no décimo dínodo, que podem ser ambos usados para espectroscopia de cintilação ou medidas de tempo. O acesso ao ânodo ou ao décimo dínodo permite a selecção da polaridade do sinal, respectivamente sinal negativo ou positivo com impedância de saída ($Z_{saída} \sim 1,1 \text{ M}\Omega$). A qualidade do sinal é tal que, os conectores BNC destas saídas podem alimentar cabos coaxiais terminados com 50Ω ou pré-amplificadores lineares como o ORTEC 925-SCINT. De notar ainda que, quando uma das saídas ANODE ou DINODE não é utilizada, esta deve também ser terminada com 100Ω [25].

Uma vez que o detector incorpora o fotocátodo, torna-se desnecessária qualquer preocupação com a probabilidade de ocorrência de fugas de corrente através da camada de vidro uma vez que a tensão deve ser zero. Neste caso a base do PMT pode ser simplesmente ligada ao tubo fotomultiplicador, sendo aplicada alta tensão positiva de acordo com as especificações do PMT do detector. Se a secção multiplicadora do PMT tiver N estágios, o ganho total para o PMT é dado por $Ganho\ total = \alpha\delta^N$ onde α é a fracção de todos os fotoelectrões colectados pela estrutura multiplicadora e δ é o número de electrões produzidos por cada fotoelectrão incidente no dínodo [4]. Neste PMT o factor δ^N duplica aproximadamente para cada aumento de alta tensão de 100 V. Os detectores adquiridos especificam a aplicação de alta tensão óptima de 650 V no caso do SAU647 e 550 V no SAU648, tal como se observa pelo Anexo 3.2. De notar que quando esperadas altas taxas de contagens é aconselhado trabalhar com o valor mínimo prático de alta tensão, uma vez que a tolerância à taxa de contagem é uma função directa do ganho do fotomultiplicador. O único ajuste possível desta unidade é efectuado através da base do PMT e corresponde à focagem do primeiro eléctrodo que optimiza a geometria fotocátodo - primeiro dínodo. Este foco (FOCUS) é basicamente um potenciómetro que deve ser ajustado para o valor que produz o máximo sinal de saída num osciloscópio, directamente ou depois de um amplificador linear [25].

Cintiladores de PVT – função de resposta

Basicamente, tendo em atenção a razão de probabilidades entre o efeito Compton e fotoeléctrico, e as especificidades do efeito Compton anteriormente referidas, o espectro de energia que se espera obter é equivalente ao da Figura 2.10. O pico de energia total ou fotopico será insignificante [26, 27], podendo ficar escondido na “cauda” de alta energia do limiar de Compton,

cauda provocada essencialmente pela má resolução do detector, por múltiplos eventos de dispersão e principalmente pela quase nula eficiência do detector para as energias de 511 e 662 keV.

Uma vez que o mecanismo de interacção por dispersão de Compton domina o espectro de energia dos detectores de PVT utilizados neste projecto, o seu uso num sistema PET comercial constituído por vários anéis de detectores seria um enorme problema na medida em que para além de não ser possível efectuar a discriminação dos eventos fotoeléctricos, aumentar-se-ia em muito as coincidências falsas por efeito de Compton (ver Figura 2.3) pondo-se assim em causa a localização espacial do radioisótopo no alvo. Uma vez que no sistema PET desenvolvido se usam apenas dois detectores a 180°, não há qualquer contra-indicação para que neste sistema não se use o efeito de Compton como evento de detecção de fotões γ numa LOR. Na verdade, mesmo sem uma colecção completa da sua energia os processos de Compton correspondem, tal como no processo fotoeléctrico a interacções dos fotões com o detector, contendo informação sobre a localização do objecto/alvo. Embora haja alguma contribuição da radiação de 1274,5 keV, na janela correspondente ao limiar Compton da radiação de 511 keV, esta é insignificante dada a razão de intensidades das duas espécies de radiação.

Uma vez que para efeitos de teste do sistema PET montado se usou uma fonte de Na-22 para simular a acumulação deste radioisótopo numa determinada área alvo do corpo, o facto de a resposta em energia dos detectores de PVT utilizados ser bastante pobre não constitui um problema pois facilmente se discrimina a região de interesse (ROI) que inclui parte do contínuo de Compton e o seu respectivo limiar, rejeitando-se desta forma a parte mais intensa do Compton associada aos fotões γ de 1274,5 keV. Assim para efeitos de identificação e contagem de coincidências no sistema PET, uma melhor resposta em energia pode ser “sacrificada”.

2.4.3. Unidade ACEMate 925-SCINT



Figura 2.15 Painel frontal (em cima) e traseiro (em baixo) da unidade ACEMate modelo 925-SCINT (adaptado de [28]).

O ACEMate é um dispositivo autónomo da ORTEC que incorpora a sua própria fonte de tensão, pré-amplificador de baixo ruído, amplificador, discriminador diferencial (SCA), monitor de taxas de contagens, fonte de alimentação de alta tensão e um mostrador digital que permite monitorizar estas funções. Esta unidade permite a ligação directa por cabo coaxial a MCAs e a bases

de PMTs como o modelo 266 da ORTEC utilizado. De seguida descrevem-se dos componentes anteriores, os mais importantes para o sistema PET montado.

Pré-amplificador (linear)

À entrada da cadeia de amplificação, a função principal do pré-amplificador é “amplificar” os sinais provenientes do detector adicionando a menor quantidade possível de ruído. Uma vez que o sinal de entrada no pré-amplificador é geralmente fraco, estes são normalmente montados o mais próximo possível dos detectores. Desta forma reduz-se a captação de campos electromagnéticos e minimiza-se a capacidade dos cabos, melhorando assim a relação sinal - ruído. Nos detectores cintiladores onde há amplificação considerável antes de se entrar no pré-amplificador, o ganho e baixo ruído deste componente são menos críticos, efectuando principalmente neste caso um ajuste de impedâncias ente o detector e a restante electrónica [29]. O pré-amplificador convencionalmente não efectua formatação do impulso de saída [4].

O pré-amplificador do ACEMate é não inversor e a sua entrada com acoplamento AC está protegida por díodos contra picos de alta tensão positivos ou negativos. A ligação da base do PMT ao pré-amplificador é feita através do painel traseiro do ACEMate no conector BNC, LINEAR IN, ilustrado na Figura 2.15. O circuito impresso do ACEMate ilustrado no Anexo 4, incorpora um switch PWB (Printed Wiring Board) que permite alterar entre o pré-amplificador interno (posição IN) e um externo (posição OUT). Quando definido para a posição OUT, o ACEMate conduz o sinal directamente para o amplificador interno deste dispositivo [28].

Amplificador (linear)

O amplificador tem duas funções principais: primeiro amplifica o sinal do pré-amplificador e depois formata-o numa forma conveniente a ser processado. Em ambos os casos o amplificador deve sempre preservar a informação de interesse. No caso de experiências de medida em tempo é necessária uma resposta rápida. Quando se pretende informação da amplitude de impulso, o amplificador tem que preservar uma estreita proporcionalidade entre as amplitudes de entrada e saída (amplificador linear) [29].

O amplificador do ACEMate tem uma entrada de baixo ruído e uma saída linear entre 0 e 10 V, utilizando uma grande gama de ganhos possíveis. Este efectua formatação semi-gaussiana e bipolar dos impulsos para eliminar os desvios da linha de base com a mudança das taxas de contagens. A formatação bipolar dos impulsos elimina ainda a necessidade de ajustes de pólo zero, simplificando a configuração do ACEMate. Assim o sinal AMP OUT (conector BNC no painel traseiro do dispositivo com $Z_{saída} < 1 \Omega$ e ilustrado na Figura 2.15) é um sinal bipolar de lobo inicial positivo com uma gama de amplitudes que varia entre 0 V e 10 V, e que pode desta forma constituir um sinal de entrada de um MCA. A gama de amplificação neste instrumento é ajustável entre 5 e 1250 através de um switch de seis posições do ganho discreto (COARSE GAIN) e de um potenciómetro de leitura directa de 10 voltas do ganho contínuo (FINE GAIN), ambos no painel frontal do ACEMate. De notar que um switch PWB no circuito impresso do ACEMate (no Anexo 4) permite seleccionar a polaridade positiva ou negativa para o sinal de entrada no amplificador [28].

Discriminador diferencial (SCA)

O SCA é um dispositivo que filtra sinais analógicos na sua entrada através de dois níveis de discriminação independentes. Como ilustrado na Figura 2.16, um SCA origina um impulso lógico de saída apenas se a amplitude do impulso de entrada se encontrar dentro da banda de amplitudes ou janela seleccionada pela unidade. No ACEMate os níveis de discriminação inferior (LLD) e superior (ULD) podem ser independentemente ajustados nos respectivos potenciómetros localizados no painel frontal [4, 28, 29].

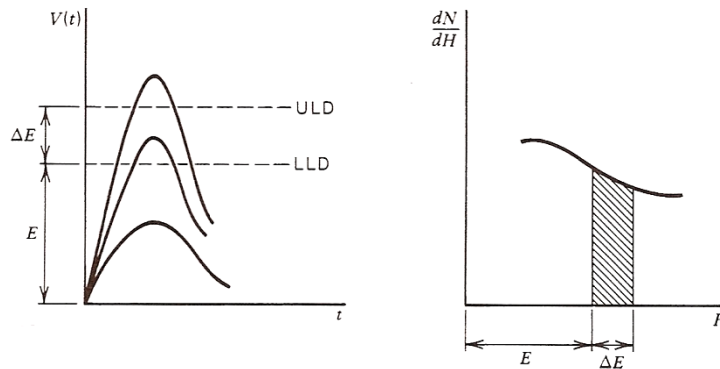


Figura 2.16 Função do SCA: para os três impulsos de entrada ilustrados, apenas o de amplitude intermédia está dentro da janela de aceitação e origina um impulso lógico de saída. No espectro de energia, apenas os impulsos que se encontram dentro da área a tracejado são aceites (adaptado de [4]).

Em sistemas de contagens o SCA é usado para seleccionar apenas uma gama limitada de amplitudes de todas as geradas pelo detector [4].

Nos SCAs comuns, o tempo em que ocorre o impulso lógico não corresponde ao tempo real de ocorrência do evento e o uso destes impulsos lógicos em aplicações de medida de tempo irá levar a resultados imprecisos. No entanto, o SCA do ACEMate incorpora um método de marcação de tempo na sua concepção, o que permite um impulso lógico correlacionado com o tempo real de ocorrência do evento, facto este importante nas medidas de coincidências neste projecto [4].

Em geral a marcação de tempo por cruzamento com um nível de discriminação fixo, permite a melhor resolução em tempo para impulsos cujas amplitudes estão limitadas a uma gama estreita e cujas características de forma não variam. Quando se processam impulsos numa grande gama de amplitudes este método manifesta um grande desvio em amplitude (*"amplitude walk"*). O método de marcação de tempo por fracção constante é muito eficaz na redução do desvio em amplitude quando a forma do impulso não muda. Esta técnica substituiu largamente o método de marcação de tempo na passagem por zero, que em comparação com o método por cruzamento com um nível de discriminação fixo reduz em muito o desvio em amplitude, embora à custa de um aumento da flutuação em tempo. O método de marcação de tempo do SCA do ACEMate é o mais simples e directo dos métodos e corresponde portanto ao primeiro caso. Esta unidade gera um impulso lógico de saída no instante de tempo em que ocorre o cruzamento da parte descendente do sinal de saída do amplificador com o LLD [4, 28].

Como referido a entrada do SCA é obtida directamente da saída do amplificador. Este SCA trabalha no modo diferencial no qual o ULD e o LLD podem ser ajustados numa gama dinâmica de 200:1 desde 50 mV até 9,99 V. De notar que um aumento do LLD resultará automaticamente num

aumento do ULD no mesmo valor. Já no caso contrário, a diminuição do ULD só é permitida pelo sistema até ao valor do LLD. Fora destas duas situações, se por exemplo se pretende seleccionar sinais entre 1 V e 2,5 V, o LLD deve ser regulado para 1 V e o ULD para 2,5 V. Como resultado o SCA providencia um sinal SCA OUT (conector BNC no painel traseiro do ACEMate ilustrado na Figura 2.15) compatível com a lógica TTL de amplitude >3 V e de largura $0,5 \mu s$.

De notar que um jumper PWB no circuito impresso do ACEMate (no Anexo 4), permite seleccionar se o ajuste do LLD é efectuado pelo potenciómetro LL no seu painel frontal ou por um sinal de tensão positiva aplicado ao conector BNC, EXT LL REF, no painel traseiro do dispositivo [28].

Fonte de alta tensão

A fonte de alta tensão do ACEMate fornece a tensão necessária para a correcta operação do PMT acoplado ao cintilador através de um conector SHV, HV OUT, no painel traseiro do dispositivo ilustrado na Figura 2.15. A sua saída em tensão é continuamente ajustável entre 50 V e 2000 V DC por um potenciómetro de precisão de três voltas e cuja polaridade pode ser seleccionada por dois jumpers PWB no circuito impresso do ACEMate (no Anexo 4). No painel frontal um conjunto de díodos emissores de luz (LEDs) indicam a presença da alta tensão e a sua polaridade. A corrente de carga máxima desta fonte é de 1 mA (para os 2000 V). Um switch ON/OFF no painel frontal permite activar e desactivar a alta tensão [28].

2.4.4. Analisador multicanal

Os analisadores multicanais (MCAs) são dispositivos sofisticados, que separam os impulsos de entrada de acordo com a amplitude e efectuam uma contagem cumulativa do número de impulsos por cada amplitude numa memória multicanal. O conteúdo do conjunto de canais gera um espectro de amplitudes que pode ser mostrado num ecrã, tal como acontece no MCA usado para calibrar o sistema PET. O funcionamento desta unidade envolve a digitalização da amplitude de um impulso de entrada através de um conversor analógico - digital (ADC). Assim o MCA pega neste número e incrementa o conteúdo de um canal de memória cujo endereço é proporcional ao valor digitalizado. Os impulsos de entrada são desta forma separados de acordo com a sua amplitude, e o número para cada amplitude armazenado nos locais da memória correspondentes às mesmas [29].

O coração do MCA é a ADC. Electronicamente muitos métodos se usam actualmente para efectuar a conversão analógico - digital. O MCA utilizado neste projecto foi a AccuSpec A que é uma placa controlada por computador de 1024 canais de memória, cuja ADC usa o método de Wilkinson. Nesta técnica o sinal de entrada é primeiramente usado para carregar um condensador, o qual é seguidamente descarregado a uma taxa constante. O início da descarga dispara um oscilador isto é um contador constante de impulsos de alta frequência. Quando o condensador estiver completamente descarregado, o oscilador pára de contar originando assim um número proporcional à carga do condensador [4, 29]. De notar que a entrada de sinal da AccuSpec A (conector BNC SIGNAL) tem um Z_{in} de 10 k Ω [30].

2.4.5. Unidade de coincidências

A unidade de coincidências utilizada neste projecto foi uma ORTEC modelo 418A no formato standard NIM (Nuclear Instrument Module). O circuito de coincidências desta unidade funciona basicamente convertendo cada impulso de entrada num impulso de corrente com tempos de subida e descida rápidos. Estes são então conduzidos para um circuito AND que gera um impulso de saída sempre que há sobreposição destes sinais isto é, quando há uma coincidência. Assim aparece um impulso lógico positivo no conector BNC, OUTPUT (com $Z_{saída} < 10 \Omega$, no painel frontal ilustrado na Figura 2.17) [2].

A impedância das entradas é de $\sim 2 \text{ k}\Omega$. Para minimizar as reflexões quando se muda de uma fonte de baixa impedância para este conector, o cabo deve ser terminado pela impedância característica do mesmo. Para um impulso de entrada activar o circuito de coincidências é necessário que seja um sinal positivo mínimo de 2 V e com uma largura mínima de 50 ns. A largura do impulso de corrente da entrada A, é controlada por um potenciómetro de 20 voltas no painel frontal RESOLVING TIME, e pode variar entre 100 ns e 2 μs , razão pela qual constitui uma entrada particularmente útil neste projecto como veremos posteriormente. Os impulsos de corrente das restantes entradas são da mesma largura que os seus impulsos de entrada nos 1,8V. A condução da corrente em cada entrada é controlada por um switch de três posições. Como demonstrado no Anexo 5.1, estas correntes podem ser conduzidas para o circuito AND ou de coincidência, na posição COINCIDENCE; para a massa, na posição OFF; ou para o circuito de anticoincidência, na posição ANTICOINCIDENCE. Por intermédio do switch COINCIDENCE REQUIREMENTS no painel frontal, 1, 2, 3, 4 ou 5 impulsos de corrente coincidentes podem ser escolhidos para integrarem o circuito da unidade e produzir um impulso de saída. Desta forma, o número de switches de controlo das entradas na posição COINCIDENCE tem de ser igual ou maior que o número seleccionado no switch COINCIDENCE REQUIREMENTS para que a unidade produza um sinal de saída. Por exemplo se este switch estiver escolhido para 3 e todos os switches de controlo das entradas estiverem definidos para COINCIDENCE, será obtida uma saída quando ocorrer uma coincidência entre quaisquer três entradas. Um impulso de corrente que seja conduzido pelo circuito de anticoincidência bloqueia todos os impulsos conduzidos pelo circuito de coincidência, no tempo de duração do respectivo impulso. Assim quando se satisfazem as condições de coincidência, são gerados impulsos lógicos TTL de saída positivos com 5 V e uma largura de 500 ns, podendo ambos os valores ser alterados por substituição do condensador C9 e da resistência R75 que se encontram representados no circuito impresso da unidade de coincidências no Anexo 5.2.

Como referido esta unidade segue o formato standard NIM, não incorporando qualquer fonte de alimentação interna, pelo que necessita de ser alimentada por um cesto de alimentação NSB (Nuclear Standard Bin) [2].



Figura 2.17
Unidade de coincidências NIM (adaptado de [2]).

2.4.6. Cablagem do sistema PET – cabos coaxiais

Praticamente todas as ligações entre componentes numa cadeia de detecção são feitas através de cabo coaxial blindado. A construção dos cabos com blindagem, normalmente malha de cobre, tem o objectivo de minimizar a captura de ruído dos campos eléctricos e electromagnéticos do meio. Nos cabos construídos para transporte de sinais, as especificações mais importantes são normalmente a sua impedância característica e a sua capacidade por unidade de comprimento. Nos cabos que visam o transporte de alta tensão para os detectores a máxima taxa de tensão é também importante [4]. No Anexo 6 encontra-se uma tabela com as propriedades de diversos tipos de cabos coaxiais. Toda a cablagem do sistema PET montado utiliza cabo coaxial RG-58 na versão RG-58C/U, mantendo-se assim uma impedância característica de 50Ω /metro de cabo em todo o sistema. De notar que neste tipo de cabo cujo dieléctrico é constituído por polietileno sólido, o tempo de trânsito é de $5,1 \text{ ns/m}$ [4].

Uma vez que o sistema PET envolve a transmissão de impulsos rápidos através de cabos coaxiais, torna-se necessário ter em conta as reflexões indesejadas geradas no extremo final dos mesmos, e que podem levar à distorção da forma de impulso transmitida. Neste tipo de aplicações, especial atenção tem de ser dada à impedância característica dos cabos e às condições de terminação das suas extremidades. Devido ao facto de a maioria dos cabos usados para aplicações de impulsos nucleares ter uma impedância característica de 50Ω ou 93Ω , a maior parte dos circuitos comerciais para aplicações de impulsos rápidos são desenhadas com impedâncias de entrada e/ou saída de 50Ω ou 93Ω . Em sistemas de instrumentação ideais, apenas com a igualdade de impedâncias entre todas as entradas, saídas e cabos que os interconectam, se evita a interferência das reflexões. Normalmente é suficiente a terminação única da extremidade receptora do cabo pois em princípio todas as reflexões são desta forma evitadas. Por exemplo um cabo de 50Ω ligado a uma entrada de alta impedância (consideremos $>1000 \Omega$) de um dispositivo, tem de ser devidamente terminada por uma resistência à massa uma vez que a combinação paralela de 50Ω e 1000Ω corresponde a uma resistência equivalente de aproximadamente 50Ω [4, 29]. Assim para todas as unidades que os requisitassem, terminadores de 50Ω foram construídos e colocados em T nos extremos dos cabos ligados às suas entradas, terminando-os na impedância característica dos mesmos.

2.5. Desenvolvimento e caracterização do sistema de coincidências

Antes de se montar e testar o sistema PET completo, efectuou-se primeiramente a montagem do sistema de coincidências com o intuito de optimizá-lo através da caracterização tanto das unidades utilizadas no mesmo como dos seus sinais de saída.

Desta forma, começou-se por ligar as bases dos PMTs ORTEC aos dois PMTs de cada detector SCIONIX. Uma vez que nestas bases o acesso ao ânodo ou ao décimo dínodo permite a simples selecção da polaridade do sinal, optou-se por um sinal de saída negativo a partir do ânodo, razão pela qual se adaptou no dínodo um terminador de 100Ω .

Na cadeia de sinais seguem-se aos detectores os pré-amplificadores internos dos ACEMates. Para tal no circuito impresso deste dispositivo ajustou-se o switch PWB para a posição IN. A ligação dos conectores ANODE de cada base do PMT à entrada LINEAR IN do pré-amplificador de cada ACEMate da ORTEC foi efectuada por cabos coaxiais RG-58C/U de tamanhos aproximadamente iguais e o mais curtos possível. Assim, as vias de detecção iniciadas pelos detectores SAU-647 e SAU-648 são constituídas respectivamente por cabos de 0.7 m e 0.64 m. Uma vez que as bases dos PMTs requerem alimentação por alta tensão positiva, esta foi seleccionada por ajuste dos jumpers W1 e W2 para os seus conectores junto ao conector HV OUT e dos jumpers W3 e W4 para os seus conectores junto ao painel traseiro no circuito impresso do ACEMate. De seguida efectuou-se a ligação de dois cabos de alta tensão entre os conectores POS HV das bases dos PMTs aos conectores HV OUT das fontes de alta tensão de ambos os ACEMates.

No ACEMate, o sinal do pré-amplificador é internamente conduzido para o amplificador. Uma vez que se optou por um sinal de saída negativo a partir do ânodo da base do PMT e que o pré-amplificador é não inversor, o sinal à entrada do amplificador será um sinal negativo também. Desta forma foi necessário seleccionar a polaridade negativa para o sinal de entrada no amplificador por definição do switch S3 na posição NEGATIVE, no circuito impresso de ambos os ACEMates.

Como referido anteriormente a entrada do SCA é obtida directamente da saída do amplificador. No sistema de coincidências do PET pretende-se ajustar a gama de amplitudes dos SCAs dos ACEMates através dos potenciómetros localizados no painel frontal destes dispositivos. Para tal foi também necessário colocar o jumper referente ao LLD no conector mais afastado do ecrã do painel frontal no circuito impresso dos ACEMates.

A última unidade na cadeia de sinais do sistema de coincidências do PET corresponde a uma unidade de coincidências da ORTEC alimentada por um cesto de alimentação NSB da Silena. Os conectores de entrada A e C desta unidade foram ligados respectivamente ao SCA OUT do discriminador do ACEMate da via de detecção iniciada pelo SAU-647 e SAU-648 através de cabos coaxiais RG-58C/U de 0,965 m, os quais foram terminados nas suas impedâncias características por acoplamento de terminadores de 50 Ω . Com o objectivo de se efectuarem coincidências apenas entre os impulsos lógicos provenientes destas duas vias de detecção que constituem o sistema PET, ambos os switches dos conectores de entrada A e C foram seleccionados para o modo COINCIDENCE enquanto as restantes entradas permaneceram na posição OFF. Pela mesma razão, o switch COINCIDENCE REQUIREMENTS foi ajustado na posição 2.

Uma vez que o sistema de coincidências PET tem como principal objectivo a máxima detecção possível de fotões γ de 511 keV antiparalelos e provenientes do mesmo processo de aniquilação do positrão, os cristais cintiladores das duas vias de detecção necessitam obrigatoriamente de estar a 180°. Para garantir este requisito do sistema PET desenvolveu-se um esquema geométrico, representado na Figura 2.18 b), onde os detectores são posicionados e alinhados face a face por fixação dos mesmos a uma régua de 50 cm através de elásticos. Esta situação reduz grandemente a possibilidade de uma eventual movimentação dos detectores, o que

consequentemente permite maximizar a igualdade das taxas de contagens de fótons entre ambos. Para completar este sistema, as faces de uma fonte de Na-22 emissora de pósitrons foram exactamente posicionadas a 2 cm de cada detector sobre uma base de plasticina, com o intuito de fixar a fonte no eixo central dos detectores e de mantê-la face a face com os mesmos. De notar que todos os testes e experiências realizados neste projecto, incluindo o teste do sistema PET final que prevê a determinação da sua resolução temporal, foram efectuados com base neste esquema geométrico dos detectores e fonte.



Figura 2.18 a) Dispositivo do sistema de coincidências do PET didáctico; b) Esquema geométrico dos detectores e fonte.

A partir do dispositivo do sistema de coincidências montado efectuaram-se ajustes e optimizações de determinados parâmetros das unidades que o compõem, através da caracterização dos seus sinais de saída por observação dos mesmos no osciloscópio e da aquisição de espectros de energia.

2.5.1. Caracterização do amplificador e saída AMP OUT do ACEMate

De forma a verificar a linearidade de amplificação por parte do amplificador do ACEMate, efectuaram-se medidas de amplitude do lobo inicial positivo do sinal de saída AMP OUT do ACEMate ligado ao detector SAU-647, através de um osciloscópio Tektronix TDS 1002 de 60 MHz e de um cabo de 0,91 m terminado na sua impedância característica de 50 Ω . Para tal gerou-se um sinal de picos negativos, tal como o sinal de saída no ANODE dos detectores usados neste sistema PET, através de um gerador de ondas EASY 1 da Silena, os quais foram colocados na entrada LINEAR IN do ACEMate.

Após definição dos picos arbitrários no SELECT PEAK do gerador de ondas, efectuaram-se diversas combinações de amplificação entre o COARSE GAIN e o FINE GAIN de forma a obter um sinal de saída de lobo inicial positivo não saturado isto é, abaixo dos 10 V de amplitude máxima da saída do amplificador.

No final recorreu-se a um osciloscópio LeCroy WaveSurfer 422 de 200 MHz para caracterizar o sinal de saída do AMP OUT e o mesmo sinal discriminado pela saída SCA OUT regulada para LLD de 1 V e ULD de 10 V, numa montagem em que se considerou o esquema geométrico dos detectores e fonte montados na Figura 2.18 b).

Resultados e discussão

Os resultados obtidos para o teste da linearidade de amplificação do amplificador do ACEMate para várias combinações de amplificação entre o COARSE GAIN e o FINE GAIN encontram-se representados na tabela seguinte. Supondo a linearidade do amplificador do ACEMate apresentam-se ainda juntamente com os valores anteriores, os respectivos ganhos totais lineares

que se deveriam obter. Estes foram calculados por uma regra de três simples a partir da amplitude do sinal de lobo positivo no AMP OUT para as combinações de amplificação efectuadas entre as várias componentes do switch COARSE GAIN e a componente 2,5x do potenciómetro FINE GAIN. No final mostram-se ainda as diferenças entre o ganho total nominal e o experimental calculado, Δ Ganho total.

Pico seleccionado (valor arbitrário)	Amplitude do lobo positivo do AMP OUT (V)	COARSE GAIN	FINE GAIN	Ganho total nominal	Ganho total experimental	Δ Ganho total
3300	2,4	2x	2,5x		5x	-
	3,24	2x	3,5x	7x	6,75x	0,25x
	4,16	2x	4,5x	9x	8,67x	0,33x
	4,96	2x	5,5x	11x	10,33x	0,67x
	5,68	2x	6,5x	13x	11,83x	1,17x
	6,4	2x	7,5x	15x	13,33x	1,67x
	7,04	2x	8,5x	17x	14,67x	2,33x
	7,76	2x	9,5x	19x	16,17x	2,83x
	8,32	2x	10,5x	21x	17,33x	3,67x
	9,04	2x	11,5x	23x	18,83x	4,17x
1600	2,36	4x	2,5x		10x	-
	3,2	4x	3,5x	14x	13,56x	0,44x
	4	4x	4,5x	18x	16,95x	1,05x
	4,8	4x	5,5x	22x	20,34x	1,66x
	5,6	4x	6,5x	26x	23,73x	2,27x
	6,24	4x	7,5x	30x	26,44x	3,56x
	6,88	4x	8,5x	34x	29,15x	4,85x
	7,52	4x	9,5x	38x	31,86x	6,14x
	8,16	4x	10,5x	42x	34,58x	7,42x
	8,8	4x	11,5x	46x	37,29x	8,71x
700	9,44	4x	12,5x	50x	40x	10x
	2,52	10x	2,5x		25x	-
	3,44	10x	3,5x	35x	34,13x	0,87x
	4,32	10x	4,5x	45x	42,86x	2,14x
	5,2	10x	5,5x	55x	51,59x	3,41x
	6	10x	6,5x	65x	59,52x	5,48x
	6,64	10x	7,5x	75x	65,87x	9,13x
	7,36	10x	8,5x	85x	73,02x	11,98x
	8	10x	9,5x	95x	79,37x	15,63x
	8,64	10x	10,5x	105x	85,71x	19,29x
300	9,2	10x	11,5x	115x	91,27x	23,73x
	9,84	10x	12,5x	125x	97,62x	27,38x
	2,16	20x	2,5x		50x	-
	2,92	20x	3,5x	70x	67,59x	2,41x
	3,68	20x	4,5x	90x	85,19x	4,81x
	4,44	20x	5,5x	110x	102,78x	7,22x
	5,12	20x	6,5x	130x	118,52x	11,48x
	5,76	20x	7,5x	150x	133,33x	16,67x
	6,4	20x	8,5x	170x	148,15x	21,85x
	6,96	20x	9,5x	190x	161,11x	28,89x
7,52	20x	10,5x	210x	174,07x	35,93x	

	8,08	20x	11,5x	230x	187,04x	42,96x
	8,72	20x	12,5x	250x	201,85x	48,15x
150	2,2	40x	2,5x	100x	-	-
	2,96	40x	3,5x	140x	134,55x	5,45x
	3,72	40x	4,5x	180x	169,09x	10,91x
	4,44	40x	5,5x	220x	201,82x	18,18x
	5,2	40x	6,5x	260x	236,36x	23,64x
	5,84	40x	7,5x	300x	265,45x	34,55x
	6,4	40x	8,5x	340x	290,91x	49,09x
	6,96	40x	9,5x	380x	316,36x	63,64x
	7,52	40x	10,5x	420x	341,82x	78,18x
	8,16	40x	11,5x	460x	370,91x	89,09x
	8,72	40x	12,5x	500x	396,36x	103,64x
70	2,4	100x	2,5x	250x	-	-
	3,32	100x	3,5x	350x	345,83x	4,17x
	4,2	100x	4,5x	450x	437,50x	12,50x
	4,92	100x	5,5x	550x	512,50x	37,50x
	5,76	100x	6,5x	650x	600x	50x
	6,4	100x	7,5x	750x	666,67x	83,33x
	7,0	100x	8,5x	850x	733,33x	116,67x
	7,6	100x	9,5x	950x	800x	150x
	8,24	100x	10,5x	1050x	858,33x	191,67x
	8,88	100x	11,5x	1150x	925x	225x
	9,52	100x	12,5x	1250x	991,67x	258,33x
1250	1,78	2x	5x	10x	-	-
	1,86	4x	2,5x	10x	-	-
	3,84	2x	12,5x	25x	-	-
	4,52	10x	2,5x	25x	-	-
	6,32	4x	10x	40x	-	-
	6,96	10x	4x	40x	-	-
	7,44	4x	12,5x	50x	-	-
	8,40	10x	5x	50x	-	-
	8,64	20x	2,5x	50x	-	-
	9,76	10x	6x	60x	-	-
10,4	20x	3x	60x	-	-	

Tabela 2.2 Resultados do teste à linearidade de amplificação do ACEMate.

Pela tabela anterior verifica-se que a diferença entre os ganhos totais nominais e os respectivos ganhos totais experimentais aumenta grandemente com o aumento gradual do FINE GAIN, sendo ainda mais evidente para as maiores componentes do COARSE GAIN. Este facto permite assim denotar uma relativa falta de linearidade de amplificação por parte do potenciómetro FINE GAIN.

Quando se comparam ganhos totais nominais iguais para diferentes combinações de valores entre o COARSE GAIN e o FINE GAIN e para o mesmo pico (por exemplo: 1250), verifica-se que para os ensaios de maiores componentes do COARSE GAIN se obtém uma amplitude de lobo positivo do AMP OUT maior. Este facto indica também uma possível e ligeira falta de linearidade de amplificação por parte do potenciómetro COARSE GAIN. Analise-se por exemplo, a variação dos valores para diferentes ganhos discretos com o ganho fino fixo de 3,5x. Inclusivamente há uma inversão do comportamento quando o ganho total nominal varia de 140x para 350x.

De notar que neste último caso o pico arbitrário de 1250 não permite o teste do amplificador para as componentes 40x e 100x pois para o último ganho testado de $20 \times 3 = 60x$, o sinal já se revela superior aos 10 V de saída do AMP OUT, gama de amplitudes de confiança.

A unidade ACEMate que incorpora a via de detecção iniciada pelo detector SAU-648 apresenta resultados similares, razão pela qual a esta se podem estender as mesmas considerações efectuadas anteriormente na unidade testada.

No que diz respeito aos sinais de saída do amplificador obtidos a partir da montagem da Figura 2.18, estes variam bastante de amplitude pelo que a sua visualização se torna difícil. Assim e uma vez que ambos os sinais de saída das vias de detecção iniciadas pelos SAU-647 e SAU-648 variam da mesma maneira, apenas se apresenta um exemplo da amplitude do lobo positivo destes sinais para efeitos de visualização da sua forma.

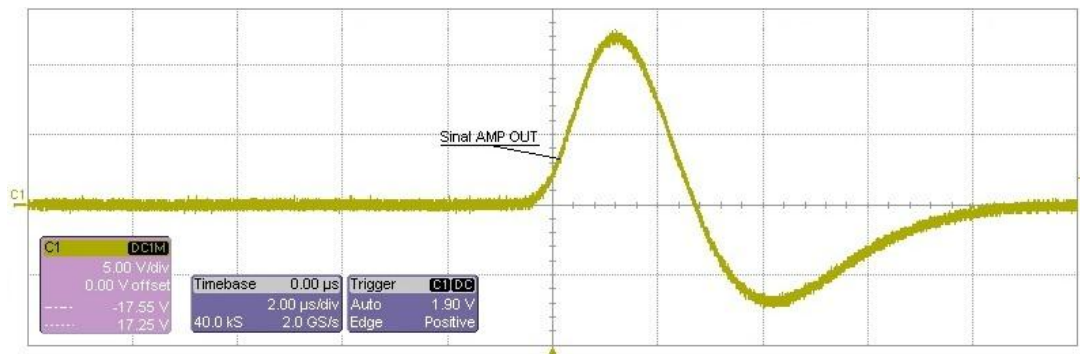


Figura 2.19 Amostra do sinal de saída AMP OUT do amplificador do ACEMate.

Assim verificou-se que o amplificador do ACEMate apresenta à sua saída sinais bipolares de lobo inicial positivo com uma gama de amplitudes que varia até um máximo de 11,8 V, amplitude a partir da qual o sinal satura. O tempo de subida entre os 10% e os 90% é de aproximadamente 1,2 µs para a amostra de sinal da figura anterior, variando ligeiramente com os outros sinais.

2.5.2. Caracterização do SCA e saída SCA OUT do ACEMate

Depois da caracterização do amplificador, seguiu-se a verificação do correcto funcionamento do SCA do ACEMate ligado ao detector SAU-647 recorrendo-se novamente ao gerador de ondas e ao osciloscópio Tektronix. Neste ligou-se inicialmente a saída do amplificador ao canal 1 e a saída do discriminador SCA OUT ao TRIGGER EXT através de dois cabos de 0,91 m terminados nas suas impedâncias características de 50 Ω. Da mesma forma que na actividade prática anterior gerou-se um sinal de picos negativos, que simula o sinal proveniente do detector, por selecção de diferentes valores arbitrários de forma a engendrar sinais de saída do AMP OUT na gama de amplitudes 1 - 9 V e com 1 V de intervalo. Assim, para cinco valores de ganhos de amplificação diferentes verificou-se pelo aumento regular dos potenciómetros LL e UL no painel frontal do ACEMate, respectivamente para que tensões de LLD e ULD do SCA OUT é que o discriminador corta ou mostra o sinal simulado.

Uma vez que na unidade de coincidências é necessário que o impulso de entrada constitua um sinal positivo mínimo de 2 V e com uma largura mínima de 50 ns para activar o circuito de coincidências, caracterizou-se ainda o sinal de saída do SCA OUT perante o sistema da Figura 2.18.

Resultados e discussão

Os resultados obtidos para os ensaios efectuados com cinco diferentes ganhos totais encontram-se representados na tabela seguinte. Juntamente a estes apresentam-se também as diferenças entre a amplitude do lobo positivo do sinal do AMP OUT e as tensões discriminadas pelo LLD e o ULD.

Ganho total efectivo	Pico seleccionado (valor arbitrário)	Amplitude do lobo positivo do AMP OUT (V)	LLD (V)	Δ LLD (V)	ULD (V)	Δ ULD (V)
20 × 6,46 = 129,2x	530	9	8,67	0,33	8,67	0,33
	471	8	7,73	0,27	7,72	0,28
	412	7	6,78	0,22	6,74	0,26
	353	6	5,80	0,2	5,76	0,24
	294	5	4,83	0,17	4,78	0,22
	236	4	3,92	0,08	3,85	0,15
	170	3	2,82	0,18	2,75	0,25
	110	2	1,84	0,16	1,76	0,24
	45	1	0,77	0,23	0,68	0,32
20 × 12 = 240x	315	9	8,74	0,26	8,65	0,35
	280	8	7,74	0,26	7,66	0,34
	242	7	6,74	0,26	6,64	0,36
	208	6	5,78	0,22	5,69	0,31
	172	5	4,81	0,19	4,68	0,32
	137	4	3,83	0,17	3,70	0,3
	100	3	2,80	0,2	2,67	0,33
	65	2	1,82	0,18	1,68	0,32
	30	1	0,85	0,15	0,71	0,29
40 × 6,46 = 258,4x	270	9	8,98	0,02	8,88	0,12
	237	8	7,99	0,01	7,85	0,15
	207	7	6,96	0,04	6,83	0,17
	178	6	5,99	0,01	5,84	0,16
	148	5	4,98	0,02	4,83	0,17
	118	4	4	0	3,84	0,16
	88	3	2,98	0,02	2,83	0,17
	58	2	2,01	-0,01	1,81	0,19
	28	1	0,99	0,01	0,84	0,16
100 × 6 = 600x	115	9	8,87	0,13	8,48	0,52
	112	8	7,83	0,17	7,49	0,51
	89	7	6,90	0,1	6,51	0,49
	76	6	5,87	0,13	5,48	0,52
	63	5	4,87	0,13	4,57	0,43
	50	4	3,91	0,09	3,48	0,52
	37	3	2,92	0,08	2,49	0,51
	27	2	2,19	-0,19	1,75	0,25
	13	1	1,09	-0,09	0,9	0,1
100 × 10 = 1000x	77	9	8,98	0,02	8,39	0,61
	69	8	8,01	-0,01	7,43	0,57
	60	7	7,07	-0,07	6,48	0,52
	51	6	5,99	0,01	5,40	0,6
	42	5	4,97	0,03	4,34	0,66
	34	4	4,03	-0,03	3,39	0,61
	26	3	3,14	-0,14	2,51	0,49
	17	2	2,07	-0,07	1,48	0,52

‘RANGE ERROR’	1	-	-	-	-
---------------	---	---	---	---	---

Tabela 2.3 Tensões do LLD e ULD a partir das quais respectivamente o discriminador corta ou mostra o sinal simulado.

Pela tabela anterior verifica-se que para os ganhos totais de 129,2x, 240x e 258,4x as diferenças entre as amplitudes dos sinais no AMP OUT e as tensões discriminadas pelos LLD e ULD são pequenas, tendendo o LLD a discriminar sinais de amplitudes muito mais próximas do seu valor.

Já para os ganhos totais de 600x e 1000x verificou-se que apesar de se manter a proximidade entre as tensões discriminadas pelo LLD e as amplitudes dos sinais gerados, as tensões discriminadas pelo ULD sofrem uma diferença bastante mais acentuada e quase sempre maior ou igual a 0,5 V. Assim pode-se extrapolar a necessidade de correcção deste nível de discriminação para ganhos que envolvam a componente 100x do COARSE GAIN quando se pretende discriminar amplitudes de sinais de forma muito precisa.

De notar que no ganho total de 1000x já não foi possível gerar sinais com 1 V pois ultrapassa-se o valor mínimo arbitrário possível que os permite simular no gerador de ondas.

Seguidamente obteve-se o sinal de saída do discriminador do ACEMate iniciado pelo SAU-647 a partir do sistema da Figura 2.18, sinal este praticamente igual ao do ACEMate iniciado pelo SAU-648. Com este sinal verificou-se que o discriminador do ACEMate apresenta à sua saída impulsos lógicos TTL de aproximadamente 533 ns de largura e 3,12 V de amplitude, tal como previsto pelas suas especificações. Uma vez que na unidade de coincidências é necessário que o impulso de entrada constitua um sinal positivo mínimo de 2 V e com uma largura mínima de 50 ns para activar o circuito de coincidências, garante-se que todos os impulsos TTL gerados pelo discriminador serão detectados pela unidade NIM, activando o circuito pretendido.

2.5.3. Ajuste do FOCUS das bases dos PMTs

Como anteriormente referido, o único ajuste possível nas bases dos PMTs é a focagem do primeiro eléctrodo que optimiza a geometria fotocátodo - primeiro dínodo. Este deve ser ajustado para o valor que produz o máximo sinal de saída num osciloscópio. No entanto, a variada gama de amplitudes que se observa à saída do amplificador neste dispositivo não facilita a sua visualização pelo que se recorreu ao MCA.

No que diz respeito aos detectores e tal como em todas as experiências efectuadas neste projecto, as tensões aplicadas foram as indicadas pelo fabricante nas folhas de teste do SAU-647 e SAU-648 no Anexo 3.2, pois o seu aumento ou diminuição em torno do valor nominal apenas resulta na extensão ou retracção do espectro de energia visualizado no MCA.

Assim e com o propósito de verificar o efeito deste potenciómetro, obtiveram-se inicialmente seis espectros de energia durante 10 minutos para a fonte de Na-22 a partir do sinal amplificado em $40 \times 4,5 = 180$ à saída do amplificador do ACEMate das vias de detecção iniciadas pelos SAU-647 e SAU-648, na situação do sistema da Figura 2.18. Em cada espectro de cada detector o potenciómetro foi regulado para um valor de focagem diferente: FOCUS todo rodado para a esquerda – 0 voltas; FOCUS intermédio – $\frac{3}{4}$ de volta; e FOCUS todo rodado para a direita – 1,5 voltas.

Antes de se adquirirem os espectros anteriores efectuou-se manualmente a calibração em energia no MCA com o pico mais intenso de 963,4 keV correspondente ao máximo de Compton dos fotões γ de 1173,2 keV da fonte Co-60 e o único pico identificável de 477,3 keV correspondente ao máximo de Compton dos fotões γ de 661,66 keV da fonte de Cs-137 nesta amplificação, picos teoricamente previstos pela equação (2.15). De notar que dada a má resolução e muito baixa eficiência do detector, o máximo de Compton dos fotões γ de 1332,5 keV do Co-60 não foi usado na calibração devido ao facto do pico de 963,4 keV ser mais intenso e interferir com o pico anterior, sobrepondo-se a uma grande parte do mesmo. Por esta razão não foi possível identificar claramente o máximo de Compton dos fotões γ de 1118,1 keV para definir a sua energia.

Em todas as actividades que envolveram o MCA, as ligações entre a entrada SIGNAL deste dispositivo e o ACEMate foram sempre efectuadas através do mesmo cabo coaxial RG-58C/U de 0,965 m, terminado na sua impedância característica por acoplamento de um terminador de 50 Ω .

Com o objectivo de verificar o efeito do FOCUS na distribuição de energias final para a qual o sistema PET ficará ajustado, obtiveram-se ainda novos espectros para a respectiva amplificação.

Inicialmente foi necessário ajustar o COARSE GAIN e o FINE GAIN do ACEMate ligado a cada detector de forma a se obterem espectros de energia nos quais as amplitudes dos sinais à entrada do MCA fossem representadas aproximadamente nos mesmos canais de energia. Ao mesmo tempo ajustou-se a amplificação em ambos os espectros de forma a incluir nestes o contínuo de Compton, o pico correspondente ao máximo de Compton de 340,7 keV e o seu limiar, e ainda a localização do pico de energia total de 511 keV inexistente. Depois dos espectros de ambos os detectores estarem semelhantemente distribuídos e na mesma escala de energia, efectuou-se manualmente a calibração em energia no MCA com o máximo de Compton de 477,3 keV dos fotões γ de 661,66 keV e com o pico de raios X aproximado à energia de 33 keV resultante da mistura de $k\alpha$ de 32 keV e $k\beta$ de 36 keV, ambos da fonte de Cs-137. De notar que a energia de 33 keV do pico de raios X evidenciado no espectro constitui uma aproximação efectuada com base em 3 factos: os raios X $k\alpha$ são mais intensos que os $k\beta$; a mistura destes dois raios X num único pico evidenciado no espectro de energia resulta da pobre resolução dos cintiladores de PVT; e finalmente para energias muito baixas apenas o efeito fotoeléctrico é significativo.

Concluída a calibração em energia no MCA, efectuaram-se seis espectros de energia durante 15 minutos cada por exposição dos detectores SAU-647 e SAU-648 à fonte de Na-22 no dispositivo da Figura 2.18. Em cada via de detecção o potenciómetro foi regulado para os três valores de focagem anteriormente definidos. Em todos estes espectros delimitou-se uma ROI com o objectivo de se obter as taxas de contagens dos respectivos detectores na área do espectro seleccionada. Na definição desta ROI seleccionou-se parte do contínuo de Compton, o pico correspondente ao máximo de Compton de 340,7 keV e respectivo limiar de Compton. Estas ROIs correspondem à janela em energia posteriormente seleccionada pelos SCAs.

Resultados e discussão

Seguidamente representa-se na escala linear o espectro de energia obtido durante 10 minutos por exposição do detector SAU-647 à fonte de Na-22 para o caso do FOCUS intermédio (¾ de volta). Os restantes espectros deste detector para os outros ajustes do FOCUS e os três espectros do SAU-648 encontram-se representados nas Figuras A2.1 à A2.5 no Apêndice 2. Da calibração em energia no MCA para o espectro do FOCUS intermédio, resultou a recta de calibração $y = 1,30x \text{ keV} + 68 \text{ keV}$.

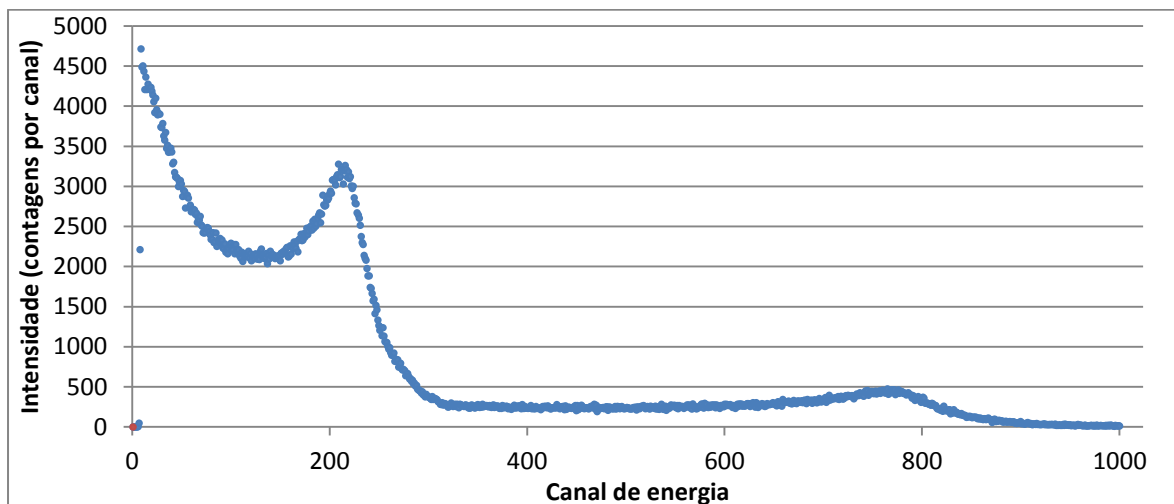


Figura 2.20 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS intermédio.

Como se pode observar pela função de resposta dos detectores, a variação do FOCUS da base do PMT não altera praticamente nada no espectro de energia do SAU-647 para o ganho total de $40 \times 4,5 = 180$, não se evidenciando qualquer variação da intensidade dos sinais. De notar que o SAU-648 apresenta uma função de resposta similar ao detector anterior. Igualmente e tendo em conta a Tabela 2.4, não se evidenciam quaisquer efeitos da variação do FOCUS.

FOCUS	SAU-647		SAU-648	
	Taxa de contagens de fótons (cps)	Tempo morto do MCA (%)	Taxa de contagens de fótons (cps)	Tempo morto do MCA (%)
0 voltas	1408,96	1,27	1339,22	1,18
¾ de volta	1407,39	1,27	1339,73	1,18
1,5 voltas	1407,77	1,27	1339,80	1,18

Tabela 2.4 Taxas de contagens de fótons e tempo morto obtidos pelo MCA nos espectros de energia anteriores.

A partir da recta de calibração obtida é possível calcular o máximo de Compton dos fótons γ de 511 keV e 1274,5 keV situados aproximadamente nos canais 210 e 765, resultando respectivamente as energias de 339,9 keV e 1059,3 keV. Comparando estes valores com os máximos de Compton previstos teoricamente pela equação (2.15) de 340,7 keV e 1061,7 keV, conclui-se uma calibração bem feita. Cerca do canal 280, denota-se o que aparenta ser um ligeiro pico que corresponde à interferência de múltiplos eventos de Compton. Este facto indica assim que praticamente todos os fótons atravessam o detector, depositando as energias anteriores num único evento de dispersão de Compton. Verifica-se assim que este é o processo dominante para o PVT. Se pela recta de calibração calcularmos os canais de energia onde se situam os picos de energia total de 511 keV e 1274,5 keV, resultam respectivamente os canais 342 e 931. Por observação dos mesmos

no espectro obtido conclui-se a inexistência do pico de energia total, verificando-se de novo que praticamente todos os fótons interagem com o cristal por dispersão (simples) de Compton, saindo logo de seguida do detector.

Numa situação teórica, se tivermos um feixe de fótons colimado que colide frontalmente com o detector é possível calcular a partir da equação (2.17), considerando o coeficiente de absorção mássico do PVT de $9,443 \times 10^{-2} \text{ cm}^2/\text{g}$ [31] e o comprimento do cristal de 5,1 cm, uma transmissão de aproximadamente 61,8% o que vai de encontro aos resultados anteriormente obtidos.

Os espectros de energia obtidos durante 15 minutos por exposição do detector SAU-647 à fonte de Na-22 encontram-se representados de seguida numa escala linear, para o ganho total $100 \times 5,0 = 500$. Os espectros do detector SAU-648 para o ganho total de $100 \times 5,35 = 535$ encontram-se nas Figuras A2.6, A2.7 e A2.8 do Apêndice 2. Apesar de não terem sido calibrados exactamente nos mesmos canais de energia, os espectros do detector SAU-647 apresentam praticamente a mesma recta de calibração de $y = 0,53x \text{ keV} + 16 \text{ keV}$. Nos espectros de energia dos dois detectores isolou-se a ROI correspondente à janela em energia posteriormente seleccionada pelos SCAs entre os canais 200 – 880, correspondentes às energias 122 – 482 keV.

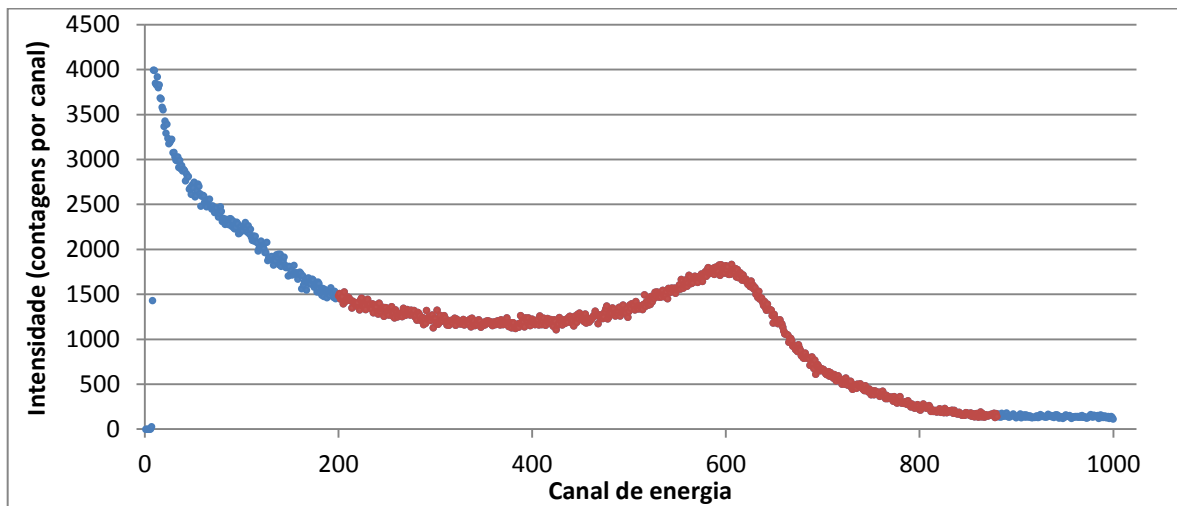


Figura 2.21 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS rodado para a esquerda.

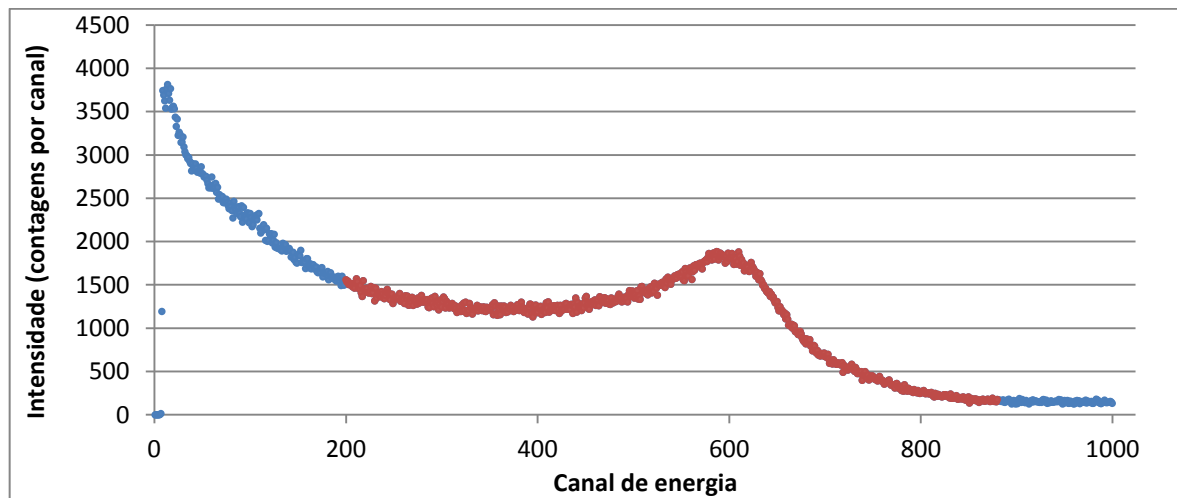


Figura 2.22 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS intermédio.

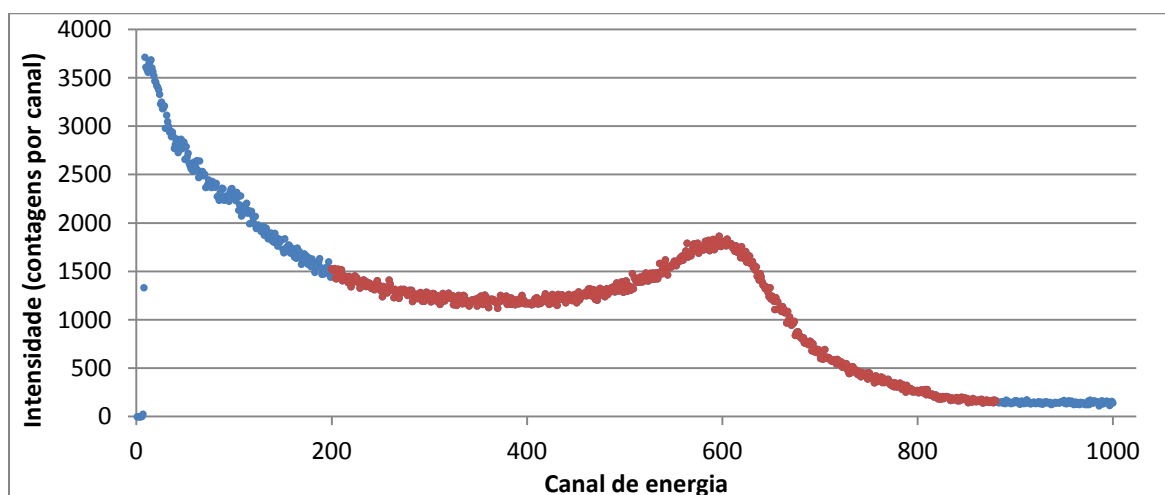


Figura 2.23 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com FOCUS rodado para a direita.

Como se pode observar pela função de resposta dos detectores, a variação do FOCUS da base do PMT altera muito ligeiramente a intensidade dos sinais no espectro de energia do SAU-647 no ganho total de $100 \times 5,0 = 500$. Este resultado aliado aos resultados anteriores para os espectros obtidos para o ganho total de $40 \times 4,5 = 180$, levariam a concluir a configuração do valor intermédio deste potenciómetro para o sistema PET final. Uma vez que o SAU-648 apresenta uma função de resposta similar ao SAU-647, seria também considerada neste a mesma configuração.

FOCUS	SAU-647		SAU-648	
	Taxa de contagens de fótons (cps)	Tempo morto do MCA (%)	Taxa de contagens de fótons (cps)	Tempo morto do MCA (%)
0 voltas	179,25	1,47	167,65	1,43
¾ de volta	177,9	1,5	181,16	1,42
1,5 voltas	188,69	1,48	186,17	1,43

Tabela 2.5 Taxas de contagens de fótons e tempo morto obtidos pelo MCA entre os canais de energia 200 – 880 nos espectros de energia anteriores.

No entanto ao verificar-se a ligeira diferença entre as taxas de contagens de fótons na ROI representadas na Tabela 2.5, conclui-se que o FOCUS da base de ambos os PMTs deve ser regulado totalmente para a direita. Apesar de se saber que a variação da focagem do primeiro eléctrodo apenas permite otimizar a geometria fotocátodo - primeiro dínodo, resultando unicamente na variação das amplitudes dos sinais, a decisão anterior é baseada no facto de no sistema de detecção a igualdade entre as taxas de contagens de fótons nos detectores favorecer o número de coincidências verdadeiras na taxa de coincidências final.

Tal como anteriormente, é possível calcular o máximo de Compton dos fótons γ de 511 keV situado aproximadamente no canal 593 dos espectros anteriores. Assim a partir das suas rectas de calibração resultam respectivamente as energias de 330,8 keV, 331,5 keV e 328,7 keV, que mais uma vez revelam um valor próximo do máximo de Compton previsto teoricamente pela equação (2.15) de 340,7 keV. Este facto mostra novamente que para o PVT o contínuo de Compton domina todo o espectro de energia e que nas baixas energias o efeito fotoeléctrico é bastante mais importante, perdendo grande parte dos raios X do Cs-137 originados, a sua energia por este mecanismo para o material absorvedor. A justificação para a diferença entre os valores anteriores e o valor teórico

previsto reside provavelmente na aproximação efectuada para a energia do pico de raios X observado no espectro do Cs-137.

Durante a obtenção de todos espectros de energia anteriores, verificou-se que as tensões aplicadas aos detectores são suficientes para permitirem já à partida um sinal elevado e bem definido, podendo sempre ser compensadas pelo ganho do amplificador. Desta forma não se corre o risco de perda da linearidade entre o aumento do sinal e o aumento da tensão, o que poderia eventualmente levar o sinal à saturação dada a grande multiplicação de fotoelectrões no PMT.

De notar ainda que nos espectros de energia anteriores não se evidenciou nenhuma estrutura que indicasse a ocorrência de empilhamento de fotões γ pelo que a taxa de contagens do detector revela-se baixa. Este facto é corroborado pelas taxas de contagens máximas de aproximadamente 1407 cps para as funções de resposta obtidas para a amplificação de $40 \times 4,5 = 180$ e pelo tempo morto máximo de 1,5% do MCA obtido nos espectros de energia anteriores. Por outro lado a ADC de Wilkinson do MCA efectua a conversão analógico – digital de forma relativamente lenta, o que significa que uma ADC deste tipo domina qualquer tempo morto que a electrónica envolvida no sistema possa apresentar. Isto é, uma vez que o tempo morto dos detectores é muito pequeno dado estes serem muito rápidos (largura a meia altura de impulso de $\sim 2,5$ ns) e sendo a restante electrónica envolvida na cadeia de sinais também relativamente rápida, a taxa de processamento do sinal de todo este sistema é praticamente desprezável em comparação com a mesma da ADC utilizada. Em conjunto com o valor de tempo morto máximo de 1,5% obtido no MCA, esta é mais uma razão que confirma o facto de a taxa de detecção de fotões γ ser baixa.

2.5.4. Eficiência e taxa de coincidências dos cintiladores plásticos

Dadas as conclusões anteriores e após a calibração em energia no MCA, efectuaram-se de novo dois espectros de energia durante 15 minutos por exposição dos detectores SAU-647 e SAU-648 à fonte de Na-22 no dispositivo da Figura 2.18, com o FOCUS totalmente rodado para a direita. Em ambos foram criadas as ROIs, que correspondem à janela em energia posteriormente seleccionada pelos SCAs, para se obterem as eficiências absolutas de cada detector tendo em conta o tempo morto do MCA, a partir das quais se calcula posteriormente um valor aproximado da taxa de coincidências entre as duas vias de detecção.

Resultados e discussão

As Figura 2.24 e Figura 2.25 apresentam os referidos espectros respectivamente para os ganhos totais de $100 \times 5,0 = 500$ e de $100 \times 5,35 = 535$, nos quais se encontram assinaladas as ROIs seleccionadas.

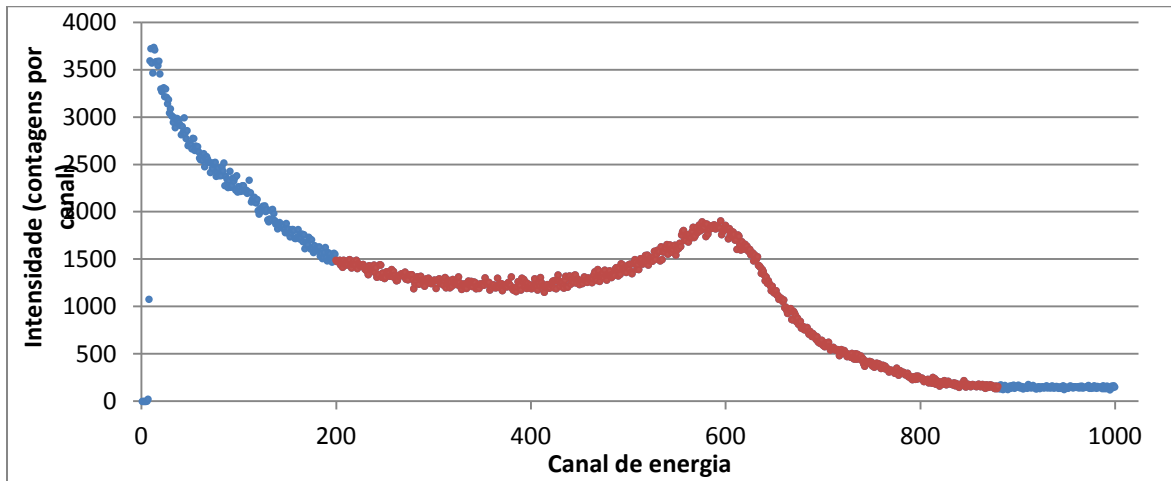


Figura 2.24 Espectro de energia do detector SAU-647 com a ROI a vermelho.

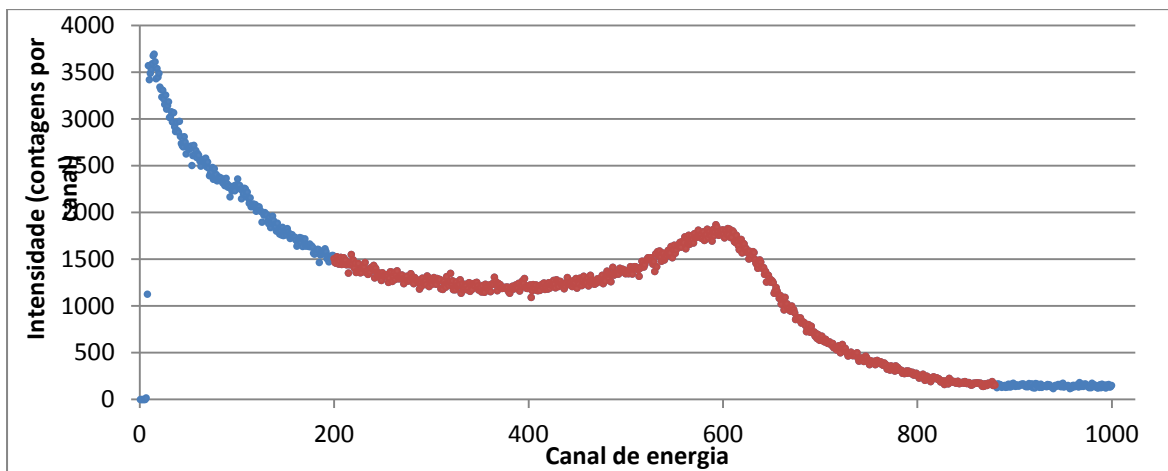


Figura 2.25 Espectro de energia do detector SAU-648 com a ROI a vermelho.

De seguida apresentam-se as principais grandezas resultantes das ROIs definidas nos espectros anteriores e dos seus tempos de relógio (*Real Time*) e de aquisição (*Live Time*).

ROI definida		Status	
Taxa de contagens de fótons (cps)	710,01	Tempo de relógio (s)	900
Área	629496	Tempo de aquisição (s)	886,6

Tabela 2.6 Valores de grandezas referentes ao detector SAU-647 obtidos pelo MCA.

ROI definida		Status	
Taxa de contagens de fótons (cps)	707,99	Tempo de relógio (s)	900
Área	627736	Tempo de aquisição (s)	886,65

Tabela 2.7 Valores de grandezas referentes ao detector SAU-648 obtidos pelo MCA.

De notar que à área considerada foi subtraída a influência do Compton da radiação de 1274,5 keV, assumida constante devido ao espectro de energia da Figura 2.20, e igual (em termos de contagens por canal) à média dos valores entre os canais 880 e 1000.

A eficiência absoluta de cada detector pode ser obtida a partir de uma qualquer área da sua função de resposta tendo em consideração a correcção do tempo morto da ADC do MCA, a actividade actual da fonte e considerando ainda a actividade afectada de um factor f que representa o número de fótons por cada desintegração por segundo. Uma vez que por cada emissão de um positrão vão ser originados dois fótons, f é dado pelo dobro da probabilidade de decaimento relativa

de emissão de positrões pela fonte de Na-22, 90,4%, representada no Anexo 1.1. Assim a eficiência absoluta pode ser calculada pela seguinte equação:

$$E_{abs} = \frac{\text{Área}}{\text{Actividade actual da fonte} \times f \times \text{Tempo de aquisição}} \quad \text{equação (2.19)}$$

Segundo a lei do declínio radioactivo a actividade actual da fonte pode ser determinada a partir da sua meia vida de 2,6 anos e da sua actividade original de 1,0 μCi em Novembro de 2005. Passados 49 meses obtém-se uma actividade actual de $1,2 \times 10^4$ Bq para a fonte de Na-22.

Pelas Tabela 2.6 e Tabela 2.7 pode determinar-se o tempo morto da ADC pelo quociente entre o tempo de relógio e o tempo de aquisição, resultando a correcção de 1,015 a ser aplicada a ambas as funções de resposta dos detectores SAU-647 e SAU-648.

Desta forma concluíram-se eficiências absolutas práticas esperadas para o processo de Compton de 3,1% para ambos os detectores constituintes do sistema PET desenvolvido.

Finalmente calculou-se a taxa de coincidências verdadeira esperada entre as duas vias de detecção do sistema PET. Dada a independência dos processos de detecção nos dois detectores, esta taxa pode ser determinada pela simples multiplicação da actividade actual da fonte corrigida do factor f pela probabilidade de coincidências entre as duas vias de detecção. Por sua vez a probabilidade de coincidências pode ser calculada pela multiplicação das eficiências intrínsecas dos dois detectores afectadas da eficiência geométrica. Tendo em consideração que $\epsilon_{int} = \epsilon_{abs} \frac{4\pi}{\Omega}$, onde Ω é o ângulo sólido do detector visto da posição da fonte, a taxa de coincidências é dada em contagens por segundo (cps) por:

$$\text{Taxa de coincidências} = \text{Actividade actual} \times f \times \frac{\Omega}{4\pi} \times E_{int647} \times E_{int648} \quad \text{equação (2.20)}$$

$$\text{ou Taxa de coincidências} = \text{Actividade actual} \times f \times E_{abs647/648} \times E_{int648/647} \quad \text{equação (2.21)}$$

Neste momento a única incógnita nas equações anteriores é o Ω , o qual foi determinado através da equação (2.9) segundo a configuração da Figura 2.6 b). Para tal considerou-se o raio da fonte espessa s de 0,3 cm e o raio do cristal a de 2,55 cm. Uma vez que a fonte de Na-22 emite isotropicamente e os feixes de fotões γ que formam o cone do Ω atravessam o detector em todo o seu comprimento, considerou-se ainda a aproximação a meio comprimento do cristal de forma a definir a distância d entre a fonte e o detector de 4,8 cm. Tendo em conta o esquema geométrico dos detectores e fonte da Figura 2.18 b) e o esquema dos detectores no Anexo 3.1, o valor anterior resulta da soma de 2 cm de distância entre a fonte e o detector, 0,04 cm de alumínio que o iniciam, 0,21 cm da camada reflectora e por fim a aproximação efectuada a meio comprimento do cristal de 2,55 cm. Desta forma conclui-se um ângulo sólido de $7,33 \times 10^{-1}$ esteroradianos.

A partir da equação $\epsilon_{int} = \epsilon_{abs} \frac{4\pi}{\Omega}$ determinaram-se as eficiências intrínsecas para o processo de Compton de 53% para ambos os detectores.

Finalmente obteve-se como taxa de coincidências prática esperada nas duas vias de detecção do sistema PET o valor de 371,3 cps.

De notar que neste cálculo se introduz um erro na definição da distância fonte – detector d , na qual se considerou uma aproximação a meio comprimento do cristal. Por outro lado, a equação

(2.9) pela qual se estima o ângulo sólido considerando a fonte de Na-22 uma fonte circular uniforme, constitui uma aproximação na medida em que o diâmetro do cristal do detector de 5,1 cm é bem maior que a distância d entre a fonte e o mesmo. Desta forma a taxa de coincidências obtida constitui apenas um valor aproximado e impreciso.

2.6. Simulação de Monte Carlo - PENELOPE

Na simulação de Monte Carlo de transporte de radiação, a história de uma partícula é vista como uma sequência aleatória de voos livres que terminam com um evento de interacção (colisão) onde a partícula altera a sua direcção de movimento, perde energia e eventualmente produz partículas secundárias. As técnicas de cálculo numérico e simulação de Monte Carlo podem ser descritas como métodos estatísticos que usam números aleatórios como base para efectuar simulações do comportamento de sistemas físicos. O objectivo principal destes métodos é reproduzir o comportamento dos sistemas reais de uma forma o mais rigorosa possível, usando distribuições de probabilidade conhecidas [32].

Para simular a história de uma partícula é necessário um modelo de interacção isto é, um conjunto de secções eficazes diferenciais (DCS) para os mecanismos de interacção relevantes. As DCSs determinam as funções de distribuição de probabilidade (PDF) das variáveis aleatórias que caracterizam uma trajectória: caminho médio entre eventos de interacção sucessivos, tipo de interacção que ocorre, perda de energia e deflexão angular num evento particular. Especificadas as DCSs das várias interacções, os programas de Monte Carlo executam uma rotina (gerador) de números aleatórios para efectuar o cálculo do percurso da partícula no meio [32].

Actualmente existem uma série de códigos gerais para simulação Monte Carlo do transporte acoplado de fotões e electrões. Destes, o programa PENELOPE desenvolvido em FORTRAN 77 foi a ferramenta de simulação utilizada neste projecto. Este simula o transporte acoplado de fotões e electrões em sistemas de materiais arbitrários que consistem de um número de regiões homogéneas limitadas por interfaces – *bodies* [32].

2.6.1. Pencil

O pacote de distribuição PENELOPE inclui três exemplos de programas principais, dos quais se usará o pencil enquanto simulador do transporte de fotões em geometrias cilíndricas.

As geometrias cilíndricas implementadas podem no final ser visualizadas com o programa Gviewc. Este lê a lista de definições de geometria do ficheiro de entrada e mostra um mapa a duas dimensões dos materiais intersectados pelo plano da janela, pelo que constitui uma ferramenta útil na verificação de erros na definição da geometria [32].

No final o pencil exhibe informação detalhada do transporte e deposição de energia, a qual inclui energia e distribuições angulares das partículas, distribuição de dose em profundidade, distribuição em profundidade de carga depositada, distribuições de energia depositada nos materiais seleccionados e distribuições de dose e deposição de carga 3D nos bodies seleccionados. O pencil computa e mostra também a incerteza estatística 3σ de todas as quantidades e distribuições

calculadas, valor para o qual a probabilidade de o valor actual estar fora da barra de erro é 0,003 [32].

Após a optimização do sistema de coincidências do PET efectuaram-se três simulações no pencyl, que envolveram o esquema geométrico dos detectores e fonte da Figura 2.18 e o fantoma a desenvolver no Volume I da construção do PET didáctico.

2.6.2. Fonte espessa de Na-22 equidistante dos detectores

Primeiramente simulou-se o esquema geométrico prático da Figura 2.18 desenvolvido para teste do sistema PET, por exposição dos cristais cintiladores de PVT a uma fonte externa espessa emissora de fotões, de forma a obter as eficiências absolutas e taxa de coincidências teóricas dos detectores para posterior comparação com os resultados experimentais para a fonte de Na-22. No Apêndice 3 encontra-se o código completo do respectivo ficheiro de entrada 'PETfontEspessa.in'.

Assim fez-se emitir um feixe de fotões (SKPAR 2) monoenergéticos de 511 keV (SENERG) a partir do volume activo de uma fonte externa de espessura (STHICK) e raio (SRADII) de 0,3 cm, uniformemente distribuído no interior de um cone de semi-abertura angular (SAPERT) de 180° (fonte isotrópica) e centrado no eixo dos zz, num detector a 2 cm de distância, como geometricamente adoptado no exercício prático. Na simulação considerou-se ainda à volta da fonte externa um disco de água de 2,54 cm de diâmetro correspondente ao invólucro de plástico da fonte de Na-22. A simulação deste disco serve apenas para contemplar possíveis dispersões de Compton que os fotões sofram neste material, sendo redireccionados para o detector. Uma vez que segundo o fabricante da fonte de Na-22, as janelas de transmissão do disco são suficientemente finas para transmitir ambas as emissões beta e γ sem grande absorção, estas capas não foram simuladas.

No que à geometria do detector diz respeito, interessa essencialmente o cristal plástico orgânico de PVT. As camadas (LAYER) atravessadas pelos fotões antes de estes atingirem o cristal são também importantes na medida em que por mínima que seja, ocorrerá sempre alguma absorção nas mesmas. Do cristal à camada superficial de alumínio do detector de 0,4 mm, encontram-se por ordem uma camada de teflon de 0,24 mm e uma camada de 1,86 mm de ar. Os bodies (CYLIND) que rodeiam o cristal lateralmente e a camada que efectua o acoplamento óptico com o PMT, têm também alguma importância. Primeiramente pelo facto de poder haver fotões que interactuam no cristal resultantes da dispersão de Compton nesses materiais, e depois junto à fronteira pode dar-se a libertação de alguns electrões secundários nos mesmos materiais, podendo estes entrar no cristal. Desta forma considerou-se apenas uma camada de 0,1 mm de silicone que efectua o acoplamento óptico com o PMT, desprezando-se a geometria deste. As restantes dimensões da geometria anteriormente considerada e definida no ficheiro de entrada, foram as especificadas de acordo com o esquema do detector no Anexo 3.1. De notar que tanto o detector como o disco da fonte implementados, estão centrados no eixo dos zz e envolvidos por uma camada de pelo menos 5 cm de ar. A geometria cilíndrica implementada nesta simulação encontra-se representada na figura seguinte pelo programa Gviewc, com o respectivo código de cores dos materiais que a constituem.

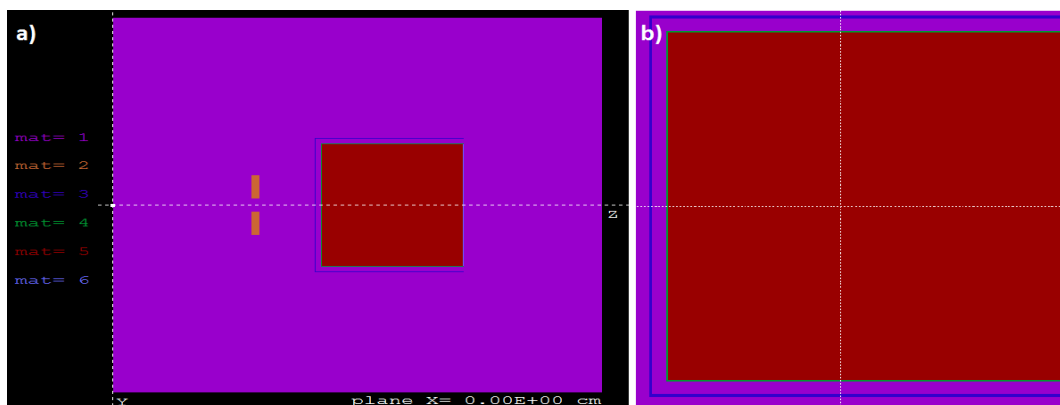


Figura 2.26 a) Fonte espessa a 2 cm de um dos detectores plásticos; b) Geometria do detector.

No PENELOPE, os materiais da geometria cilíndrica implementada são concatenados num ficheiro de entrada de materiais ao qual se denominou ‘PETfontEspessa.mat’ (PFNAME). Neste ficheiro foram concatenados seis materiais (NMAT) pela seguinte ordem: 1 - ar seco; 2 - água líquida; 3 - alumínio; 4 - teflon; 5 - poliviniltolueno; 6 - silicone. À excepção do PVT e do silicone, todos os outros materiais foram retirados da lista de compostos e misturas dos materiais predefinidos na base de dados do PENELOPE. O cintilador orgânico PVT foi definido manualmente a partir da sua densidade e da fracção por peso de átomos de hidrogénio e carbono que o constituem – valores especificados no Anexo 3.3. Como silicone, e uma vez que não é especificado pelo fabricante, definiu-se um dos polímeros orgânicos mais comuns actualmente, o polidimetilsiloxano, através da fórmula química dos seus monómeros $(\text{CH}_3)_2\text{SiO}$ e da sua densidade de $0,965 \text{ g/cm}^3$.

Para cada material foi ainda necessário definir os parâmetros de simulação (SIMPARG) cujos valores usados foram os valores por defeito do PENELOPE. Uma partícula que se move num determinado material é assumida como absorvida quando a sua energia se torna menor que as energias de absorção do material [EABS(1:3)], onde 1 são electrões, 2 fotões e 3 positrões. A EABS(1) e EABS(3) correspondem por defeito a 0,01 da energia máxima de todas as partículas encontradas na simulação ($\text{EPMAX} = 511 \text{ keV}$ dos fotões) e logo a 5110 eV. A EABS(2) corresponde a 0,001 da EPMAX isto é 511 eV. Definiram-se ainda outros parâmetros de simulação como a deflexão angular média C1 e a perda de energia média fraccional máxima C2, ambos parâmetros das colisões elásticas de valor por defeito de 0,1; e as perdas de energia de corte para colisões inelásticas WCC e emissão bremsstrahlung WCR de valores por defeito iguais respectivamente à EABS(1) e EABS(2).

Por fim obtiveram-se distribuições da energia absorvida pelo cristal de PVT (ABSEN), obtidas a partir da simulação de 2×10^9 (NSIMSH) eventos primários.

Resultados e discussão

Finalizada a simulação do ficheiro de entrada ‘PETfontEspessa.in’, executou-se o Wgnuplot.exe para se visualizar a distribuição de energia depositada no material 5 correspondente ao PVT, numa escala linear. Como anteriormente referido as barras de erro a verde no gráfico representam a incerteza estatística 3σ .

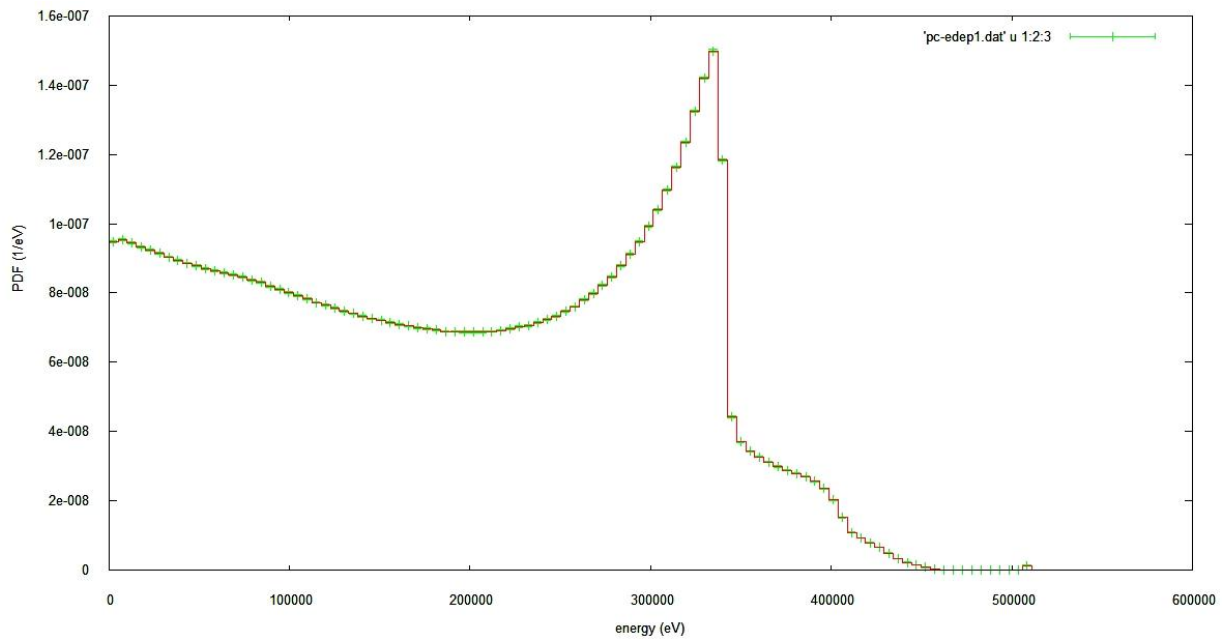


Figura 2.27 Distribuição de energia depositada no PVT.

Pelo espectro de energia anterior confirma-se novamente que o efeito de Compton domina todo o espectro do PVT, com o máximo de Compton de 340,7 keV bem definido. No PENELOPE, a DCS para fótons de 511 keV revela também uma probabilidade de ocorrência de efeito fotoelétrico bastante mais baixa que o efeito de Compton, dado o baixo Z dos constituintes do PVT. No entanto, e apenas na simulação, é possível observar-se o correspondente pico de energia total muito menos intenso. De notar que o PENELOPE não tem em conta a resolução em energia do cristal de PVT e logo todos os picos se evidenciam de forma relativamente bem definida. Entre o máximo de Compton e o pico de energia total, o espectro revela um limite de Compton afectado pelos múltiplos eventos de Compton que levam a uma deposição de energia total maior que o máximo previsto pela equação (2.15) para uma dispersão única.

No que diz respeito à eficiência absoluta simulada para o processo de Compton, esta pode ser calculada a partir dos valores das PDFs obtidas para a distribuição da energia depositada no PVT. De forma a se considerar um intervalo de energias igual ao seleccionado praticamente na gama de canais 200 – 880, calculou-se pela recta de calibração $y = 0,53x \text{ keV} + 16 \text{ keV}$ a energia corresponde ao canal 200, resultando o valor de 122 keV. Assim somaram-se todas as PDFs do espectro desde os 120 keV aos 511 keV de energia máxima do feixe de fótons simulado. De seguida multiplicou-se esta soma pela largura dos intervalos de energia (*bin*) de simulação de 5110 eV por defeito, resultando directamente uma eficiência absoluta simulada de 2,1%. Pela equação (2.9) que dá o ângulo sólido segundo a mesma configuração da Figura 2.6 b), conclui-se um Ω de $7,33 \times 10^{-1}$ esteroradianos. A partir da equação $\epsilon_{int} = \epsilon_{abs} \frac{4\pi}{\Omega}$ determina-se a eficiência intrínseca para o efeito de Compton de 36,1% para ambos os detectores e finalmente pela equação (2.20) obteve-se como taxa de coincidências simulada entre as duas vias de detecção do sistema PET o valor de 171,2 cps, valor de cerca de 2 vezes inferior ao calculado experimentalmente.

O valor calculado para a taxa de coincidências simulada é de novo resultado de um conjunto de aproximações iguais às anteriormente efectuadas e descritas.

2.6.3. Fantoma equidistante dos detectores

Depois de simulado o esquema geométrico dos detectores e fonte de Na-22 da Figura 2.18, seguiu-se a simulação da exposição dos mesmos detectores cintiladores ao fantoma a ser desenvolvido no Volume I da construção do PET didáctico, distanciados de 1 cm. Para este fantoma consideraram-se as dimensões de um cilindro de 10 cm de diâmetro e 25 cm de altura, com uma fonte central de Na-22 de 2,5 cm de diâmetro por 2,5 cm de altura e uma actividade de 1×10^6 Bq. No resto do fantoma considerou-se água radioactiva com uma actividade 100 vezes menor (diferença clinicamente obtida) uniformemente difundida. Esta actividade espalhada em torno da fonte central do fantoma constitui uma fonte de coincidências adicionais entre detectores, que aumenta a taxa de coincidências obtida. Ao nível da imagem PET final, apenas a fonte central importa pois é nesta que se acumula o radioisótopo de Na-22, e conseqüentemente apenas este número de coincidências interessa para a construção da imagem. Com o intuito de se efectuar uma previsão da quantidade de ruído indesejável que se introduz com a baixa actividade da água no resto do fantoma, efectuaram-se duas simulações no pencyl para posterior comparação das duas taxas de coincidências obtidas. No ficheiro de entrada 'PETfantoma.in' definiu-se a geometria anteriormente descrita do detector e do fantoma. Já no ficheiro de entrada 'PETfantomaNonRWater.in' definiu-se a mesma situação, com a excepção de que agora a água que constitui o fantoma não tem qualquer actividade, sendo a fonte central de Na-22 o único body radioactivo nesta simulação. Nos Apêndices 4 e 5 encontram-se respectivamente os códigos completos destes dois ficheiros. A geometria cilíndrica implementada nestas simulações encontra-se representada na figura seguinte pelo programa Gviewc, com o respectivo código de cores dos materiais que a constituem.

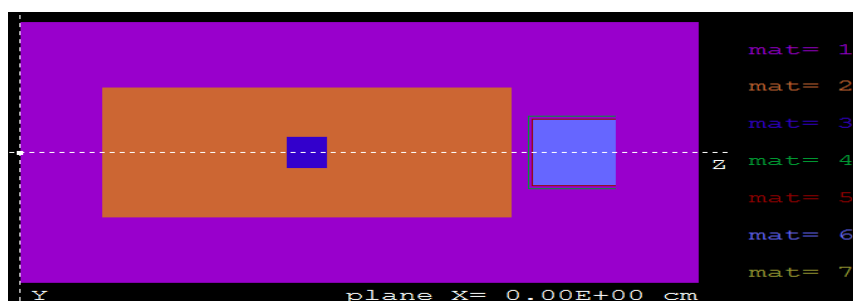


Figura 2.28 Fantoma do Volume I da construção do PET didáctico a 1 cm de um dos detectores plásticos.

Para estas duas simulações foi necessário criar um novo ficheiro de entrada de materiais ao qual se denominou 'PETfantoma.mat'. Neste ficheiro foram agora concatenados sete materiais pela seguinte ordem: 1 - ar seco; 2 - água líquida; 3 - sódio; 4 - alumínio; 5 - teflon; 6 - PVT; 7 - silicone. O novo material introduzido, sódio elementar, foi retirado da lista de elementos predefinidos na base de dados do PENELOPE e dado o mesmo Z, foi usado para simular o seu radioisótopo Na-22.

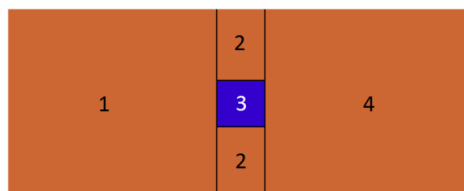


Figura 2.29 Geometria do fantoma simulado no 'PET_fonte_espesa.in' e dividido em 4 bodies.

Ao contrário de uma fonte externa como a definida na simulação anterior do disco de Na-22, no ficheiro 'PETfantoma.in' definiu-se um conjunto de fontes internas espalhadas sobre quatro bodies, cada uma com uma densidade de actividade uniforme (RELAC). Tendo em conta a geometria

cilíndrica do fantoma definida em três camadas constituídas pelo body 1, bodies 2 e 3 e body 4, representados da esquerda para a direita na Figura 2.29, os seus volumes são dados por $V_{cil} = \pi \times raio^2 \times altura_{cil}$. Uma vez que se pretende que a fonte central (body 3) tenha uma actividade de 1×10^6 Bq enquanto os restantes bodies têm uma actividade de 1×10^4 Bq, definiram-se os números de emissões por unidade de volume (SEXTND) representados e calculados na Tabela 2.8.

Bodies (KC)	Volume (cm ³)	RELAC (Bq/cm ³)
1	883,5729	11,32
2	184,0777	54,32
3	12,27185	81487,33
4	883,5729	11,32

Tabela 2.8 RELACs calculados para os bodies definidos na geometria do fantoma da Figura 2.29.

No ficheiro de entrada ‘PETfantomaNonRWater.in’, a água constitui um material não radioactivo pelo que apenas se definiu o RELAC da fonte central de Na-22 do fantoma, correspondente ao body 3 da Figura 2.29.

Por fim e para ambas as simulações com o fantoma, obtiveram-se novamente distribuições da energia absorvida pelo cristal de PVT (ABSEN), obtidas a partir da simulação de 1×10^9 (NSIMSH) eventos primários.

Resultados e discussão

Finalizadas as simulações dos ficheiros de entrada ‘PETfantoma.in’ e ‘PETfantomaNonRWater.in’, executou-se o Wgnuplot.exe para se visualizar a distribuição de energia depositada no material 6 correspondente ao PVT, numa escala semi-logarítmica.

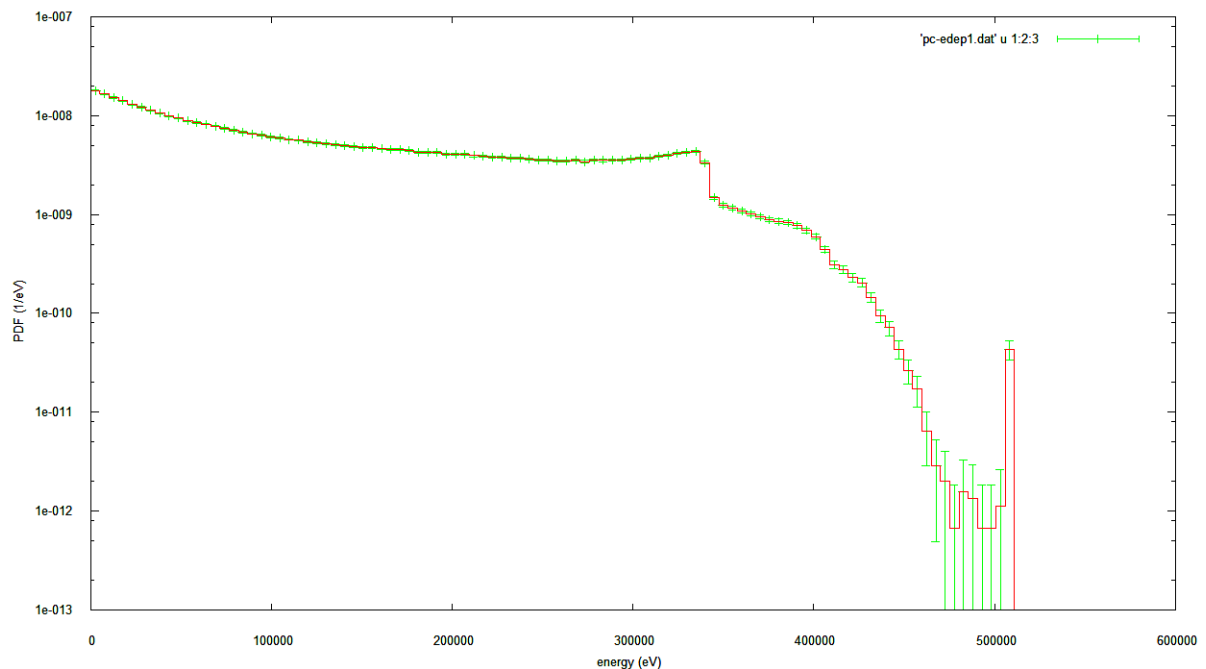


Figura 2.30 Distribuição de energia depositada no PVT no ficheiro de entrada ‘PETfantoma.in’.

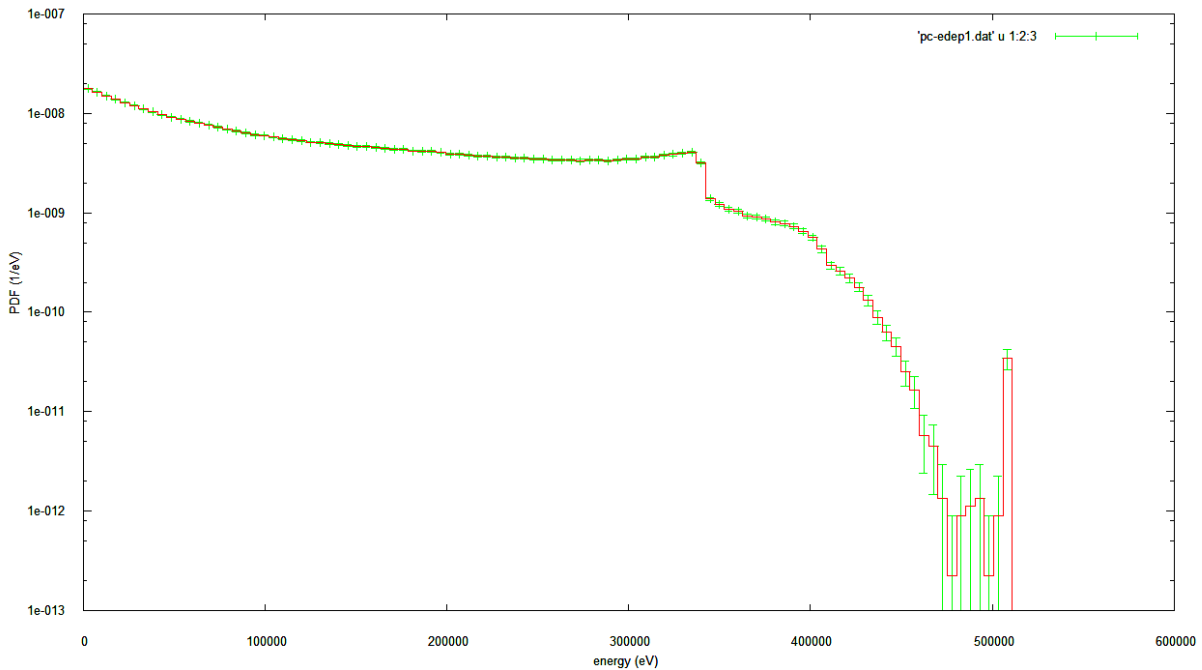


Figura 2.31 Distribuição de energia depositada no PVT no ficheiro de entrada ‘PETfantomaNonRWater.in’.

Através do mesmo método do cálculo da eficiência absoluta na simulação do ficheiro de entrada ‘PETfontEspessa.in’, calcularam-se as eficiências absolutas para o processo de Compton de 0,0993% e 0,0958% respectivamente para os ficheiros ‘PETfantoma.in’ e ‘PETfantomaNonRWater.in’.

Agora na presença de um fantoma, torna-se necessário calcular de novo o Ω através da equação (2.9) para a fonte central de Na-22 de 2,5 cm de diâmetro e de altura. Para tal considerou-se o raio da fonte espessa s de 1,25 cm e o raio do cristal a de 2,55 cm. Uma vez que a fonte de Na-22 emite isotropicamente e os feixes de fótons γ que formam o cone do Ω atravessam o detector em todo o seu comprimento, considerou-se novamente a aproximação a meio comprimento do cristal de forma a definir a distância entre a fonte - detector d de 15,1 cm. Tendo em conta o esquema dos detectores no Anexo 3.1, o valor anterior resulta da soma de 11,25 cm da fonte central ao fim do fantoma, 1 cm de distância entre a fonte e o detector, 0,04 cm de alumínio que o iniciam, 0,21 cm da camada reflectora e por fim a aproximação efectuada a meio comprimento do cristal de 2,55 cm. Desta forma conclui-se um ângulo sólido de $8,79 \times 10^{-2}$ esteroradianos.

A partir da equação $\epsilon_{int} = \epsilon_{abs} \frac{4\pi}{\Omega}$ determinaram-se as eficiências intrínsecas para o processo de Compton de 14,2% e 13,7% para ambos os detectores. Finalmente e considerando agora que a actividade actual da fonte central é de 1×10^6 Bq obteve-se pela equação (2.20) os valores das taxas de coincidências simuladas entre as duas vias de detecção do sistema PET de 254,8 e 237,4 cps, respectivamente para os ficheiros ‘PETfantoma.in’ e ‘PETfantomaNonRWater.in’ e logo um aumento de cerca de 7% (<10%). Os valores anteriores estão apenas afectados do erro na definição da distância fonte – detector d , na qual se considerou uma aproximação a meio comprimento do cristal. Agora a solução útil representada pela equação (2.9) para a estimativa do ângulo sólido, considerando a fonte de Na-22 uma fonte circular uniforme, constitui uma aproximação mais precisa na medida em que nem o diâmetro do cristal do detector nem o diâmetro da fonte central são maiores que o espaçamento d entre si.

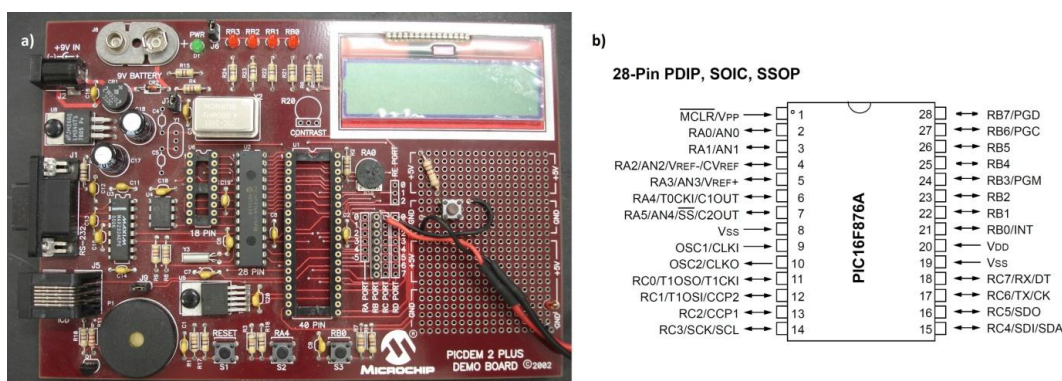
Como se pode concluir pelos resultados anteriores, espera-se que o ruído introduzido pela água de actividade 100 vezes menor que a da fonte central que constitui o fantoma a ser desenvolvido no Volume I da construção do PET didáctico, aumente ligeiramente o valor da taxa de coincidências final como resultado da introdução na mesma de coincidências originadas em eventos fora do alvo principal. A partir dos resultados das taxas de coincidências obtidas pode-se afirmar que o efeito final desta actividade extra na imagem PET é reduzido, não sendo a construção de imagem profundamente afectada.

Capítulo 3. Sistema de aquisição de sinal

No último degrau de um sistema de contagem, os impulsos lógicos são acumulados e o seu número gravado num período de tempo predeterminado. A unidade usada para este propósito denomina-se de contador. Estes operam normalmente em dois modos: tempo predefinido e contagens predefinidas. No primeiro o período de contagem é controlado por um temporizador interno ou externo. No modo de contagens predefinidas o contador acumula impulsos até um total especificado ser atingido, valor a partir do qual o período de contagem termina. Se o período de tempo durante o qual estas contagens são acumuladas for independentemente gravado, a taxa de contagens pode ser determinada [4].

O sistema de aquisição de sinal do PET visa não só a contagem de impulsos lógicos TTL de coincidências, provenientes da unidade de coincidências, numa dada LOR dos detectores e num determinado período de tempo, como a sua comunicação ao computador para posterior construção da imagem. Para tal desenvolveu-se uma unidade contadora e temporizadora por programação de um microcontrolador PIC16F876A fabricado pela Microchip Technology, com capacidade de comunicação série RS-232. No final implementou-se no computador uma interface em software MATLAB para comunicação com a unidade contadora e temporizadora desenvolvida.

A placa de desenvolvimento inicialmente utilizada para desenvolver esta unidade encontra-se representada na Figura 3.1 a). Para além do PIC, esta placa incorpora outros componentes como memória RAM, memória não volátil EEPROM e um cristal oscilador com uma frequência de oscilação (F_{osc}) de 4 MHz. O processador PIC16F876A representado na Figura 3.1 b) opera a 1 MHz ($F_{osc}/4$) e reúne elementos importantes ao projecto como portos de entrada/saída (I/O), módulos de temporização e o módulo transmissor/receptor síncrono/assíncrono universal (USART) [1], pelo que estes serão seguidamente discutidos no ponto de vista da sua programação.



3.1. Portos I/O

O PIC16F876A incorpora três portos I/O: portos A, B e C. No desenvolvimento da unidade contadora e temporizadora foram utilizados o porto B, o que permite o uso dos LEDs disponíveis na placa de desenvolvimento, e o porto C como entrada de impulsos lógicos TTL na unidade e como porto de comunicação série com o computador. Tanto o PORTB como o PORTC são portos bidireccionais de 8 bits como ilustrado na Tabela 3.1. Cada bit pode ser definido como entrada ou

saída do microcontrolador através do registo TRISB/TRISC. A activação (= 1) de um dos bits do TRISB/TRISC torna o correspondente pino do PORTB/PORTC um pino de alta impedância isto é, faz deste pino uma entrada. Quando um destes bits for desactivado (= 0), o correspondente pino do PORTB constituirá uma saída. A programação destes portos é usualmente efectuada em notação hexadecimal [1].

Endereço de memória	Nome	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Valor na alimentação e sua falha:	Valor nos restantes resets:
06h, 106h	PORTB	RB7	RB6	RB5	RB4	RB3	RB2	RB1	RB0	xxxx xxxx	uuuu uuuu
86h, 186h	TRISB	Registo de direcção de dados do PORTB								1111 1111	1111 1111
07h	PORTC	RC7	RC6	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0	xxxx xxxx	uuuu uuuu
87h	TRISC	Registo de direcção de dados do PORTC								1111 1111	1111 1111

Tabela 3.1 Sumário dos registos associados ao PORTB e PORTC onde x e u são respectivamente bits desconhecidos e bits sem qualquer função (adaptado de [1]).

3.2. Módulos de temporização

Dos três módulos de temporização disponíveis no PIC apenas dois foram utilizados. O Timer0 foi usado como temporizador principalmente do tempo de aquisição de contagens numa dada projecção dos detectores, possibilitando a definição de janelas de tempo de aquisição. O Timer1 foi usado como contador dos impulsos lógicos TTL à entrada da unidade contadora e temporizadora.

3.2.1. Módulo Timer0

O módulo Timer0 é um temporizador/contador de 8 bits tal como ilustrado na Tabela 3.2. O modo temporizador deste módulo foi seleccionado por desactivação do bit TOCS. Neste modo o Timer0 é incrementado em cada ciclo de instrução isto é, a cada microsegundo [1].

O interrupt do TMR0 é gerado quando o registo TMR0 passa de FFh para 00h, sendo o bit TOIF activado. Este interrupt pode ser viabilizado ou anulado por activação ou desactivação do bit de interrupt do TMR0, TOIE. O bit TOIF tem de ser desactivado por software pela rotina de serviço de interrupts do módulo Timer0, antes de se poder alterar de novo o estado do interrupt [1].

Os bits PS0 ao PS2 determinam o ajuste de escala deste módulo e por defeito têm os valores 111 definidos, pelo que à partida atribuem ao TMR0 uma taxa escalar de 1:256. Uma vez que o PIC opera a uma frequência de 1 MHz, isto significa que o Timer0 passa a incrementar a cada 256 ciclos de instrução ou seja, passa a gerar um interrupt a cada 256 μ s [1].

Endereço de memória	Nome	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Valor na alimentação e sua falha:	Valor nos restantes resets:
01h, 101h	TMR0	Registo do módulo Timer0								xxxx xxxx	uuuu uuuu
0Bh, 8Bh, 10Bh, 18Bh	INTCON	GIE	PEIE	TMR0IE	INTE	RBIE	TMR0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
81h, 181h	OPTION_REG	RBPU	INTEDG	TOCS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111

Tabela 3.2 Sumário dos registos associados ao Timer0 onde x e u são respectivamente bits desconhecidos e bits sem qualquer função (adaptado de [1]).

3.2.2. Módulo Timer1

O módulo Timer1 é um temporizador/contador de 16 bits constituído por dois registos de 8 bits, TMR1H e TMR1L, ambos de leitura e escrita. A activação ou desactivação do módulo é efectuada por alteração do estado do bit de controlo TMR1ON [1].

O modo de operação do Timer1, temporizador ou contador, é determinado pelo bit selector da fonte osciladora TMR1CS. Assim seleccionou-se o modo contador, no qual o Timer1 é incrementado no extremo crescente da fonte de oscilação externa no pino RC0/T1OSO/T1CKI (Figura 3.1 b)) do PIC. Assim quando o bit TMR1CS é activado o Timer1 fica dependente de um sinal de oscilação externo no porto C. Neste caso, se o bit T1SYNC for também activado a entrada osciladora externa não é sincronizada e o Timer1 incrementa assincronamente ao oscilador interno [1].

Os bits PS0 e PS1 determinam o ajuste de escala da fonte de oscilação do Timer1 anteriormente escolhida e por defeito têm os valores 00 definidos, o que permite ao Timer1 incrementar todas as vezes no extremo crescente do sinal externo [1].

Endereço de memória	Nome	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Valor na alimentação e sua falha:	Valor nos restantes resets:
0Eh	TMR1L	Registo de valor para o LSB do registo TMR1 de 16 bits								xxxx xxxx	uuuu uuuu
0Fh	TMR1H	Registo de valor para o MSB do registo TMR1 de 16 bits								xxxx xxxx	uuuu uuuu
10h	T1CON	—	—	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON	--00 0000	--uu uuuu

Tabela 3.3 Sumário dos registos associados ao Timer1 onde x são bits desconhecidos, u são bits sem qualquer função e - são bits não implementados e lidos como '0' (adaptado de [1]).

3.3. Módulo USART

No PIC a comunicação série com o computador é assegurada pelo módulo USART, também denominado de interface de comunicação série ou SCI. Este módulo pode ser configurado como um sistema assíncrono bidireccional de transmissão simultânea de dados (*full-duplex*) que comunica com dispositivos periféricos como o computador, ou como um sistema síncrono bidireccional de transmissão não simultânea de dados (*half-duplex*) que comunica com dispositivos periféricos como circuitos integrados, EEPROMs de série, etc. Assim o USART pode ser usado em três modos diferentes: assíncrono (*full-master*), síncrono – master e síncrono – slave [1].

No desenvolvimento da unidade contadora e temporizadora o módulo USART foi definido para comunicar assincronamente com o computador, razão pela qual apenas se discute este modo.

3.3.1. Modo assíncrono do USART

O modo assíncrono do USART usa o formato standard NRZ (Non-Return-to-Zero: um bit inicial – “start” bit, 8 ou 9 bits de dados e um bit de paragem – “stop” bit). No PIC e como o próprio nome indica, um gerador de taxa de transmissão (BRG) de 8 bits é usado para derivar taxas de transmissão padrão a partir da F_{osc} do cristal na placa de desenvolvimento. O USART transmite e recebe o bit menos significativo em primeiro lugar. O transmissor e receptor são funcionalmente independentes embora usem o mesmo formato de dados e taxa de transmissão. O BRG produz uma oscilação a x16 (baixa frequência) ou x64 (alta frequência) da taxa de shift de bits, dependendo da definição do bit BRGH. A paridade não é suportada pelo hardware, mas pode ser implementada por software e alojada como o nono bit de dados [1].

O módulo assíncrono do USART é constituído pelos seguintes elementos: gerador de taxa de transmissão, circuito de amostragem, transmissor assíncrono e receptor assíncrono [1].

3.3.2. Gerador de taxa de transmissão do USART

O BRG suporta ambos os modos síncrono e assíncrono do USART e constitui um BRG dedicado de 8 bits controlado pelo registo SPBRG. No modo assíncrono o bit BRGH controla também a taxa de transmissão. Dadas a taxa de transmissão desejada e a F_{osc} , o valor inteiro mais próximo do registo SPBRG (valor entre 0 e 255) pode ser obtido através das equações de cálculo da taxa de transmissão para os diversos modos USART, aplicáveis apenas no modo master (oscilador interno) e ilustradas na Tabela 3.4. A partir destas equações pode-se determinar o erro associado à taxa de transmissão [1].

SYNC	BRGH = 0 (Baixa frequência)	BRGH = 1 (Alta frequência)
0	Taxa de transmissão = $F_{osc}/(64(X + 1))$	Taxa de transmissão = $F_{osc}/(16(X + 1))$
1	Taxa de transmissão = $F_{osc}/(4(X + 1))$	(Não aplicável)

Tabela 3.4 Equações para o cálculo da taxa de transmissão onde X é o valor do SPBRG (adaptado de [1]).

O uso de BRGH = 1 pode ser vantajoso mesmo para osciladores de transmissão lentos, pois a equação $F_{osc}/(16(X + 1))$ reduz o erro da taxa de transmissão nalguns casos. No Anexo 7 encontram-se tabelas com valores calculados para o registo SPBRG e os seus respectivos erros para várias taxas de transmissão e para ambos os estados do bit BRGH [1].

Endereço de memória	Nome	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Valor na alimentação e sua falha:	Valor nos restantes resets:
98h	TXSTA	CSRC	TX9	TXEN	SYNC	—	BRGH	TRMT	TX9D	0000 -010	0000 -010
18h	RCSTA	SPEN	RX9	SREN	CREN	ADDEN	FERR	OERR	RX9D	0000 000x	0000 000x
99h	SPBRG	Registo do BRG							0000 0000	0000 0000	

Tabela 3.5 Sumário dos registos associados ao BRG onde x e - são respectivamente bits desconhecidos e bits não implementados e lidos como '0' (adaptado de [1]).

O modo assíncrono do USART é seleccionado por desactivação do bit SYNC representado na Tabela 3.5. De notar que neste modo o valor do bit CSRC não tem qualquer efeito e que a activação do bit ADDEN só tem lógica no contexto da recepção de paridades e portanto na recepção de 9 bits.

O bit SPEN é responsável pela viabilização da porta série do USART através da configuração dos pinos do PIC RC6/TX/TK e RC7/RX/DT (ilustrados na Figura 3.1 b)) respectivamente como pinos de transmissão e recepção da porta série [1].

Transmissor assíncrono do USART

O coração do transmissor do USART cujo diagrama de blocos está ilustrado na Figura 3.2, é o registo de transmissão série por shift de bits (TSR). O TSR recebe os dados provenientes do buffer de transmissão TXREG. Por sua vez o TXREG é carregado com dados no software, sendo um registo tanto de leitura como de escrita. O registo TSR não é recarregado até que o bit de paragem do carregamento anterior seja transmitido. Assim que este bit for transmitido, o TSR é carregado com novos dados provenientes do registo TXREG. Finalizada a transferência de dados do registo TXREG para o registo TSR, o TXREG fica vazio e o bit TXIF é activado. Este interrupt pode ser viabilizado ou anulado por activação ou desactivação do bit TXIE. O bit TXIF é activado independentemente do estado do bit TXIE e não pode ser desactivado por software, tomando valor 0 apenas quando novos dados forem carregados para o registo TXREG. Enquanto o bit TXIF indica o estado do registo TXREG, o bit TRMT indica o estado do registo TSR. Este último bit é apenas de leitura e é activado quando o

registo TSR fica vazio. Nenhum interrupt lógico está associado ao bit TRMT pelo que o utilizador tem de requisitar o estado do mesmo para determinar se o registo TSR está vazio [1].

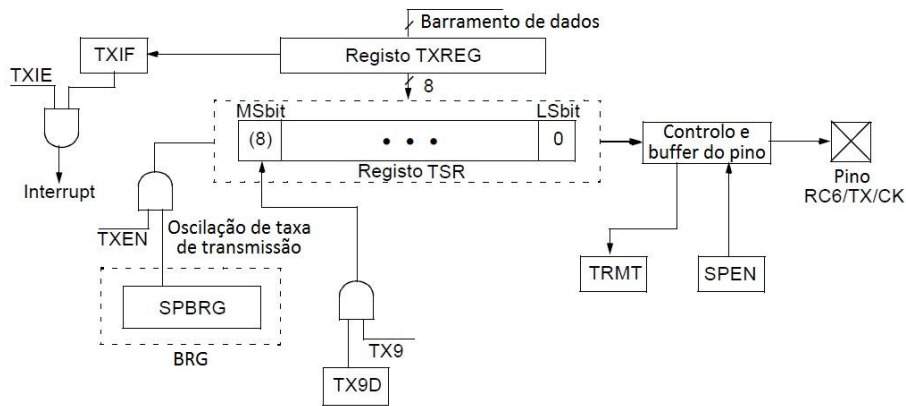


Figura 3.2 Diagrama de blocos do transmissor do USART (adaptado de [1]).

A transmissão é viabilizada pela activação do bit TXEN, embora não ocorra antes de o registo TXREG ser carregado com dados e de o BRG produzir uma oscilação. A transmissão pode também ser iniciada por carregamento prévio do registo TXREG e subsequente activação do bit TXEN. Normalmente quando se dá o início da transmissão, o registo TSR está vazio. Neste momento uma transferência para o registo TXREG resultará numa transferência imediata para o TSR, tornando o TXREG vazio. A desactivação do bit TXEN durante a transmissão resultará no cancelamento da mesma e consequente reset do transmissor. Como resultado o pino do PIC RC6/TX/CK tornar-se-á de alta impedância isto é, uma entrada [1].

Receptor assíncrono do USART

No modo assíncrono do USART, a recepção contínua do PIC é viabilizada através da activação do bit CREN. No receptor deste módulo cujo diagrama de blocos está ilustrado na Figura 3.3, os dados são recebidos no pino do PIC RC7/RX/DT sendo conduzidos através do bloco de recuperação de dados. Este bloco efectua o shift de bits a alta frequência pois opera a x16 da velocidade de transmissão [1].

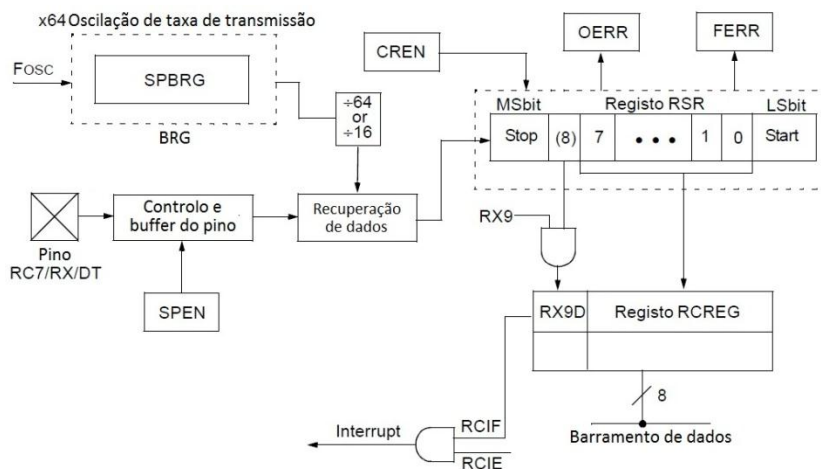


Figura 3.3 Diagrama de blocos do receptor do USART (adaptado de [1]).

O coração do receptor do USART é o registo de recepção série por shift de bits (RSR). Após a verificação do bit de paragem, os dados recebidos no RSR são transferidos para o registo RCRREG. Se a transferência for completa o bit RCIF é activado. Este interrupt pode ser viabilizado ou anulado por

activação ou desactivação do bit RCIE. O bit RCIF é um bit apenas de leitura que é desactivado pelo hardware quando o registo RCREG for totalmente lido e ficar vazio. O RCREG é um registo de duplo buffer, o que permite a recepção de um segundo byte de dados no primeiro buffer assim que o byte anterior for totalmente transferido para o segundo buffer. Após a detecção do bit de paragem de um determinado byte e caso o primeiro buffer do registo RCREG ainda esteja cheio, o bit de erro de sobrecarga OERR é activado o que resulta na perda do byte no RSR. No fim o registo RCREG é lido de forma a retirar o byte na segunda memória de reserva. Se ocorrer a activação do bit de sobrecarga OERR do registo RCSTA representado na Tabela 3.5, as transferências do registo RSR para o RCREG são inibidas e não serão recebidos mais dados. Por esta razão é essencial desactivar o bit OERR por software quando este for activado. Por sua vez o bit de erro de recepção FERR é activado se um bit de paragem for detectado como 0. De notar que o bit RX9 quando activado selecciona a recepção de 9 bits e quando desactivado selecciona a recepção de 8 bits [1].

3.4. Interrupts

O processador PIC16F876A tem 14 fontes de interrupts diferentes que culminam no único nível de interrupt constituinte deste microcontrolador, tal como representado na Tabela 3.2. O registo de controlo de interrupts INTCON grava os pedidos de interrupts individuais em bits marcadores. Este registo contempla também bits de viabilização individuais e globais.

O bit de interrupt global GIE representado na Figura 3.4 viabiliza todos os interrupts quando activado ou anula todos os interrupts quando desactivado. Interrupts individuais podem ser desactivados através dos seus correspondentes bits de viabilização em vários registos. Estes bits de interrupts individuais são definidos independentemente do estado do bit GIE. O bit GIE é desactivado quando se efectua o reset ao PIC [1].

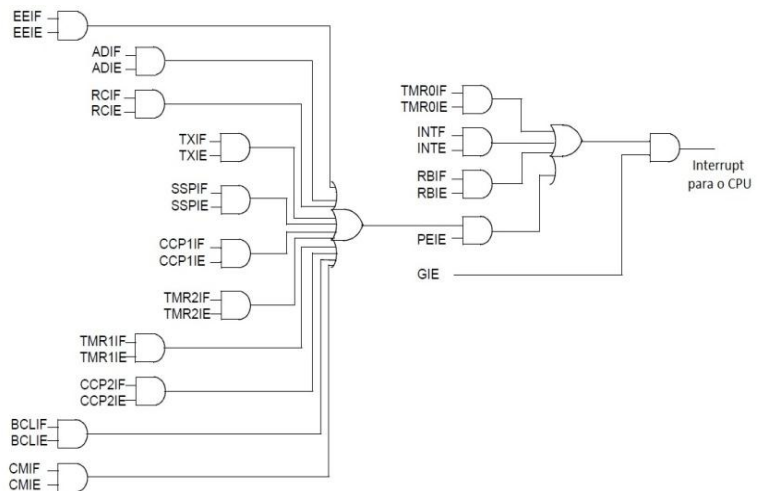


Figura 3.4 Lógica das fontes de interrupts no PIC16F876A (adaptado de [1]).

3.5. Desenvolvimento do sistema de aquisição de sinal

Uma vez que se pretende efectuar a ligação da saída da unidade de coincidências do sistema de coincidências ao microcontrolador através de um cabo coaxial, construiu-se um circuito electrónico básico na placa de desenvolvimento que permitisse a adaptação de um conector BNC fêmea. Este circuito representado na Figura 3.5, recorre à linha de alimentação de 5V e à massa da placa de desenvolvimento, conduzindo o sinal de saída da unidade de coincidências no conector BNC fêmea para o pino RC0 do porto C do PIC. Assim mantém-se sempre o pino RC0 a 5 V. Quando um impulso lógico TTL chega ao conector BNC pelo cabo coaxial, o pino RC0 vai à massa. Este circuito foi

implementado desta forma devido ao facto de nunca se saber que tipo de dispositivo alimenta a entrada do contador isto é, muitas das saídas destes dispositivos não têm capacidade de fornecer corrente. A unidade de coincidências por exemplo, pode não ter capacidade de subir os sinais em tensão e por esta razão colocou-se o pino RCO directamente aos 5V. Desta forma, quando a unidade de coincidências gera um impulso lógico, esta é capaz de baixar o sinal em tensão no pino RCO e consequentemente o PIC pode identificar a sua chegada através do circuito de amostragem.

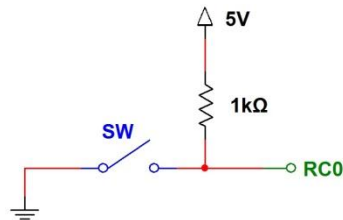


Figura 3.5 Circuito electrónico para adaptação de um conector BNC fêmea. O interruptor SW simula o conector BNC fêmea.

No decorrer da programação do PIC efectuaram-se testes iniciais da unidade contadora e temporizadora na placa de desenvolvimento recorrendo ao uso do software Terminal, que simula a transmissão de dados da interface gráfica para uma porta série no computador. Nestes testes enviaram-se manualmente os comandos de início de aquisição e do próprio tempo de aquisição. Depois de se ter estudado e compreendido todas as necessidades desta unidade desenvolveu-se uma placa exclusivamente com o hardware necessário à aplicação. Ao circuito impresso ACS (*Adaptive Control System*) da NGNS foram soldados o microcontrolador PIC 16F876A, o integrado de controlo da comunicação série RS-232, o cristal de 4MHz, o conversor DC/DC, o soquete DC de alimentação da placa, a ficha de programação da placa, a porta série fêmea RS-232, o conector BNC fêmea, o botão de reset do circuito, três LEDs verdes e os condensadores e resistências importantes ao correcto funcionamento do circuito impresso representado no Anexo 8. No final esta placa foi instalada na caixa metálica representada na Figura 3.6 c) com o painel frontal e traseiro ilustrados na Figura 3.6 a) e b).

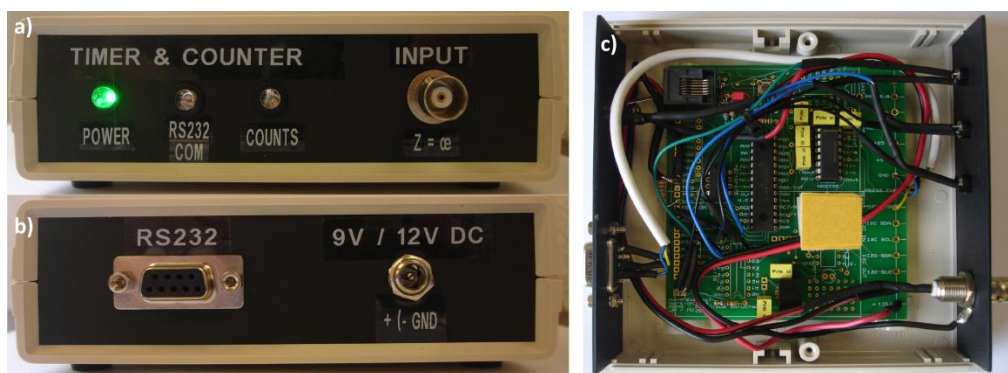


Figura 3.6 a) Painel frontal, b) painel traseiro e c) placa do Timer & Counter.

No painel frontal desta caixa instalou-se o conector BNC correspondente à entrada do contador em conjunto com 3 LEDs verdes: o LED POWER indica se o contador está activo e alimentado, o LED RS232 COM indica se o contador está a enviar valores de contagens pela porta série para o computador e o LED COUNTS dispara cada vez que à entrada do contador for identificado e contado um impulso lógico. Por sua vez no painel traseiro da caixa instalou-se para

além da porta série RS232, o conector DC de alimentação da unidade ao qual se liga o transformador externo.

No sistema de aquisição do PET desenvolvido o controlo de parâmetros como as propriedades da porta série, o tempo de aquisição de contagens e o número de ensaios de contagens a efectuar para a determinação da taxa de coincidências é efectuado através de uma interface gráfica implementada no software MATLAB que envia os dados para o microcontrolador onde estes são processados (fluxo de dados ilustrado pelas setas a verde na Figura 3.7). No sentido inverso, o número de contagens de impulsos lógicos que provêm da unidade de coincidências é enviado do microcontrolador para a interface (fluxo de dados ilustrado pelas setas a vermelho na Figura 3.7).

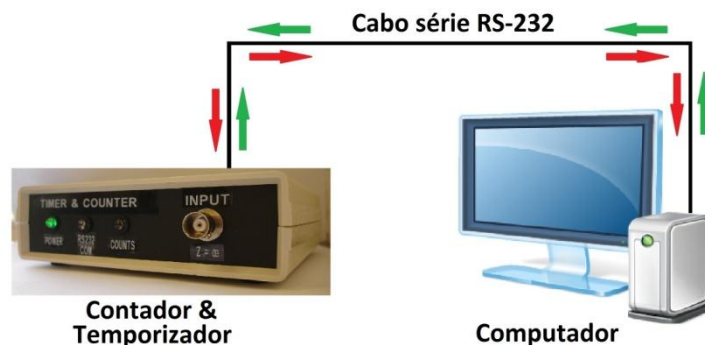


Figura 3.7 Esquema do sistema de aquisição de sinal montado e respectivo fluxo de dados.

Para que a comunicação série entre o PIC e o computador seja simples, eficaz e não apresente qualquer perda de informação, estabeleceu-se uma estratégia de pergunta e resposta entre os dois softwares desenvolvidos. Assim o microcontrolador (slave) apenas enviará informação para o computador (master) após processamento das tarefas que este requisita. De notar ainda que as propriedades de comunicação das portas série do PIC e do computador foram igualmente programadas, pois é apenas perante esta situação de igualdade de propriedades de comunicação que a comunicação série se torna viável.

Antes de se desenvolver o código de software de ambos os dispositivos, estabeleceu-se um padrão de comunicação simples no qual o envio de dados é sempre efectuado em 3 bytes. O primeiro byte transmite o comando correspondente à tarefa que se pretende efectuar. Já o segundo e terceiro byte correspondem respectivamente ao byte mais significativo (MSb) e menos significativo (LSb) de um valor máximo de 65535. Juntamente com o comando do primeiro byte, estes dois bytes servem para enviar o tempo de aquisição de contagens em décimas de segundo ou o número de contagens adquirido. Por fim definiram-se também os comandos a serem transmitidos e recebidos entre o PIC e a interface gráfica implementada no MATLAB:

	Comandos a enviar (1º byte)	Função
Interface gráfica	't', 'a'	't' – envio do tempo de aquisição anexado ao comando e durante o qual se efectuam contagens de impulsos lógicos; 'a' – início da aquisição de contagens no PIC.
PIC	'r', 's', 'e'	'r' – envio das contagens adquiridas no INPUT do PIC para a interface; 's' – envio do tempo de aquisição para a interface apenas para efeitos de teste; 'e' – notificação de erro de comunicação ou má recepção de dados.

Tabela 3.6 Comandos transmitidos e recebidos pela comunicação série entre o computador e o PIC.

De seguida descrevem-se os métodos de programação do PIC e da interface gráfica implementada no MATLAB que permitem o controlo da aquisição de sinal do sistema PET montado.

3.5.1. Programação do microcontrolador PIC

A programação do microcontrolador foi desenvolvida em linguagem de programação C, através do compilador PICC HiTech integrado no software MPLAB ICD. Esta programação foi efectuada com base em bibliotecas de funções e divide-se por dois ficheiros: 'PET start.h' e 'PET start.c'. No primeiro são definidas as variáveis, estruturas e os respectivos tipos de dados que serão usados no 'PET start.c', o qual chama o ficheiro 'PET start.h' no seu início. Este ficheiro contém ainda a configuração dos portos B e C dos pinos do PIC.

Depois de carregado o código para o Timer & Counter e assim que esta unidade seja devidamente alimentada, o PIC automaticamente executa o ficheiro 'PET start.h', seguindo-se o ficheiro 'PET start.c'. Neste o PIC executa todo o código até entrar na função principal do programa, na qual por sua vez, o PIC executa inicialmente a função de inicialização do programa, seguindo-se um ciclo *DO {} While(TRUE)* no qual o PIC se mantém indefinidamente. Apenas quando for a altura de verificar a ocorrência de algum interrupt ou quando for chamada outra função previamente implementada, é que o PIC abandona a função principal. No código desenvolvido e com o intuito de programar a comunicação série, foram implementadas funções que controlam a recepção e transmissão série do Timer & Counter. No final de executar a função de processamento de interrupts ou qualquer uma das funções anteriores, o PIC retorna à linha de código do ciclo da função principal em que se encontrava.

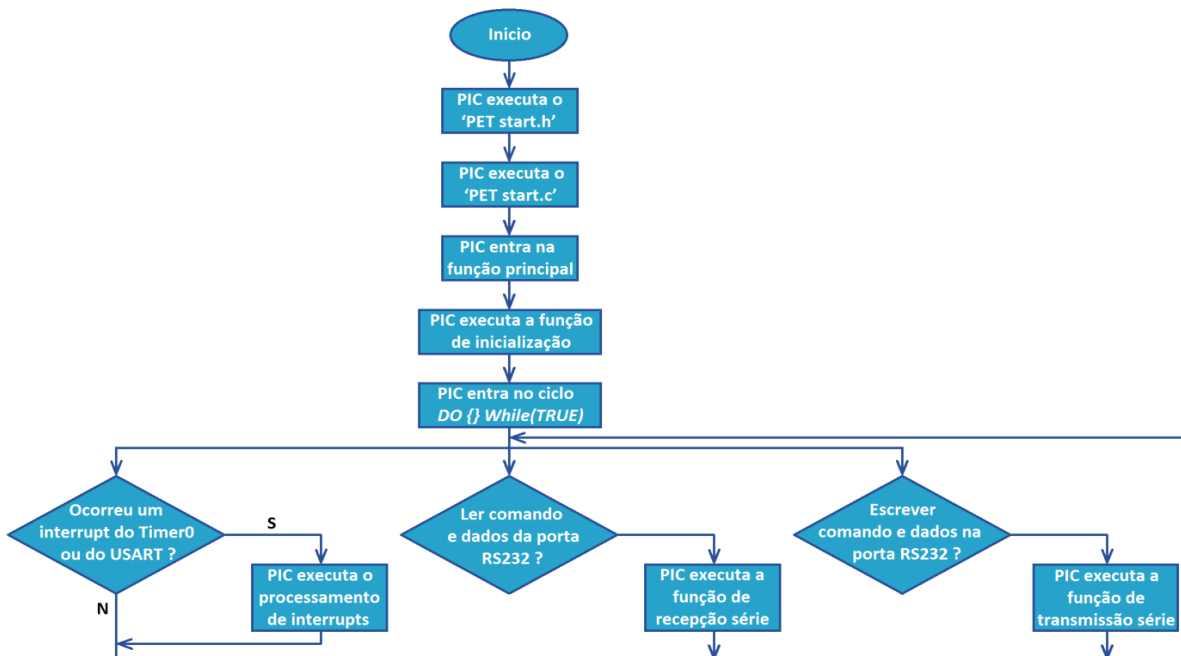


Figura 3.8 Rotina do PIC após ligação do Timer & Counter ao transformador externo.

Assim o ficheiro 'PET start.c' pode dividir-se em quatro partes: função de inicialização, o processamento de interrupts e função principal e as funções de comunicação série RS-232. Nos Apêndices 6 e 7 encontra-se o código completo dos ficheiros 'PET start.h' e 'PET start.c'.

Função de inicialização

Na função de inicialização *void initialise()* não só são activados e viabilizados os módulos, portos e interrupts do PIC, como ainda se limpam e definem variáveis indispensáveis às tarefas a executar nas restantes funções.

Dada a configuração do módulo Timer0 enquanto temporizador, este incrementa uma vez em cada 256 ciclos de instrumentação. Assim o PIC efectua uma iteração do programa a cada 256 μ s, ao fim dos quais ocorre um interrupt. Neste módulo foi ainda viabilizado o interrupt do Timer0 e desactivado o bit TOIF, permitindo que este seja posteriormente activado pelo hardware.

O Timer1 configurado como contador, incrementa no extremo crescente de todos os impulsos lógicos que chegam ao pino RC0/T1OSO/T1CKI do PIC. Para tal foi necessário definir o bit 0 do PORTC como entrada de forma a permitir a recepção dos sinais lógicos TTL provenientes da unidade de coincidências. Os restantes bits do porto C foram também definidos como entradas apenas por uma questão de protecção do PIC pois como estas não impõem sinal, garante-se que não se colocam sinais em pinos onde não se quer. Por activação do bit T1SYNC no Timer1, a entrada dos impulsos lógicos provenientes da unidade coincidências não foi sincronizada com o oscilador interno do PIC. Neste módulo foi ainda viabilizado o interrupt do Timer1 e desactivado o bit TMR1ON, permanecendo o contador desligado no início do programa.

Na programação do PIC definiram-se ainda os bits 0 e 1 do porto B como saídas e os restantes bits como entradas. A configuração dos bits 0,1,2 e 3 no PORTB como saídas permite o uso de quatro LEDs (RB0, RB1, RB2 e RB3) quando ligados aos respectivos pinos do PIC. À excepção do LED indicador da alimentação da placa, os LEDs RB0 e RB1 utilizados no contador construído foram programados para permanecerem desligados no início do programa.

Após configuração dos modos de temporização, limpam-se ou definem-se os valores iniciais das variáveis inteiras criadas no ficheiro 'PET start.h' e usadas no resto do programa. No temporizador definido pelo Timer0, a variável *TO_count* tem um papel crucial na medida em que no início do programa toma valor nulo para posteriormente poder ser incrementada a cada 0,256ms. Como veremos, entre a função principal e o processamento de interrupts a variável de estado *aquisitionStatus* define o estado actual da aquisição de contagens no contador. Inicialmente definida como zero, esta variável pode ainda ter outros três valores de estado: o valor de estado 1 ("START"), 2 ("RUN") e 3 ("END") são indicadores respectivamente do início, do decorrer e do fim da aquisição de contagens de coincidências. A variável auxiliar *startFlag*, inicialmente limpa, estabelece o início da aquisição de contagens de coincidências por atribuição do valor 1 à variável de estado *aquisitionStatus* como veremos posteriormente. A variável *aquisitionData* de 16 bits inicialmente limpa, efectua a leitura e guarda o número de contagens obtido pelo Timer1. As variáveis *cmd* e *data* inicialmente limpas, são variáveis importantes na função de recepção da comunicação série como veremos posteriormente. Por fim, a variável *t_aquisicao* contém o tempo de aquisição durante o qual se dá a aquisição de contagens de coincidências por parte do PIC. Apesar de este tempo de aquisição ser predefinido pelo utilizador na interface gráfica desenvolvida em MATLAB, no PIC a variável *t_aquisicao* toma inicialmente o valor padrão de 3906 interrupts. Este valor corresponde a um tempo

de aquisição padrão de um segundo e foi calculado com base no facto de o temporizador do PIC incrementar a cada 0,256 ms.

No ficheiro 'PET start.h' definiu-se ainda a estrutura de dados *Srs232* no banco 1 de memória do PIC, para não correr o risco de o banco 0 ficar cheio. A estrutura anterior é chamada pela variável *rs232* e permite o armazenamento dos dados recebidos pelo receptor do módulo USART. Nesta estrutura identificam-se três variáveis. A variável *rs232.timer* inicialmente limpa, é uma variável de temporização da recepção de dados baseada no módulo Timer0 e como tal, incrementa igualmente a cada 0,256 ms. O vector *rs232.data[]* pode armazenar até 10 bytes de dados e a variável *rs232.dataCounter* inicialmente limpa, indica o número de bytes guardados neste vector.

O módulo USART do PIC foi configurado para o modo assíncrono (*full-duplex*) através da desactivação do bit SYNC. No início do programa a transmissão não é requerida pelo que se desactivou o bit TXEN. Neste modo apenas nos interessa uma transmissão de 8 bits, pelo que se desactivou também o bit TX9. Por outro lado e através da activação do bit CREN, programou-se o PIC para um estado de recepção contínua de dados assim que se inicia o programa. De novo pretende-se um modo de recepção de 8 bits pelo que se desactivou o bit RX9. A activação do bit SPEN permite a configuração dos pinos RC6/TX/TK e RC7/RX/DT como pinos de porta série do módulo USART, correspondendo assim aos pinos de transmissão e recepção respectivamente.

Dada a *Fosc* de 4 MHz do cristal do PIC e por observação das tabelas no Anexo 7 conclui-se que o uso de BRGH = 1 é mais vantajoso na medida em que para a taxa de transmissão desejada de 9600 bps (bits por segundo) o erro desta é menor e assim o valor inteiro mais próximo do registo SPBRG para as condições anteriores é 25.

Neste módulo foi ainda viabilizado o interrupt de recepção de dados e desactivado o bit RCIF, permitindo posteriormente a identificação de uma nova recepção de dados.

Por fim viabilizaram-se todos os interrupts do PIC com a activação do bit GIE.

Processamento de interrupts

Nesta função verificam-se quais os interrupts que foram activados pelo PIC durante o processamento. Para o desenvolvimento da unidade contadora e temporizadora apenas interessam os interrupts dos módulos Timer0 e USART.

Como anteriormente referido, o interrupt do Timer0 ocorre a cada 0,256 ms. Após a verificação da activação do bit TOIF segue-se a sua desactivação, o incremento unitário das variáveis temporizadoras *TO_count* e *rs232.timer*, e ainda a desactivação do LED RB0 correspondente ao LED RS232 COM no painel frontal da unidade contadora e temporizadora. Neste momento se o PIC estiver na fase inicial de aquisição de contagens de coincidências, limpam-se os registos TMR1H e TMR1L e inicia-se a aquisição das mesmas com a activação do módulo do Timer1. A variável *TO_count* é igualmente limpa, iniciando-se assim de novo a temporização da aquisição de contagens. No caso de o PIC se encontrar no decorrer da aquisição de contagens de coincidências e de o tempo de aquisição predefinido pelo utilizador ser ultrapassado, o módulo Timer1 é desactivado e o PIC passa

ao estado de finalização da aquisição das contagens. Este procedimento encontra-se representado no fluxograma seguinte.

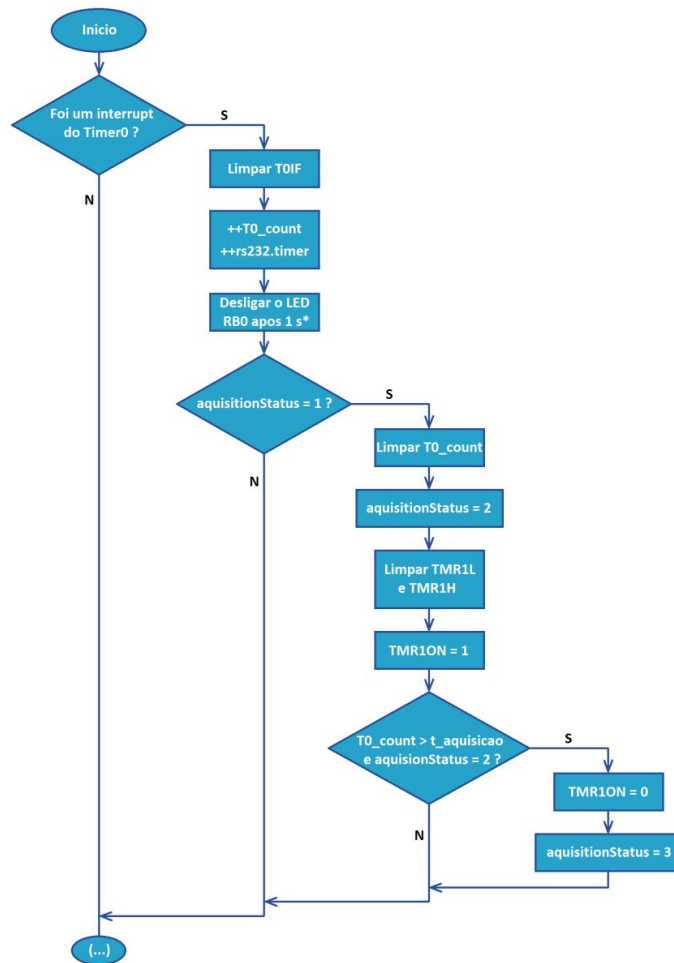


Figura 3.9 Fluxograma representativo do processamento do interrupt do Timer0. *Caso o tempo de aquisição seja inferior a 1 s, o LED RBO desliga-se passado o tempo de aquisição.

De notar que a programação do contador por incremento dos registos de 8 bits TMR1H e TMR1L do Timer1, limita a aquisição de contagens num determinado período de tempo ao número 65535. Este valor de contagens de coincidências é mais que suficiente para representar a localização de um fantoma numa dada projecção no sistema PET final.

No caso de se verificar a transferência completa de dados do registo RSR para o registo RCREG, desactiva-se o bit RCIF para que uma nova recepção de dados possa posteriormente ser identificada e processada. Se o valor da variável temporizadora *rs232.timer* exceder os 10 interrupts máximos de espera predefinidos, a variável com o número de bytes guardados é limpa, recebendo-se agora um novo comando e respectivo valor numérico. Após esta condição e dada a recepção de um byte de dados pelo registo RCREG, o temporizador *rs232.timer* é reiniciado e o byte é guardado no vector *rs232.data[]* na posição seguinte ao número de bytes guardados até ao momento. No caso desta posição seguinte ser inferior às 10 posições máximas do vector *rs232.data[]*, garante-se que a gravação do byte actual será efectuada numa posição do vector acima da posição anterior. O fluxograma seguinte resume este procedimento.

todas inteiras e qualquer valor decimal é automaticamente arredondado. Esta precisão de tempo é mais que suficiente para definir os tempos de aquisição de contagens numa dada projecção no sistema PET final.

Por exemplo, quando o utilizador pretende enviar um tempo de aquisição de contagens de 1 s para a projecção actual dos detectores, a interface gráfica envia os caracteres 't', '0' e '10' para o PIC. Assim que estes 3 bytes forem lidos, o valor do tempo de aquisição é convertido em interrupts – unidade de temporização do PIC (módulo Timer0). A multiplicação do valor 10 transmitido no MSb e LSb pelo factor de conversão aproximado de 390 deve-se ao facto de o valor recebido ter de ser novamente dividido por 10 e de um interrupt ocorrer a cada 0,256 ms. De notar que a recepção deste comando resulta no envio de volta do valor do tempo de aquisição associado a um outro qualquer comando, para que a interface gráfica acuse o correcto envio do mesmo ao PIC. Para o PIC iniciar a aquisição de contagens de coincidências é necessário o envio de um comando específico da interface, correspondente ao carácter 'a' e que resulta na activação da variável auxiliar *startFlag*. Neste caso o valor numérico anexado ao comando é ignorado. Caso o programa receba um comando 't' com um valor de aquisição nulo ou receba um comando diferente de 'a' ou 't', o PIC envia para a interface um comando 'e' notificando um erro de comunicação ou má recepção de dados. O fluxograma da Figura 3.11. resume este procedimento.

Segue-se então a execução de determinadas tarefas conforme o estado de aquisição de contagens do PIC. Caso a variável *startFlag* esteja activa, o PIC passa ao estado inicial de aquisição de contagens. Na situação em que o PIC se encontra no decorrer da aquisição de contagens, assim que um impulso lógico proveniente da unidade de coincidências for identificado no porto RC0, o LED RB1 correspondente ao LED COUNTS no painel frontal do contador dispara. No caso do PIC se encontrar no estado final da aquisição de contagens, as variáveis *startFlag* e *aquisiionStatus* tornam-se nulas, e a variável *aquisiionData* após tomar o valor do número de contagens adquiridas proveniente da operação de shift entre os registos TMR1L e TMR1H, é enviada com o comando 'r' para o MATLAB para posterior processamento. No final a variável *aquisiionData* toma também valor nulo. O fluxograma seguinte resume este procedimento.

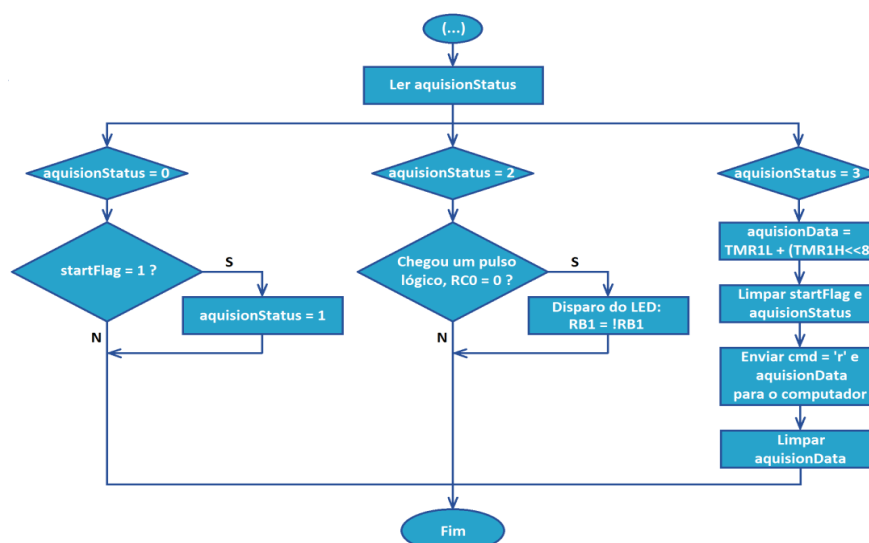


Figura 3.12 Fluxograma representativo das restantes tarefas efectuadas na função principal (continuação da Figura 3.11).

Comunicação série RS-232

O código para a implementação das funções de recepção e transmissão é composto por duas funções: *RS232_Read* e *RS232_Write* representadas respectivamente nas Figuras 3.13 e 3.14.

A primeira efectua a leitura dos dados que chegam à porta série guardando-os nos apontadores *cmd* e *data*. No caso de o valor da variável temporizadora *rs232.timer* exceder os 10 interrupts máximos de espera predefinidos e o número de bytes guardados for maior ou igual que três, reúnem-se as condições necessárias que garantem a chegada dos 3 bytes de dados transmitidos ao PIC, podendo então proceder-se à sua leitura a partir do vector *rs232.data[]*. A variável *cmd* indicadora do comando da tarefa a executar pelo PIC toma o valor do primeiro byte enquanto a variável *data* de 16 bits que contém a informação numérica associada ao comando anterior, toma o valor da operação shift efectuada entre o MSb e o Lsb. Caso a primeira condição anterior se verifique e o número de bytes guardados não seja nulo mas inferior a três, a variável *data* toma valor nulo pois não chegaram os três bytes requeridos para se considerar uma transmissão de dados válida. Em qualquer um dos casos o número de bytes guardados é tornado nulo no final. No caso de a variável *rs232.timer* ser inferior aos 10 interrupts máximos de espera ou o número de bytes guardados ser nulo, as variáveis *cmd* e *data* tomam ambas valor nulo pois ainda não é altura de ler dados.

Na função de escrita *RS232_Write* desactiva-se inicialmente a recepção do USART e activa-se a transmissão deste módulo. Assim que o registo TSR estiver cheio e depois de efectuada a operação contrária ao shift com o objectivo de separar o valor numérico na variável *data* de 16 bits em dois bytes, efectua-se o envio de três bytes para a porta série, respectivamente a variável de comando em primeiro e depois o MSb e Lsb resultantes da operação

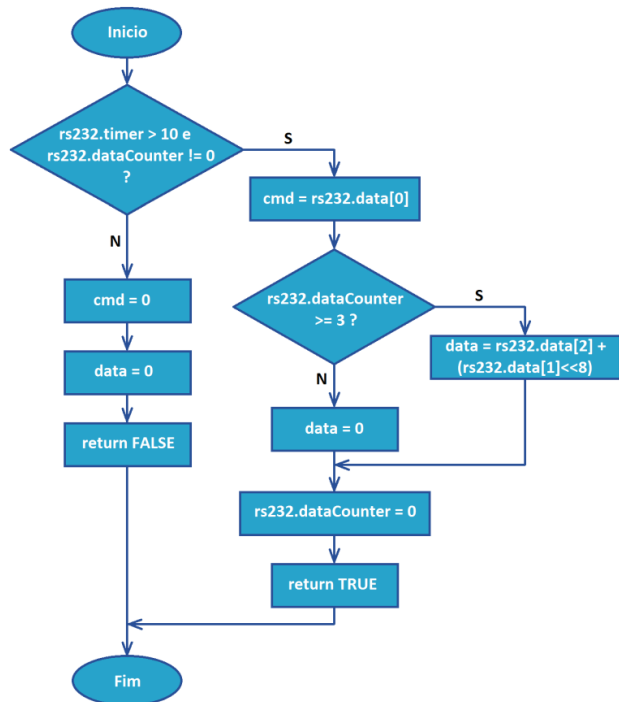


Figura 3.13 Fluxograma representativo da função de recepção série.

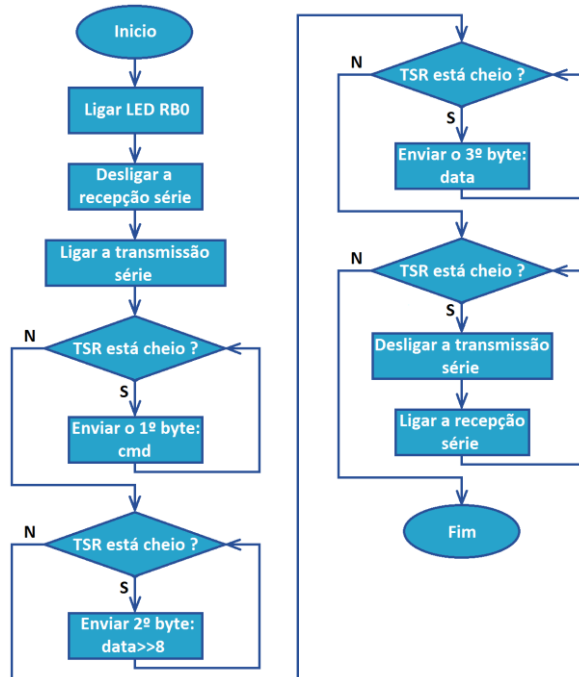


Figura 3.14 Fluxograma representativo da função de transmissão série.

anterior. Por fim e depois de todos os dados terem sido enviados, desactiva-se a transmissão e volta-se a activar a recepção.

De notar que sempre que se verifique a transmissão dos 3 bytes de informação para o computador, a função de escrita está programada para disparar o LED RBO correspondente ao LED RS232 COM no painel frontal do contador.

3.5.2. Programação da interface gráfica em MATLAB

Finalizada a construção da unidade contadora e temporizadora, pretende-se agora que o utilizador possa controlar por computador o sistema de aquisição de sinal do PET, mais precisamente controlar o tempo de aquisição de contagens e o número de ensaios a efectuar numa determinada projecção dos detectores. Uma vez que é apenas no Volume II que se programam os motores do sistema de posicionamento e rotação dos detectores do sistema PET, decidiu-se deixar para esse projecto a construção da imagem PET, implementando-se no projecto actual uma interface gráfica do utilizador (GUI) simplificada e sem essa capacidade. Assim desenvolveu-se uma GUI de carácter temporário em software MATLAB para que posteriormente seja possível a integração desta no software já desenvolvido no Volume IV e no software a desenvolver no Volume II.

A programação da GUI encontra-se dividida em dois ficheiros. Enquanto o 'PET_interface.fig' contém a estrutura gráfica da interface, o ficheiro principal 'PET_interface.m' contempla todo o código programado. No Apêndice 8 encontra-se o código completo dos ficheiros anteriores.

No final a GUI foi empacotada num ficheiro executável autónomo para que o programa possa ser usado em qualquer computador sem o software MATLAB instalado.

Interface Gráfica do utilizador (GUI)

A GUI desenvolvida constitui uma plataforma básica dividida em separadores e de fácil interacção, tal como se pode denotar a partir das Figuras 3.15, 3.16 e 3.17.

Depois de abrir o ficheiro executável, o utilizador depara-se com o separador 'About', o qual inclui alguma informação sobre a definição de tempos de aquisição.



Figura 3.15 Separador de abertura da GUI com informação sobre o tempo de aquisição – separador 'About'.

A janela principal da interface situa-se no separador 'Acquisition' ilustrado na figura seguinte.

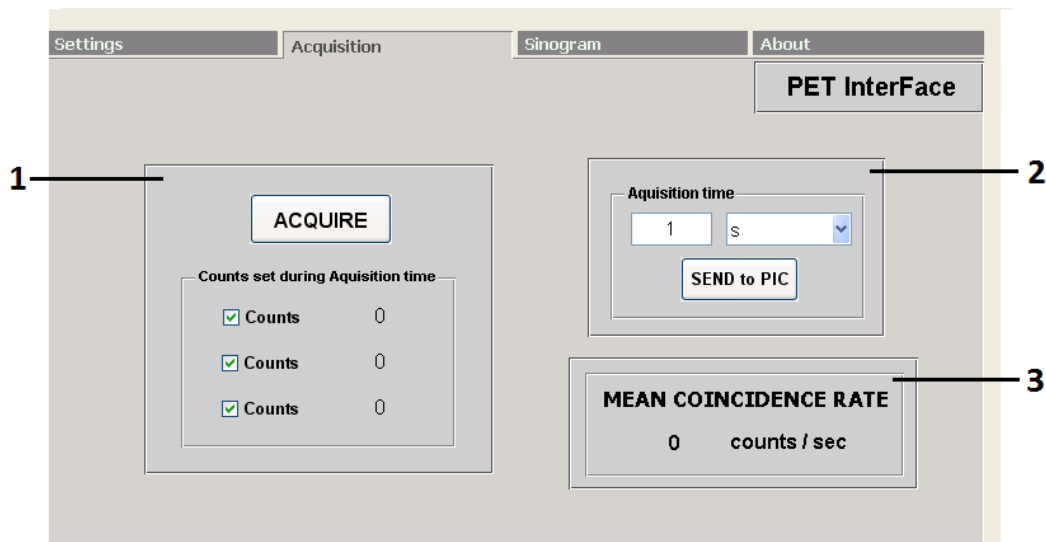


Figura 3.16 Janela de aquisição de contagens de coincidências do software – separador inicial da interface ‘Acquisition’.

Do lado esquerdo deste painel e representada pelo número 1, situa-se a secção da aquisição de contagens de coincidências. Neste sub-painel encontram-se o botão ACQUIRE responsável pelo início da aquisição de contagens e por baixo deste, um outro painel de fundo preto que permite escolher quantos conjuntos de aquisições se pretendem efectuar após o início da aquisição de contagens. Cada um destes ensaios é obviamente efectuado no período de tempo de aquisição previamente predefinido pelo que quantos mais ensaios forem seleccionados, mais tempo demorará a aquisição para uma determinada projecção. Por defeito a interface efectua três ensaios de aquisições de contagens, embora o utilizador possa escolher quantos ensaios pretende efectuar. No final da aquisição os valores de contagens de coincidências de cada ensaio são mostrados nas caixas estáticas que se encontram inicialmente a zero.

Do lado direito do painel da Figura 3.16 e representado pelo número 2, situa-se a secção de configuração do tempo de aquisição de cada ensaio. Neste sub-painel é possível definir um tempo de aquisição entre os 100 ms e os 6553.5 s com uma precisão de décimas de segundo. Esta limitação resulta da imposição do envio do tempo de aquisição dividido em dois bytes através de uma operação de shift e com uma precisão de décimas de segundo, na programação desenvolvida. De notar que no caso de a unidade temporal seleccionada ser milisegundos, todos os valores que abaixo dos 1000 ms não correspondam a centenas certas serão aproximados a tal sendo o utilizador avisado de tal facto. Neste campo teve-se ainda em conta a protecção habitual na inserção de dados, permitindo-se apenas a inserção de valores inteiros ou decimais superiores a zero o que torna a interface mais robusta. Depois da escolha do tempo de aquisição basta clicar no botão SEND to PIC para enviar este tempo para o PIC. Representado pelo número 3 encontra-se ainda um painel que mostra a taxa de contagens de coincidências média em contagens por segundo e para o número total de ensaios seleccionados.

Após selecção do separador ‘Settings’, o utilizador depara-se com a janela de configuração das propriedades de comunicação série da porta série do computador, ilustrada na Figura 3.17.

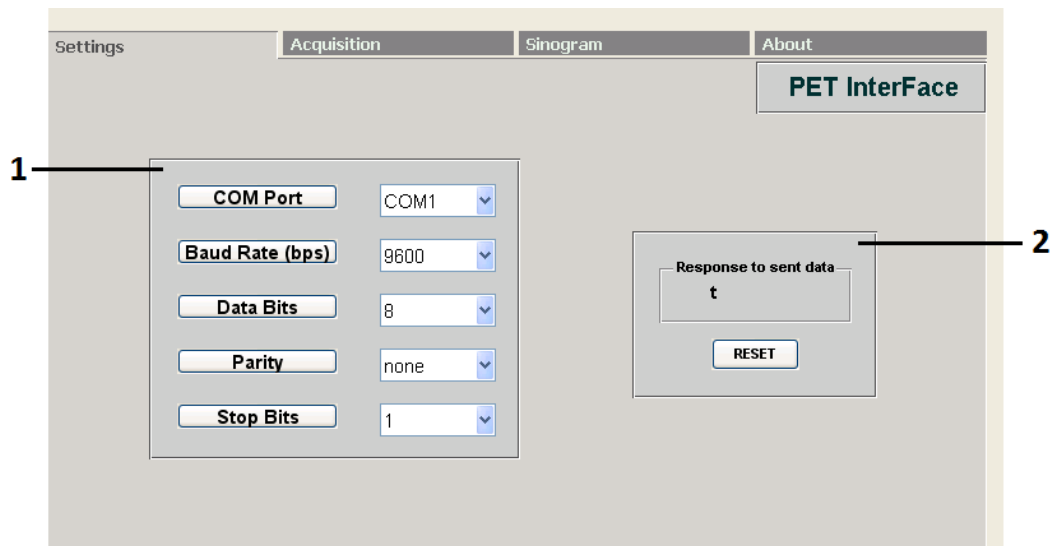


Figura 3.17 Janela de configuração da comunicação série do software – separador ‘Settings’.

Do lado esquerdo deste painel e representada pelo número 1, situa-se a secção com as principais propriedades da comunicação série RS-232. Apesar de ser possível a alteração destas propriedades, os valores por defeito apresentados na Figura 3.17 não devem nunca ser alterados pois o módulo USART do PIC foi configurado exactamente pelos mesmos critérios e como anteriormente referido, a diferença numa destas propriedade entre as portas série do PIC e do computador inviabiliza a comunicação entre ambos. No sub-painel do lado direito desta janela e representado pelo número 2, situa-se uma caixa indicadora do valor numérico do tempo de aquisição actual do PIC e que é transmitido pelo mesmo através dos dois bytes MSb e LSb. De notar que esta caixa não passou de uma ferramenta útil de teste da comunicação entre plataformas durante a programação da GUI. Ainda nesta secção, implementou-se um botão RESET que permite no decorrer do programa limpar e anular todas as variáveis e propriedades de comunicação até então modificadas, regressando a interface à sua situação inicial e condições por defeito.

Programação em MATLAB

A GUI desenvolvida e restante programação efectuada em MATLAB resume-se quase sempre à comunicação série com o PIC. Assim iremos apenas centrar-nos neste protocolo de comunicação e nas suas propriedades. Para tal consideremos o exemplo da primeira comunicação série efectuada entre o computador e o PIC na função de abertura da GUI, *PET_Interface_OpeningFcn()*.

Ao iniciar-se o ficheiro executável, a interface envia para o PIC um tempo de aquisição de contagens de coincidências de 1 s, mais precisamente envia um comando ‘t’ seguido dos dois bytes ‘0’ e ‘10’ dada a política adoptada de transmissão do tempo de aquisição com uma precisão de décimas de segundo. Para tal é necessário configurar uma sessão de comunicação da porta série.

Primeiramente e após limpeza dos objectos de controlo das portas série existentes no espaço de trabalho do MATLAB através da instrução *instrfind*, um novo objecto de controlo da porta série *s* é criado para uma porta série específica através da função *serial()*. Para se determinar qual a porta série disponível no hardware, recorreu-se à instrução *instrhwinfo* que mostra informação sobre o hardware disponível. De seguida configuram-se as principais propriedades associadas à comunicação entre portas série por atribuição de valores às mesmas através da função *set()*. De todas as

propriedades de comunicação série existentes, grande parte não necessita de ser definida pois os seus valores por defeito cumprem os requisitos da comunicação série configurada entre dispositivos.

Desta forma definiram-se apenas propriedades como a taxa à qual os bits são transmitidos – *BaudRate*, o número de bits de dados a transmitir – *DataBits*, o tipo de paridade – *Parity*, o número de bits usados para indicar o fim do byte – *StopBits* e ainda o modo de leitura assíncrona a usar pelo objecto da porta série – *ReadAsyncMode*. Tal como programado anteriormente no PIC, definiu-se uma transmissão de 8 bits sem paridade e com 1 bit de paragem a uma taxa de 9600 bps. Configurou-se ainda o objecto de controlo da porta série *s* para efectuar uma leitura assíncrona contínua. Estabelecida a ligação deste objecto *s* ao PIC através da função *fopen()*, procede-se então à escrita assíncrona de dados binários para o PIC através da função *fwrite()*. Neste caso enviam-se os caracteres '116', '0' e '10' que correspondem respectivamente ao comando 't' e ao valor numérico 10, sendo estes três bytes guardados no vector *rs232.data[]* no PIC como anteriormente discutido. De forma a verificar a correcta recepção dos caracteres pelo PIC, efectuou-se a leitura de dados do mesmo através da

função *fread()*. Esta resposta contempla o envio de volta do tempo de aquisição anteriormente enviado ao PIC, valor este guardado na variável *out*. Uma vez que a propriedade *ReadAsyncMode* está definida para 'continuous', os dados são enviados assincronamente para o buffer de entrada do objecto *s* assim que forem disponibilizados pelo PIC. Não sendo mais necessário o objecto de controlo da porta série *s*, termina-se a ligação deste com o PIC através da função *fclose()* e remove-se o mesmo da memória pela função *delete()*. Por fim, o objecto *s* é ainda removido do espaço de trabalho do MATLAB através da função *clear()*. De notar que todo este procedimento discutido e representado no fluxograma da Figura 3.18, é executado enquanto o valor da variável *out* não for igual ao tempo de aquisição de 1 s enviado de volta pelo PIC.

Após a selecção do separador 'Acquisition', o utilizador pode querer definir um tempo de aquisição diferente de 1 s recorrendo para tal ao botão SEND to PIC e assim à função *botao_enviar_Callback()*. Antes do envio do tempo de aquisição multiplicado por 10 para o PIC na variável *t_aquisicao1*, este tempo sofre ainda duas validações para além da validação de dados já efectuada no momento em que se inserem valores na caixa de texto do tempo de aquisição. A primeira validação visa que o tempo de aquisição introduzido tem de ser superior a 100 ms pois uma vez que se programou a transmissão do tempo de aquisição com uma precisão de décimas de

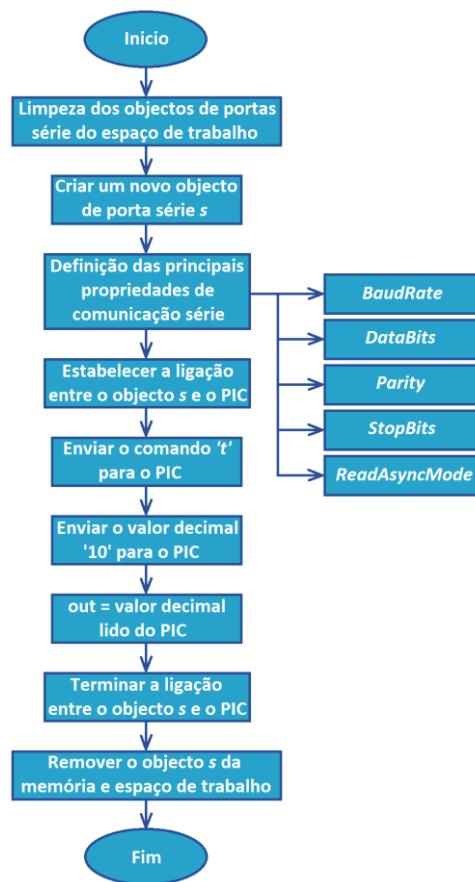


Figura 3.18 Fluxograma esquemático do protocolo de comunicação série entre o computador e o PIC.

segundo entre o computador e o PIC, o tempo correspondente aos caracteres '0' e '1' na variável *t_aquisicao1* corresponde também ao valor unitário mínimo possível de transmissão em dois bytes. Em segundo lugar e pela mesma razão anterior, o tempo de aquisição introduzido tem de ser inferior a 6553.5 s (~109 minutos) pois a transmissão deste valor através dos caracteres 'y' e 'ÿ' (255 e 255 em notação decimal), corresponde ao máximo valor possível de 65535 a transmitir em dois bytes após uma operação de shift. De notar que ainda antes de se iniciar o protocolo de comunicação série, valores de tempo de aquisição inferiores a 1000 ms são arredondados às centenas de milissegundos. Por sua vez valores superiores a 1 s são igualmente arredondados às décimas de segundo. Após todas estas validações e aproximações, garantem-se as condições para correr o protocolo de comunicação e assim enviar o tempo de aquisição para o PIC. O procedimento para tal é em tudo igual ao caso já discutido, à excepção dos dois bytes enviados correspondentes ao valor numérico. Na função de abertura o envio do valor numérico 10 pode ser efectuado simplesmente através do LSb. Neste caso e uma vez que o valor a enviar pode ir até 65535, é necessário dividir de alguma forma este número para ser enviado nos 2 bytes. Tal como efectuado na programação do PIC, tem de se efectuar uma operação contrária à do shift entre o MSb e o LSb, distribuindo-se o valor numérico nestes dois bytes. Neste caso em vez de se escrever o MSb '0' e depois o valor numérico no LSb, o valor numérico é escrito numa matriz de dois caracteres onde cada um ocupa um byte. Enquanto a posição 2 da matriz (LSb) toma o valor do byte à direita do tempo de aquisição através da função *bitand()*, a posição 1 (MSb) toma o valor do byte à esquerda recorrendo à mudança do mesmo para a direita em 8 bits pela função *bitshift()* e posterior obtenção do byte novamente pela função *bitand()*. Na leitura dos dados do objecto da porta série s efectua-se o procedimento contrário isto é, o valor numérico é obtido por uma operação de shift entre o MSb e o LSb.

Após a definição do tempo de aquisição de contagens de coincidências resta apenas ao utilizador iniciar o ensaio, o que é efectuado pela função *botao_ensaio_Callback()* recorrendo ao botão ACQUIRE. Nesta função podem efectuar-se um, dois ou mesmo três protocolos de comunicação série. Cada ensaio segue de igual forma o protocolo de comunicação descrito anteriormente, embora neste caso se tenha de ter em conta a propriedade da comunicação série que regula o tempo de espera para que se complete uma operação de leitura ou escrita - *Timeout*. Esta propriedade tem um valor por defeito de 10 segundos. Nas funções anteriores este tempo de espera é mais que suficiente na medida em que a uma taxa de 9600 bps, o envio de 3 bytes de 10 bits cada (incluindo o bit de início e de paragem) significa um tempo de envio de 3.125 ms. Agora, uma vez que cada ensaio tem a duração do tempo de aquisição e que este pode tomar valores maiores ou iguais a 10 s, a propriedade *Timeout* tem de ser redefinida para um tempo de espera igual ao tempo de aquisição somado do seu valor por defeito de 10 s.

Nesta função o envio para o PIC do comando 'a' resulta no início dos ensaios de aquisição de contagens. Após o envio deste comando nada mais é necessário escrever no objecto s. Finalmente cada valor obtido de contagens de coincidências é representado à frente das caixas de ensaios

seleccionadas. Após a conclusão do último ensaio deste conjunto, calcula-se a taxa de coincidências média indicando-a no sub-painel intitulado MEAN COINCIDENCE RATE em contagens por segundo.

3.6. Caracterização do contador

Como referido anteriormente, à saída da unidade de coincidências são gerados impulsos lógicos TTL positivos de 5 V com uma largura de 500 ns. Finalizada a construção do contador, efectuou-se a caracterização deste pelo estudo da sua capacidade de contagem de impulsos lógicos TTL de diversas larguras e periodicidades, simulados com um gerador de funções BK PRECISION 4017A de 10 MHz, e pela comparação com uma unidade contadora e temporizadora NIM modelo 996 da ORTEC.

Primeiramente adaptou-se à saída OUTPUT do gerador de funções um T, a partir do qual se efectuou a ligação ao INPUT do Timer & Counter e ao POS IN da unidade NIM através de dois cabos coaxiais RG-58C/U de 0.91 m. Estes foram terminados pela sua impedância característica por acoplamento de terminadores de 50 Ω pois o pino RCO do PIC é de alta impedância ($Z_{in} \approx \infty$) dado o facto de ter sido definido como entrada, e a entrada da unidade NIM tem uma impedância de 1000 Ω . Após a configuração de ondas quadradas positivas com uma amplitude de 4,6 V no gerador de funções e recorrendo à interface desenvolvida em MATLAB, seguiu-se um conjunto de aquisições de contagens em ambas as unidades onde se fez variar a frequência dos impulsos. Para que ambas as unidades iniciassem a aquisição de contagens exactamente ao mesmo tempo, foi necessário recorrer à função de atenuação do sinal de saída do OUTPUT no gerador de funções. Depois de o sinal estar atenuado e de ambas as unidades estarem em período de contagem, procedeu-se manualmente à aquisição de contagens por remoção da atenuação seguida de nova atenuação do sinal de saída, de forma a garantir condições iguais de contagem em ambas as unidades.

Assim e tendo em conta o limite máximo de 65535 contagens permitido pelo contador, efectuaram-se aquisições de ondas quadradas positivas numa gama de frequências entre 500 Hz e 650 kHz. Uma vez que a taxa de repetição num gerador de funções depende da largura de impulso, não foi possível definir larguras de 500 ns para frequências baixas. Apenas nas frequências altas foi possível simular ondas quadradas com a mesma largura dos impulsos lógicos à saída da unidade de coincidências. Neste processo o tempo de aquisição cronometrado manualmente num cronómetro da QUANTUM, variou inicialmente nas dezenas de segundos. Para frequências mais elevadas foram evidentemente necessários tempos de aquisição da ordem das décimas de segundos.

De seguida efectuou-se a ligação da saída TTL/CMOS do gerador de funções ao INPUT do contador através de um dos cabos anteriores, o qual foi igualmente terminado na sua impedância por um terminador de 50 Ω . Após a configuração de impulsos lógicos TTL com uma amplitude de 4,5V no gerador de funções seguiu-se um conjunto de aquisições de contagens constituídas por três ensaios, onde se fez variar a largura dos impulsos.

Assim e para as frequências que permitiram a definição das larguras de impulso pretendidas, efectuaram-se ensaios de contagens por variação desta característica do sinal entre os 5 μ s e os \sim 15

ns mínimos possíveis de gerar, e a partir dos quais se deixa de identificar o sinal no osciloscópio Tektronix. Nestes ensaios o tempo de aquisição variou em valores inferiores a 1 s.

3.6.1. Resultados e discussão

Por programação de um microcontrolador PIC foi assim possível construir uma unidade contadora de 65535 incrementos e temporizadora entre os 100 ns e os 6553,5 s. Estes valores de contagens e tempo de aquisição são mais que suficientes para esta unidade servir convenientemente os propósitos do sistema PET final numa dada projecção dos detectores, razão pela qual pode ser integrada no mesmo.

No que diz respeito à caracterização da unidade desenvolvida, os valores de contagens resultantes do primeiro conjunto de ensaios efectuados e nos quais se fez variar a periodicidade dos impulsos nas duas unidades, foram os seguintes:

Tempo de aquisição (s)	Largura de impulso (ns)	Frequência do sinal (kHz)	Contagens na unidade Timer & Counter	Contagens na unidade NIM ORTEC
111	1,5x10 ⁶	0,5	55483	55483
64	753000	1	64210	64211
21	251000	3	64511	64512
6	75000	10	61904	61905
1,4	21500	50	62507	62508
0,25	980	100	11016	11017
0,15	500	250	12762	12763
0,18	500	500	24316	24317
0,15	500	600	36377	36380
0,15	500	650	31342	31344

Tabela 3.7 Ensaios de aquisições de contagens por variação da frequência dos impulsos.

Pela tabela anterior verifica-se que a unidade contadora e temporizadora desenvolvida efectua uma aquisição de impulsos lógicos equivalente à unidade NIM ORTEC, diferenciando estas quase sempre numa contagem. Uma vez que o Timer1 do PIC incrementa no extremo crescente do sinal constituído por ondas quadradas positivas, basta que o contador da unidade NIM incremente no extremo decrescente do sinal para se verificar a diferença entre contagens obtida. Para frequências elevadas bastante acima das quais o sistema de coincidências do PET foi dimensionado, e embora o Timer & Counter tenha capacidade para efectuar contagens com esta taxa de repetição, é possível existir algum atraso na execução do código ou mesmo algum problema no disparo (*trigger*) do Timer1 do PIC, como por exemplo o facto de este ser relativamente retardado.

De notar que a cronometração manual do tempo de aquisição nesta experiência, não permite verificar a ideal igualdade entre o número de contagens de ondas quadradas num segundo e a correspondente frequência do sinal. Desta forma apenas é possível concluir o seu correcto funcionamento por comparação dos respectivos resultados obtidos com os da unidade NIM.

Por sua vez, o teste da unidade desenvolvida por variação da largura de impulsos TTL na sua entrada resultou nos seguintes valores de contagens na unidade Timer & Counter:

Tempo de aquisição (s)	Largura de impulso (ns)	Frequência do sinal (kHz)	Contagens (3 ensaios)		
1	5000	65	64913	64913	64912
1	2500	65	64921	64921	64922
0,8	1250	80	63939	63939	63939

0,5	625	128,2	64090	64089	64089
0,4	500	155	61981	61981	61982
0,2	250	262,5	52491	52493	52492
0,1	125	390	39054	39052	39054
0,1	63	490,3	49129	49128	49127
0,1	30	561,5	56249	56249	56250
0,1	~15*	591,3	59124	59132	59127

Tabela 3.8 Ensaios de aquisições de contagens por variação da largura de impulso. *Impulso deformado.

Por verificação da tabela anterior e exceptuando para a largura de impulso de ~15 ns, pode-se concluir que o Timer & Counter mantém o seu número de contagens praticamente constante com a repetição de ensaios. A diferença de uma contagem entre ensaios pode ser explicada com base na possibilidade do disparo do Timer1 do PIC ser relativamente retardado, o que em conjunto com o tempo perdido (na ordem dos poucos ms) entre a finalização de um ensaio e o início do ensaio seguinte, pode levar ao início de um novo ensaio num ponto temporal mais à frente ou mais atrás do início do ensaio anterior isto é, num ciclo posterior ou antecedente ao ciclo anterior. Esta situação pode assim consequentemente implicar a contagem de um impulso lógico a mais ou a menos que o ensaio anterior.

De notar que os impulsos TTL gerados com uma largura de ~15 ns apresentavam-se extremamente deformados, constituindo impulsos em forma de onda, resultado da incapacidade do gerador de funções em gerar impulsos TTL a uma frequência elevada e de baixas larguras de impulso.

Pela Tabela 3.8 verifica-se ainda que os valores das contagens num dado conjunto de três ensaios não correspondem exactamente à frequência do sinal que lhes deu origem. Dada a resolução do gerador de 0,01 kHz para frequências até aos 80 kHz e de 0,1 kHz a partir dos 128,2 kHz, seria de esperar que durante por exemplo um segundo e com uma frequência de sinal de 65 kHz, o Timer & Counter efectua-se pelo menos e aproximadamente 650xx contagens. Como se verifica pelos valores da Tabela 3.8, esta situação não ocorre. Uma vez que anteriormente se provou que esta unidade efectua uma contagem equivalente à unidade ORTEC e que o seu número de contagens é reprodutível, conclui-se que o gerador de funções deverá estar descalibrado, o que justifica a diferença entre o valor da frequência mostrado e o efectivamente gerado. Isto obviamente considerando o correcto funcionamento da unidade ORTEC.

Desta forma pode-se afirmar que o Timer & Counter constitui uma unidade de baixo custo e logo um viável substituto para as unidades contadoras e temporizadoras de marca e bastante mais caras. Esta unidade efectua uma correcta contagem de impulsos TTL para frequências até aos 600 kHz e larguras de impulsos entre os 5 μ s e os ~15 ns, num qualquer tempo de aquisição, mantendo o seu número de contagens constante com a repetição de ensaios de tempo de aquisição equivalente.

Capítulo 4. Sistema PET final

Com o desenvolvimento e optimização do sistema de coincidências e de aquisição do sinal, reúnem-se as condições para levar a cabo o objectivo final que visa a determinação da resolução temporal do sistema PET por medidas de coincidências com uma unidade de coincidências.

4.1. Técnica de coincidências simples

Este método utiliza uma unidade de coincidências que na sua forma mais simples tem duas entradas lógicas idênticas provenientes de dois detectores, situação que ocorre no sistema PET montado, gerando um sinal lógico de saída sempre que as duas entradas ocorram dentro de um intervalo temporal que se pode definir, conhecido como resolução em tempo τ [4].

Imaginemos então o sistema da Figura 4.1 que ilustra a aplicação de uma unidade de coincidências na espectroscopia de tempo. Dois detectores independentes são irradiados por uma fonte comum que se assume emitir pelo menos dois fótons detectáveis em coincidência verdadeira isto é, ambas as radiações surgem do mesmo evento nuclear dentro da fonte. Assumiremos também que para todas as coincidências verdadeiras o esquema de decaimento nuclear é tal, que não existe nenhum atraso significativo entre a emissão de ambas as radiações. Para além de uma selecção de amplitudes, o SCA, em cada uma das vias de detecção, fornece impulsos lógicos temporalmente relacionados com os respectivos impulsos à sua entrada, sendo estes impostos às entradas da unidade de coincidências. Na via de detecção superior do esquema define-se ainda um atraso fixo t_f , enquanto na via de detecção oposta se impõe um atraso variável t_v [4].

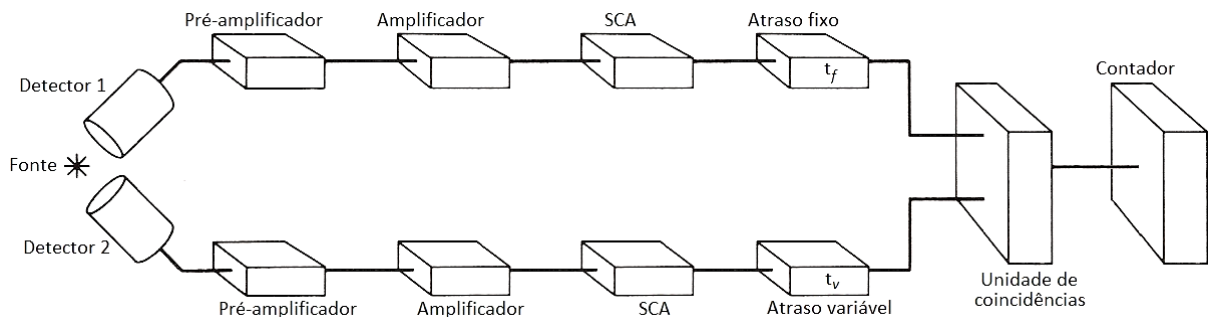


Figura 4.1 Sistema simples para obtenção do patamar de coincidências (adaptado de [4, 22]).

Em muitas aplicações de medidas das coincidências tal como ocorre no PET montado neste projecto, o objectivo não é obter um espectro de tempo mas simplesmente obter o número de eventos de coincidências verdadeiras. A resolução em tempo de coincidência é neste caso escolhida para ser mais larga que a resolução em tempo do sistema, de forma que a janela de tempo possa abranger todas as coincidências verdadeiras. Com uma fonte emissora de radiação coincidente, uma série de medidas de taxas de coincidências podem ser efectuadas enquanto se varia t_v em incrementos predefinidos. A representação desta taxa em função do atraso predefinido resulta numa curva denominada de patamar de coincidências [4], tal como representado na Figura 4.2.

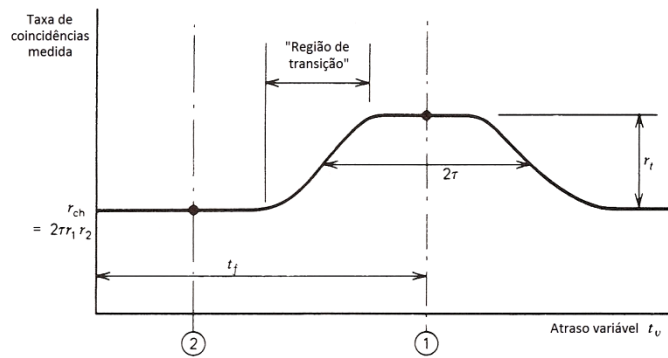


Figura 4.2 Patamar de coincidências obtido com o sistema da Figura 4.1, onde r_{ch} representa a taxa de coincidências fortuitas (adaptado de [4]).

Idealmente as medidas de coincidências efectuam-se com o atraso t_v ajustado para o ponto ① indicado na Figura 4.2, sendo este o ponto ideal de operação do sistema PET. Se o atraso for alterado para um ponto bem afastado do pico imediato, como por exemplo o ponto ② indicado na Figura 4.2, apenas serão medidas coincidências fortuitas. A taxa destes eventos pode ser deduzida do facto de a amplitude da distribuição diferencial dr/dT para intervalos aleatórios, corresponder ao produto das duas taxas $r_1 r_2$ que representam respectivamente as taxas de contagens não correlacionadas do detector 1 e 2 [4, 17, 19]. A área das coincidências fortuitas no contínuo é dada pela sua amplitude multiplicada pela largura da janela de tempo 2τ . O resultado geral para a taxa de coincidências fortuitas de uma unidade de coincidências de duas entradas é assim:

$$r_{ch} = 2\tau r_1 r_2 \quad \text{equação (4.1)}$$

Desta forma para se obter a taxa de coincidências verdadeiras, a anterior contribuição das coincidências fortuitas deve ser subtraída à medida da taxa de coincidências no ponto ①. Para melhorar a razão entre as coincidências verdadeiras e as falsas recorre-se ao uso de unidades SCA em cada via de detecção, tal como representado no sistema da Figura 4.1, o que limita r_1 e r_2 através da exclusão de eventos que não podem corresponder a coincidências verdadeiras. De notar que a taxa de coincidências verdadeiras aumenta linearmente com a actividade da fonte, enquanto a taxa de coincidências fortuitas é proporcional ao quadrado da actividade da fonte [13]. Consequentemente, o uso da actividade mais baixa possível que permita uma estatística razoável de contagens, irá melhorar a proeminência do pico de coincidências verdadeiras. No entanto, a variação da geometria de contagem afecta igualmente tanto as taxas de coincidências verdadeiras como as falsas [4].

O patamar de coincidências representado na Figura 4.2 pode ser traçado através de medidas da taxa de contagens de coincidências com a variação de t_v . Este é um procedimento de calibração muito útil durante a fase inicial de configuração de uma aplicação comum de medidas de coincidências, constituindo um dos objectivos deste projecto [4].

Idealmente o patamar de coincidências deveria ser perfeitamente rectangular, correspondendo à região de sobreposição dos impulsos à entrada da unidade de coincidências. No entanto variações na marcação de tempo da electrónica em cada ramo do sistema dão origem a flutuações em tempo, o que origina patamares de coincidências arredondados. Em sistemas de medidas de coincidências como no caso do sistema PET, pretende-se ter um τ que permita detectar todas as coincidências verdadeiras, sendo contudo, o mais baixo possível para minimizar a taxa de

coincidências fortuitas que aumenta linearmente com τ . Na calibração do sistema de coincidências do PET didáctico, os atrasos foram então ajustados de forma a escolher-se um ponto perto do centro deste patamar. Devido a pequenas diferenças nos atrasos inerentes às unidades de processamento dos impulsos, este ponto pode aparentemente corresponder a uma diferença de atraso entre as duas vias de detecção do sistema [4].

Na prática, o atraso fixo t_f na Figura 4.1 é normalmente omissivo e o patamar de coincidências é obtido apenas através do atraso variável t_v . Assim o patamar fica centrado aproximadamente na origem do gráfico e apenas a metade direita é obtida com t_v na via de detecção inferior do sistema. O resto do patamar é depois obtido por mudança do t_v para a via de detecção superior, onde o seu valor representa o atraso “negativo” [4].

As medidas de coincidências não estão necessariamente limitadas a duas vias de detecção, podendo envolver um qualquer número de sinais para medidas de coincidências. Para as referidas entradas múltiplas, todos os sinais devem chegar dentro do intervalo de tempo correspondente ao τ da unidade para que seja gerada uma saída. As taxas medidas vão ser novamente uma mistura de coincidências verdadeiras e falsas, embora a sua correcção seja mais complicada [4].

4.1.1. Correção das coincidências fortuitas

Em aplicações comuns de medidas de coincidências, é essencial corrigir a taxa de coincidências obtida para a contribuição dos eventos fortuitos de forma a obter apenas a taxa relativa às coincidências verdadeiras. Para um sistema de coincidências de duas vias de detecção como o anteriormente discutido, a equação (4.1) permite o cálculo da contribuição das coincidências fortuitas se cada taxa de eventos for medida em cada ramo do sistema e se for conhecido o τ da unidade de coincidências. Alternativamente as taxas de contagens fortuitas podem ser medidas directamente por inserção temporária de um grande atraso numa das vias de detecção do sistema, de modo a que o pico das coincidências verdadeiras surja bem longe da janela de tempo de aceitação da unidade de coincidências. As contagens detectadas na janela atrasada serão aproximadamente iguais às coincidências fortuitas detectadas na janela de tempo “não atrasada” [13]. No final, uma simples subtração da taxa de coincidências fortuitas à taxa total de coincidências medida permite a obtenção da taxa de coincidências verdadeira. Esta última aproximação é normalmente preferível porque pode ser aplicada mais facilmente a situações em que as taxas de contagens de cada via de detecção não sejam constantes no período de medida [4].

4.1.2. Determinação do τ de coincidências

No sistema PET montado a melhor τ foi escolhida após geração de vários patamares de coincidências a partir da variação deste parâmetro. Estes sistemas necessitam de uma boa τ para melhorar a taxa de coincidências verdadeira, rejeitando os eventos fortuitos [33]. Como demonstrado na Figura 4.2 a largura a meia altura (FWHM) da porção do patamar que corresponde apenas a coincidências verdadeiras é igual a duas vezes o τ . Para este método de determinação do τ ser prático, tem de ser usada uma fonte com alta probabilidade de emissão de coincidências verdadeiras, garantindo-se que a taxa destas sobressaia significativamente do fundo de coincidências

fortuitas [4]. Nas unidades PET existentes, a resolução em tempo é da ordem das décimas de nanosegundos. De notar que em geral, quanto mais curto o tempo de subida do impulso de um pré-amplificador mais pequeno será τ [3].

4.2. Determinação do τ do sistema PET final

Finalizada a montagem do sistema de coincidências e o desenvolvimento do sistema de aquisição de sinal do PET, resta apenas a ligação entre ambos. Para tal efectuou-se a ligação do OUTPUT da unidade de coincidências ao conector BNC INPUT do Timer & Counter através de um cabo de 1,04 m terminado na sua impedância característica de 50 Ω .

4.2.1. Discriminação da gama limitada de amplitudes: LLD e ULD

Para se efectuar a selecção dos limites da nossa janela de aceitação recorreu-se ao MCA. Para tal construiu-se um cabo com uma extremidade BNC macho e uma RS-232 macho. Este cabo serviu para introduzir os sinais lógicos provenientes do SCA no MCA de forma que as amplitudes dos sinais do amplificador pudessem ser discriminadas directamente pelo ajuste do LLD e ULD nos respectivos potenciómetros localizados no painel frontal do ACEMate.

No entanto para o procedimento anterior funcionar correctamente, é necessário que os sinais à entrada do MCA estejam temporalmente relacionados de forma que a largura do impulso lógico abranja todas as amplitudes máximas do lobo positivo dos sinais bipolares gerados pelo amplificador. Só assim o MCA pode detectar e identificar as amplitudes máximas destes sinais e discriminá-los de acordo. Como se observa pela Figura 4.3, o sinal do AMP OUT encontra-se adiantado em 3,75 μs do sinal de saída SCA OUT do discriminador do ACEMate, pelo que foi necessário recorrer a uma unidade de atrasos activa da ORTEC (0,25 μs - 4,75 μs) para atrasar este sinal, tal como representado na figura seguinte no osciloscópio.

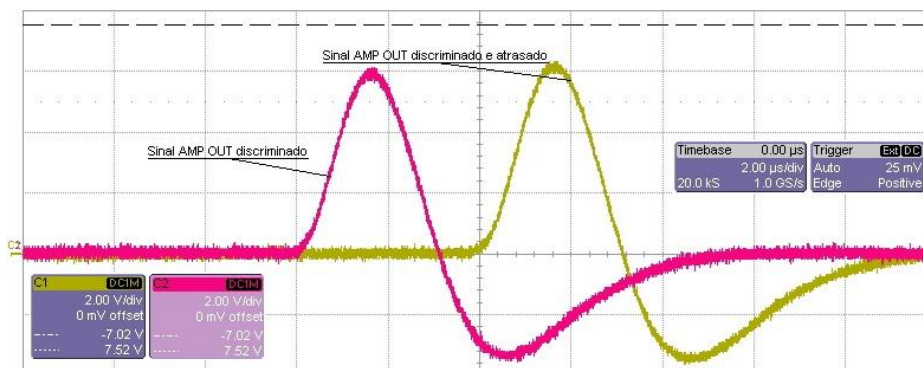


Figura 4.3 Amostra do sinal de saída AMP OUT do amplificador do ACEMate discriminado e atrasado de 3,75 μs .

Por fim e tendo em conta que por exemplo no sinal da figura anterior o tempo de subida é de aproximadamente 1,7 μs , foi necessário recorrer a uma unidade de extensão de impulsos (*stretcher*) da ORTEC pois a largura de 533 ns obtida anteriormente para o impulso TTL de saída do SCA não abrange o máximo deste sinal. Dadas as várias amplitudes observadas ao osciloscópio dos lobos positivos dos sinais bipolares e os consequentes diversos tempos de subida dos mesmos, ajustou-se nesta unidade uma largura do impulso lógico de 3 μs que garante o objectivo.

Depois de efectuada a ligação das entradas destas unidades aos respectivos conectores do SCA OUT e AMP OUT através de cabos de 0,965 m terminados nas suas impedâncias características de 50 Ω , efectuou-se também a ligação das saídas das mesmas às respectivas entradas no MCA através do cabo coaxial - série construído e de um cabo de 0,91 m.

Finalmente reúnem-se todas as condições para se poder delimitar a ROI anteriormente definida para os canais de energia 200 – 880 na via de detecção iniciada pelo SAU-647, procedendo-se à discriminação desta gama limitada de amplitudes, por ajuste dos potenciômetros LL e UL no ACEMate. Em termos de amplitudes, o resultado final culminou na discriminação destas entre os 1,70 V e os 7,10 V. Uma vez que o espectro de energia gerado pelo ACEMate ligado ao detector SAU-648 se encontra nos mesmos canais que o espectro da unidade anterior e dado que neste caso a gama de amplitudes a discriminar é igual, ajustaram-se os potenciômetros LL e UL para as mesmas amplitudes anteriores.

Importante referir aqui que, ao invés da discriminação do pico fotoeléctrico ao qual corresponde uma gama de amplitudes estreita e fixa, a discriminação de uma gama de amplitudes ampla, resultante da necessidade de se abranger o espectro de Compton, pode originar uma pior resolução em tempo. Isto porque com a definição de uma janela maior no SCA, aumenta-se a flutuação em tempo e a marcação em tempo é menos perfeita. Consequentemente a resolução piora, o patamar de coincidências não fica tão bem definido e perde-se ligeiramente na razão entre as coincidências verdadeiras e as fortuitas.

4.2.2. Patamares de coincidências e resolução temporal do sistema PET

Concluída a discriminação dos sinais do amplificador, iniciou-se a construção dos patamares de coincidências segundo a técnica de coincidências simples, através de medidas de taxas de contagens de coincidências por aplicação de um atraso variável t_v na via de detecção iniciada pelo SAU-647 em relação à via de detecção do SAU-648. Posteriormente inverteu-se a situação, representando agora o t_v um atraso “negativo”.

Para efectuar este atraso t_v , recorreu-se a cinco unidades de atraso: quatro passivas, P1 e P2 de 0,5 – 64 ns e P3 e P4 de 50 ns e 100 ns; e a unidade ORTEC activa A de 4,75 μ s, anteriormente usada. Para além dos atrasos impostos pelas unidades, estas sofrem ainda de um atraso próprio que foi medido no osciloscópio LeCroy e que se encontra respectivamente representado na tabela seguinte. Para tal mediram-se os atrasos próprios das unidades relativamente a um atraso imposto de 0 ns a partir do sinal de saída do SCA do ACEMate ligado ao SAU-647, recorrendo-se a dois cabos de 0,91 m terminados nas suas impedâncias características de 50 Ω . Nas unidades P3 e P4 utilizou-se ainda um cabo de 0,15 m para efectuar a ligação entre os 50 ns e os 100 ns de atraso.

Unidades NIM	Atraso permitido	Atraso próprio aos 0 ns (ns)
P1 / P2	0,5 - 64 ns	1,45
P3 / P4	50 + 100 ns	0,765
A	0,25 μ s - 4,75 μ s	77,45

Tabela 4.1 Atrasos próprios das unidades de atraso passivas e activas.

Dado o tempo de trânsito de 5,1 ns/m, os cabos utilizados para ligar estas unidades à unidade de coincidências têm os atrasos calculados na tabela seguinte. De notar que os cabos 1 e 2 correspondem respectivamente aos cabos que efectuam as ligações entre o ACEMate da via de detecção iniciada pelo SAU-647 e SAU-648, aos correspondentes conectores A e C da unidade de coincidências. O cabo 9 serviu apenas para fazer a ligação da unidade A à unidade de coincidências, respeitando-se assim o metro de cabo por impedância característica, o que diminui as reflexões.

Cabo	Comprimento cabo (m)	Atraso do cabo (ns)
1	0,965	4,9
2	0,965	4,9
3	0,15	0,77
4	0,15	0,77
5	0,305	1,56
6	0,305	1,56
7	0,305	1,56
8	0,5	2,55
9	0,91	4,64

Tabela 4.2 Atrasos impostos pelo comprimento dos cabos.

Contabilizados todos os atrasos possíveis na via de detecção e recorrendo finalmente à interface do PET desenvolvida em MATLAB, construíram-se sete patamares de coincidências por definição das resoluções em tempo de 0,1 μ s; 0,25 μ s; 0,5 μ s; 0,75 μ s; 1 μ s; 1,5 μ s e 2 μ s na entrada A da unidade de coincidências ligada ao ACEMate iniciado pelo detector SAU-647. O t_v foi feito variar nas combinações de unidades de atrasos representadas na tabela seguinte, sendo necessário para o efeito os cabos respectivamente indicados.

Combinações de unidades de atraso	Cabos implicados na ligação entre unidades
P1	5
P1+P2	4 e 5
P1+P2+P3	3,4,5 e 6
P1+P2+P3+P4	3,4,5,6,7 e 8
A	9
P1+P2+A	4,5 e 9

Tabela 4.3 Combinações de unidades de atraso utilizadas para definir o t_v .

Para cada ensaio de 30 s efectuaram-se sempre três medidas do número de coincidências de forma a diminuir-se a flutuação estatística da taxa de coincidências final obtida. Para além de se obter um erro estatístico menor, esta prática permite avaliar a reprodutibilidade do sistema.

No final de desenhados, foram aplicados ajustes no MATLAB a cada um dos patamares de coincidências. Em teoria, um ajuste destes patamares é constituído pela convolução de uma função rectangular (ou função em degrau) com duas gaussianas nas regiões de transição de subida descida. Nos patamares obtidos, os degraus não são perfeitos devido à resolução em tempo ou imprecisão da electrónica, principalmente do discriminador. Não sendo possível efectuar ajustes no MATLAB com funções matemáticas diferentes, considerou-se nestes uma gaussiana em vez do degrau, o que constitui uma aproximação. No final retirou-se a FWHM a partir da equação do ajuste com o objectivo de determinar a resolução em tempo do sistema.

Resultados e discussão

Seguidamente apresentam-se os patamares de coincidências para as resoluções em tempo de 250 ns, 750 ns e 1000 ns, com os respectivos ajustes, intervalos de confiança de 95% e equações dos mesmos. Os restantes patamares encontram-se representados nas Figuras A10.1, A10.2, A10.3 e A10.4 no Apêndice 10.

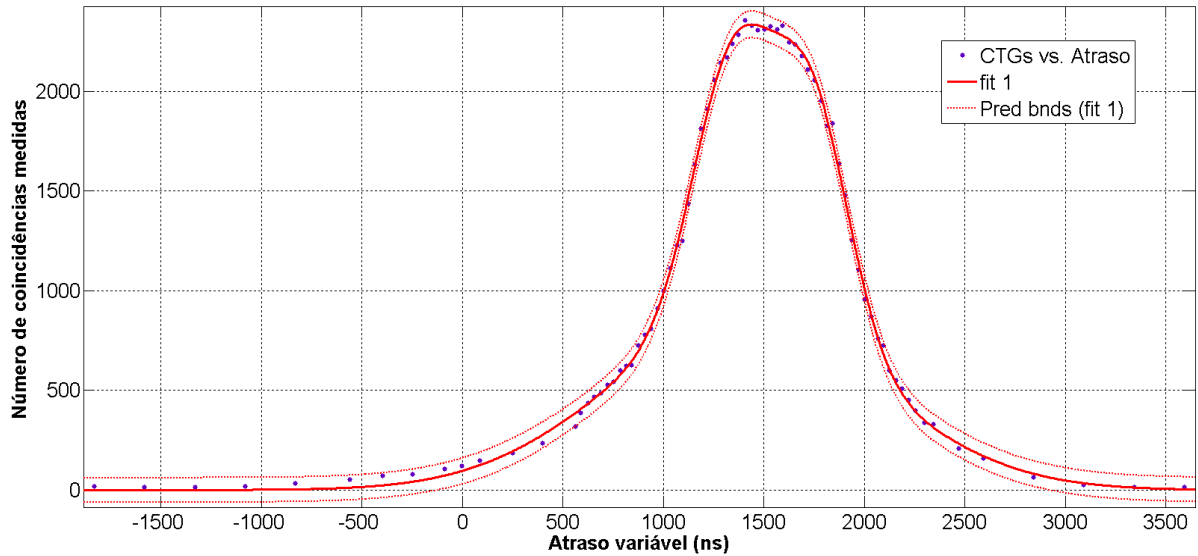


Figura 4.4 Patamar de coincidências para a τ de 250 ns.

A equação do ajuste anterior, com $R^2 = 0,9988$, para a resolução em tempo de 250 ns é composta pela soma de três gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} \quad \text{equação (4.2)}$$

cujos coeficientes são:

$$a_1 = 1311; b_1 = 1349; c_1 = 282,8; a_2 = 1174; b_2 = 1741; c_2 = 264,1; a_3 = 836,2; b_3 = 1396; c_3 = 948,8$$

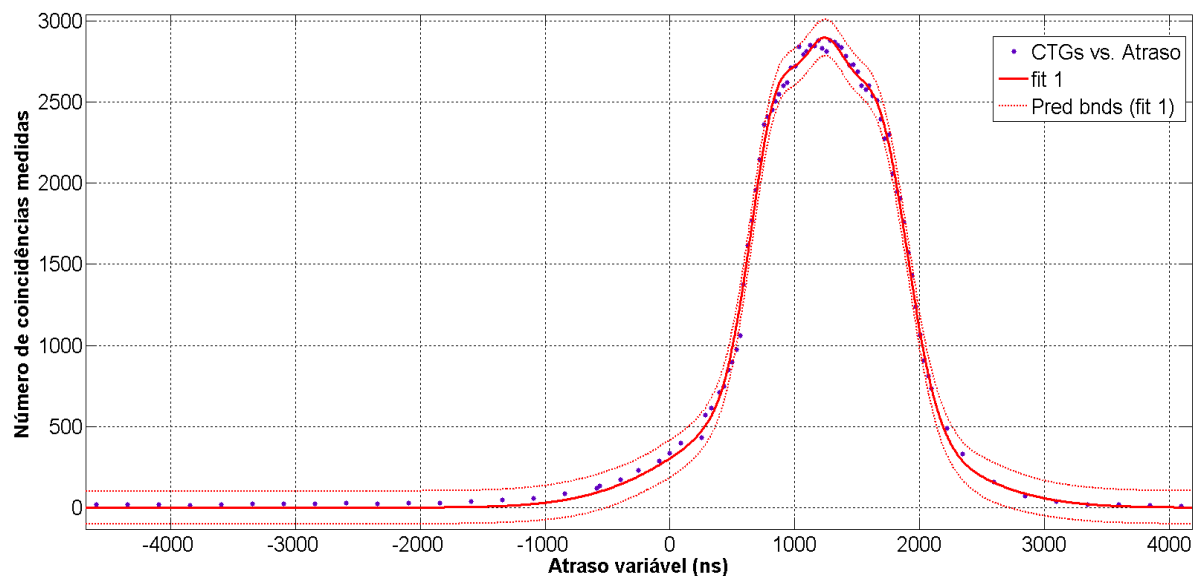


Figura 4.5 Patamar de coincidências para a τ de 750 ns.

A equação do ajuste anterior, com $R^2 = 0,9983$, para a resolução em tempo de 750 ns é composta pela soma de cinco gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} + a_4 e^{-\left(\frac{(x-b_4)}{c_4}\right)^2} + a_5 e^{-\left(\frac{(x-b_5)}{c_5}\right)^2}$$

equação (4.3)

cujos coeficientes são:

$$a_1 = -5201; b_1 = 1222; c_1 = 325,9; a_2 = -3503; b_2 = 1044; c_2 = 271,7; a_3 = -14960; \\ b_3 = 1387; c_3 = 355,9; a_4 = 735,6; b_4 = 1114; c_4 = 1181; a_5 = 22600; b_5 = 1306; c_5 = 419,2;$$

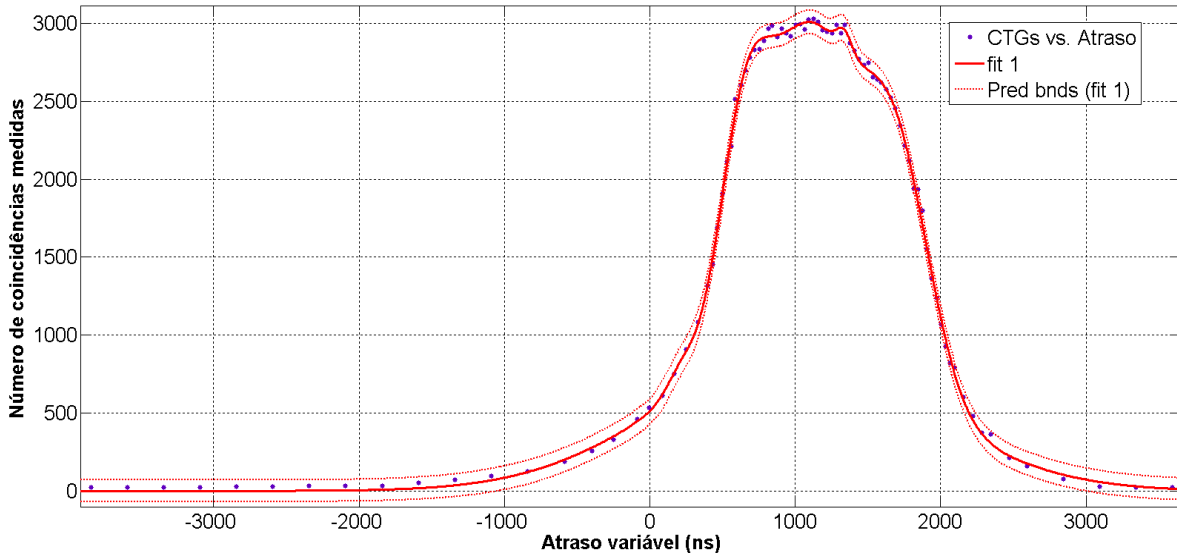


Figura 4.6 Patamar de coincidências para a τ de 1000 ns.

A equação do ajuste anterior, com $R^2 = 0,9993$, para a resolução em tempo de 1000 ns é composta pela soma de seis gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} + a_4 e^{-\left(\frac{(x-b_4)}{c_4}\right)^2} + a_5 e^{-\left(\frac{(x-b_5)}{c_5}\right)^2} + \\ a_6 e^{-\left(\frac{(x-b_6)}{c_6}\right)^2}$$

equação (4.4)

cujos coeficientes são:

$$a_1 = 2130; b_1 = 1097; c_1 = 520,6; a_2 = 96,5; b_2 = 201,8; c_2 = 123,9; a_3 = 131,4; b_3 = 1337; \\ c_3 = 70,88; a_4 = 1252; b_4 = 1709; c_4 = 325,8; a_5 = 131,4; b_5 = 1337; c_5 = 70,88; a_6 = 887,1; \\ b_6 = 643,6; c_6 = 229,2$$

De notar que o software MATLAB tenta ajustar os ajustes anteriormente representados aos pontos no patamar, o que não tem qualquer significado pois estes correspondem apenas a flutuação estatística. Na verdade, o único objectivo deste ajuste é que este se ajuste correctamente às regiões de transição dos patamares de coincidência, podendo-se posteriormente retirar de forma mais fidedigna a FWHM.

Pela comparação dos patamares de coincidências representados anteriormente e no Apêndice 10, conclui-se que à medida que se aumenta o τ , os patamares aumentam ligeiramente também, o que indica que devem estar a ocorrer flutuações em tempo pelo que se perde informação, isto é, perdem-se coincidências verdadeiras. Esta flutuação leva a que, quanto mais se abre a resolução em tempo, mais coincidências verdadeiras se adquirem de um patamar para outro. No que diz respeito às coincidências fortuitas, estas aumentam também com a τ tal como previsto teoricamente.

Se compararmos mais precisamente o caso dos patamares com τ de 100 ns e 250 ns, conclui-se à primeira vista que as suas FWHMs são praticamente iguais, o que indica novamente que o sistema PET sofre de flutuação em tempo. De forma a estimar esta flutuação, consideremos que a largura a meia altura de um dos patamares anteriores, Γ , é a raiz quadrada da composição da FWHM das coincidências Γ_c mais a largura de flutuação do sistema Γ_f , ambos ao quadrado, dada por:

$$\Gamma = \sqrt{(\Gamma_c)^2 + (\Gamma_f)^2} \quad \text{equação (4.5)}$$

Assim, quando na presença de uma Γ_c menor que Γ_f , praticamente mede-se a flutuação.

Como demonstrado na Figura 4.2, a FWHM da porção do patamar que corresponde apenas a coincidências verdadeiras é igual a duas vezes o τ . A partir dos valores medidos do número de coincidências que formam o patamar, é possível obter o número de coincidências a meia altura e posteriormente a partir das equações dos ajustes obter os correspondentes valores de t_v . Finalmente através dos valores de t_v obtidos pela equação, calcula-se a FWHM. Assim, pela equação (4.4) referente ao patamar com a τ de 100 ns, determinou-se que os t_v para os quais o número de coincidências a meia altura é cerca de 1071 coincidências, têm valores de cerca de 1187 e 1969 ns. Tendo em conta a Γ de 773 ns obtida para o τ de 100 ns a partir da equação do ajuste o seu patamar calcula-se uma Γ_f de cerca de 767 ns, valor indicador da péssima resolução em tempo do sistema.

Se por exemplo calcularmos para a τ de 1000 ns uma Γ de cerca de 1264 ns e compararmos agora com a Γ obtida pela FWHM do seu ajuste de 1480 ns concluímos que, tal como se esperava, a influência da flutuação vai diminuindo com o aumento da resolução em tempo, resultando a convolução do patamar de coincidências com esta flutuação estatística. Prova disso é o facto de para a τ de 2000 ns, o Γ de cerca de 2144 ns ser já ligeiramente mais próximo da FWHM obtida de cerca de 2331 ns.

Como anteriormente discutido, no sistema PET didáctico pretende-se um τ suficientemente largo para permitir alguma liberdade de desvios ou outras alterações de tempo para não correr o risco de se perderem eventos de coincidências verdadeiras. Por outro lado, sabe-se que a taxa de coincidências fortuitas aumenta linearmente com τ , pelo que este deve ser mantido o mais baixo possível para maximizar o rácio entre as taxas de coincidências verdadeiras e as fortuitas. Por comparação dos patamares de coincidências obtidos e dadas as FWHMs dos mesmos, verifica-se que o equilíbrio entre as duas situações anteriores pode ser encontrado no patamar de coincidências da Figura 4.6 correspondente a uma janela de tempo de aceitação da unidade de coincidências de 1000 ns. Entre as τ de 750 e 1000 ns, a segunda apresenta um patamar definido e, se tivermos em conta os resultados anteriores referentes a influência da flutuação segundo os quais uma resolução em tempo mais apertada leva à perda de coincidências verdadeiras, a melhor escolha reside sobre a τ de 1000 ns.

Apesar de o sistema PET necessitar de uma boa τ para melhorar a taxa de coincidências verdadeira, rejeitando os eventos aleatórios, a electrónica do mesmo não permite uma resolução em tempo melhor que 740 ns (comparando por exemplo com o sistema [34]), o que constitui uma

resolução temporal bastante próxima do valor de flutuação calculado anteriormente, tal como esperado.

Esta resolução não é de todo uma surpresa pois o método de marcação de tempo do SCA do ACEMate, apenas permite uma melhor resolução em tempo para impulsos de sinais confinados a uma estreita gama de amplitudes e cujas características de forma não variam. Uma vez que o sistema PET faz uso de cintiladores plásticos cujo mecanismo de interacção principal de deposição de energia dos fótons no cristal é a dispersão de Compton, e que para a reconstrução de imagem é importante uma taxa de coincidências verdadeira elevada, seleccionou-se uma gama ampla de amplitudes. Como se sabe, quando se processam impulsos numa grande gama de amplitudes o método por cruzamento com um nível de discriminação fixo resulta numa grande indefinição de tempo derivada do desvio em amplitude. Neste caso, em que as fontes de flutuação de tempo já contribuem para a imprecisão de marcação de tempo, a contribuição adicional do andamento da amplitude apenas vem piorar a resolução temporal do sistema.

Na calibração do sistema de coincidências do PET didáctico, os atrasos foram então ajustados de forma a escolher-se um ponto perto do centro do plateau do patamar de coincidências representado na Figura 4.6. Por análise dos valores da tabela deste patamar no Apêndice 9, verifica-se que o número máximo de coincidências obtido de 3032 se encontra sensivelmente a meio do plateau constituído por todos os números de coincidências medidos acima de 2900. Assim pode-se definir que o sistema PET final irá trabalhar sobre um atraso fixo correspondente ao número de coincidências de 3032. Isto é, a via de detecção iniciada pelo SAU-647 do sistema PET final deve ser atrasada em cerca de 1124 ns da via de detecção iniciada pelo SAU-648. Pela tabela de valores deste patamar no Apêndice 9 verifica-se que este atraso pode ser efectuado pelo uso da combinação das unidades passivas 0,5 - 64 ns e da activa de 0,25 μ s - 4,75 μ s da ORTEC, através da imposição de um atraso de 16+16 ns nas unidades passivas e de 1250 ns na unidade activa. No caso de se pretender usar apenas uma unidade passiva ajustada para 32 ns, e tendo em conta que o atraso próprio aos 0 ns (Tabela 4.1) desta unidade é de 1,45 ns, torna-se necessário compensar este atraso e o atraso efectuado pelos cabos 4, 5 e 9 de cerca de 7 ns, pelo ajuste de 8+0,5 ns na mesma unidade.

Assim, o sistema PET desenvolvido trabalha num patamar que ainda permite alguma variação de atrasos por parte do resto do sistema, não inviabilizando a contagem do maior número possível de coincidências verdadeiras. Com a via de detecção iniciada pelo SAU-647 atrasada em cerca de 1124 ns, e considerando que para este atraso obtivemos um número de coincidências médio entre os três ensaios de 30 s de 3032 contagens, a taxa de coincidências total final é de cerca de 101 coincidências por segundo.

Calculando agora pela equação (4.1) a taxa de coincidências fortuitas na unidade de coincidências do sistema e, considerando as taxas de contagens de fótons dos detectores SAU-647 e SAU-648 na Tabela 2.7 e o τ obtido de 740 ns, conclui-se uma taxa de 0,744 coincidências fortuitas por segundo. Em 30 segundos obtém-se então 22,3 coincidências fortuitas por segundo, valor

bastante próximo do mínimo praticamente obtido para a τ de 1000 ns de 21 coincidências fortuitas por segundo (ver Apêndice 9).

Praticamente é possível obter o número de coincidências verdadeiras no patamar escolhido por subtração das 21 coincidências fortuitas, ao número de coincidências total medido de 3032 contagens. Como resultado desta operação o sistema PET final fica a adquirir cerca de 100,4 coincidências verdadeiras por segundo.

Por sua vez, os resultados da medida de coincidências permite-nos fazer luz na aparente discrepância entre os resultados das eficiências absolutas e intrínsecas obtidas experimentalmente e por simulação para a situação de exposição dos detectores plásticos à fonte de Na-22. A partir da expressão da taxa de coincidências verdadeiras, equação (2.21), pode-se deduzir:

$$\dot{N}_c = \dot{N}_1 \varepsilon_{int2} \quad \text{equação (4.6)}$$

onde \dot{N}_c é o número de coincidências verdadeiras num dado intervalo de tempo, sendo \dot{N}_1 o número de contagens na janela seleccionada no mesmo intervalo de tempo e ε_{int2} a eficiência intrínseca do detector da segunda via de detecção.

A equação anterior permite-nos calcular a eficiência intrínseca de uma maneira independente da escolha mais adequada de ângulo sólido e da actividade da fonte. Usando os valores anteriormente obtidos de 100,4 coincidências verdadeiras por segundo como \dot{N}_c e a taxa de contagens de fótons na via iniciada pelo SAU-647 de 710,01 cps como \dot{N}_1 , obtemos uma ε_{int2} de 14,1%, valor aparentemente compatível com os valores deduzidos por Monte Carlo.

Após nova repetição de resultados por exposição do sistema PET a uma fonte de Na-22 calibrada em actividade, 1,102 μCi , obteve-se uma taxa de contagens de fótons de 6,47 cps na via iniciada pelo SAU-647 e uma taxa de coincidências verdadeiras de 0,754 coincidências por segundo. Pela equação (4.6) obtemos uma ε_{int2} de 11,7% e pela equação $\varepsilon_{abs1} = \frac{\dot{N}_1}{\text{Actividade actual} \times f}$ obtemos uma ε_{abs1} para o processo de Compton de 3,1%. Uma vez que a eficiência absoluta aqui é independente da escolha mais adequada do ângulo sólido, prova-se a igualdade entre as eficiências práticas obtidas para as duas fontes de Na-22 diferentes. Mais, a ε_{abs1} calculada é também validada pela eficiência absoluta deduzida por Monte Carlo de 2,1%. Se agora calcularmos o ângulo sólido escolhendo o início do cristal do detector como aproximação a considerar, obtemos um Ω de 2,12 esteroradianos, cerca de 2,9 vezes superior ao Ω anteriormente escolhido.

A partir das eficiências intrínsecas para o processo de Compton de 53% obtidas para ambos os detectores através da aproximação a meia profundidade do cristal do detector, este resultado pode ser compatibilizado com o novo Ω resultando uma eficiência intrínseca de 18,4%, valor próximo não só das eficiências experimentais obtidas de 14,1% e 11,7% para ambas as fontes de Na-22 através da equação (4.6), como também da nova eficiência intrínseca de 12,5% calculada a partir dos resultados deduzidos por Monte Carlo, após compatibilização com o novo Ω . Assim, a Tabela 4.4 resume os resultados finais das eficiências obtidas nas diversas experiências e as respectivas taxas de coincidências totais obtidas, após compatibilização com o novo Ω de 2,12 esteroradianos calculado tendo em consideração a aproximação no início do cristal do detector.

		SAU-647	SAU-648
Resultados práticos obtidos a partir dos espectros de energia	ε_{abs}	3,1%	3,1%
	ε_{int}	18,4%	18,4%
	Taxa de coincidências total esperada	128,4 coincidências por segundo	
Resultados práticos obtidos a partir do sistema PET final	ε_{int}	-	14,1%
	ε_{abs}	3,2%	-
	Taxa de coincidências total obtida	101 coincidências por segundo	
Resultados práticos obtidos a partir do sistema PET final (fonte de Na-22 calibrada)	ε_{int}	-	11,7%
	ε_{abs}	3,1%	-
Simulação Monte Carlo	ε_{abs}	2,1%	
	ε_{int}	12,5%	
	Taxa de coincidências total esperada	59,3 coincidências por segundo	

Tabela 4.4 Resultados finais das eficiências e taxas de coincidências dos detectores relativas ao Ω de 2,12 esteroradianos.

A discrepância dos valores simulados por Monte Carlo para os restantes valores experimentais deve-se ao facto de existir uma incerteza grande, da ordem de 1 mm, na distância de 2 cm medida entre a fonte radioactiva e a superfície do detector. Consequentemente, esta incerteza reflecte-se numa incerteza grande do Ω , que finalmente afecta o resultado da ε_{abs} e dos restantes valores calculados.

Capítulo 5. Conclusões

Neste Volume desenvolveu-se o sistema de coincidências e de aquisição de sinal do PET de duas vias de detecção pela técnica de coincidências simples. A baixa complexidade dos dois sistemas desenvolvidos cumprirá posteriormente o objectivo didáctico a que se destina o sistema PET final.

No que diz respeito ao sistema de aquisição de sinal e à unidade Timer & Counter construída, esta constitui uma unidade de muito baixo custo, cujas características de funcionamento fazem desta um viável substituto para as unidades contadoras e temporizadoras de marca. Tal conclusão resultou do facto de o Timer & Counter efectuar uma correcta contagem de impulsos TTL para frequências até aos 600 kHz e larguras de impulsos entre os 5 μ s e os \sim 15 ns, num qualquer tempo de aquisição, mantendo o seu número de contagens constante com a repetição de ensaios de tempo de aquisição equivalente. Esta unidade apresenta assim características muito superiores às requeridas pelo sistema PET em desenvolvimento.

Após a montagem da electrónica adquirida e finalizada a construção do sistema de coincidências, discriminaram-se nas duas vias de detecção janelas de amplitudes entre 1,70 e 7,10 V. Esta gama foi definida com base no facto de o processo principal de deposição de energia dos fotões nos detectores ser por dispersão de Compton, dado o Z dos constituintes do PVT, e pelo facto de para imagem PET uma taxa de coincidências verdadeira elevada ser extremamente importante. Assim discriminou-se o contínuo e limiar de Compton, que perfazem uma ampla gama de amplitudes. Uma vez que se trata de um sistema PET de apenas duas vias, esta situação não trás qualquer problema.

Com a técnica de coincidências simples, definiu-se que o sistema PET final irá funcionar com uma resolução em tempo de 740 ns, numa janela de coincidências de 1000 ns e com um atraso fixo de cerca de 1124 ns na via de detecção iniciada pelo SAU-647. Este atraso mantém as duas vias de detecção em coincidência, no centro do plateau do patamar de coincidências, de forma que uma eventual variação de atrasos por parte da electrónica do sistema não inviabilize a contagem do maior número possível de coincidências verdadeiras neste patamar. Assim desenvolveu-se um sistema que permitiu, através de uma fonte de Na-22, obter praticamente uma taxa de coincidências verdadeiras de cerca de 100,4 coincidências por segundo.

A resolução em tempo obtida neste sistema deve-se principalmente ao método de marcação de tempo do SCA do ACEMate, pois este apenas permite uma melhor resolução para impulsos de sinais confinados a uma estreita gama de amplitudes e cujas características de forma não variam. Uma vez que os SCAs do sistema PET foram definidos para uma ampla gama de amplitudes, o método por cruzamento com um nível de discriminação fixo resulta numa grande indefinição de tempo derivada do desvio em amplitude, o que limita em muito a resolução em tempo do sistema e logo a aquisição de coincidências verdadeiras.

De forma a evitar as reflexões entre unidades interligadas no sistema PET e maximizar a transmissão da amplitude dos sinais envolvidos entre as mesmas, é aconselhável que para o sistema PET final se construam cabos de 1 m e com uma impedância característica de 50 Ω para que com os

terminadores de 50Ω construídos o coeficiente de transmissão seja 1 e o de reflexão 0. Se por uma razão de logística o sistema mecânico a desenvolver no Volume II da construção do PET didáctico necessitar obrigatoriamente de cabos de menor comprimento, novos terminadores terão de ser construídos dependendo da impedância característica por metro dos novos cabos usados no mesmo.

No seguimento deste projecto, que como já referido pretende através de electrónica relativamente barata construir um sistema PET que permita uma aquisição de imagem razoável, discutem-se ainda possíveis desenvolvimentos futuros a efectuar ao nível do sistema de coincidências.

Como elemento mais limitativo da resolução em tempo do sistema de coincidências desenvolvido, o método de marcação de tempo pelos SCAs deve ser uma das primeiras alterações electrónicas a serem efectuadas ao sistema, seja por alteração da própria placa do ACEMate ou mesmo por construção de uma unidade SCA, que de preferência discrimine sinais no tempo pelo método de fracção constante. Desta forma, melhoramentos ao nível da resolução em tempo serão evidentes.

Por outro lado, e na tentativa de manter os mesmos SCAs, é necessário de alguma forma diminuir a gama de amplitudes a discriminar. Uma opção possível passa pela alteração dos detectores plásticos, por outros de maior densidade, maior Z e de melhor resolução em energia, permitindo desta forma que o efeito fotoeléctrico seja o mecanismo de interacção dominante dos fótons com os cristais dos mesmos. A discriminação do pico de energia total seria agora efectuada numa gama de amplitudes mais estreita, melhorando em muito a resolução em tempo.

Posteriormente poderia mesmo pensar-se em adicionar mais um par de detectores plásticos ao sistema PET, que agora com duas LORs, melhoraria em muito a resolução espacial do sistema (dado o diâmetro dos detectores ser muito grande), facilitando ainda o algoritmo de reconstrução de imagem.

A construção, desenvolvimento e substituição de algumas unidades pode em último caso também ser pensada, com o objectivo de se melhorar as características do sistema a um custo inferior.

Bibliografia

1. *Ficha de informação PIC16F87XA.*
2. *Manual de serviço e operação da unidade de coincidências universal modelo 418A.*
3. Webster, J., *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation.* Journal of Applied Clinical Medical Physics. Vol. 5. 2006: Wiley-Interscience.
4. Knoll, G.F., *Radiation detection and measurement.* 3ª ed. 2000.
5. Correia, J., et al., *Performance evaluation of MMP-II: a second-generation small animal PET.* IEEE Transactions on Nuclear Science, 2004. **51**(1): p. 21-26.
6. Del Guerra, A. and N. Belcari, *State-of-the-art of PET scanners for small animal and breast cancer imaging.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2007. **580**(2): p. 910-914.
7. Park, S., et al., *A prototype of very high-resolution small animal PET scanner using silicon pad detectors.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2007. **570**(3): p. 543-555.
8. Philips, B., et al. *Small animal PET imaging with germanium strip detectors.* 2002.
9. Tzanakos, G., et al., *Design considerations and construction of a small animal PET prototype.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2006. **569**(2): p. 235-239.
10. Bäck, T., et al., *An educational tool for demonstrating the TOF-PET technique.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2001. **471**(1-2): p. 200-204.
11. Bäck, T., et al., *A TOF-PET system for educational purposes.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2002. **477**(1-3): p. 82-87.
12. Johansson, K., C. Nilsson, and P. Tegner, *An educational PET camera model.* PHYSICS EDUCATION-LONDON-, 2006. **41**(5): p. 437-439.
13. Bronzino, J., *The biomedical engineering handbook.* 2000: Springer.
14. Borrelli, L., *A Positron Emission Tomography (PET) System Comparison Utilizing the American College of Radiology Accreditation Phantom.* 2005.
15. Kherlopian, A., et al., *A review of imaging techniques for systems biology.* BMC Systems Biology, 2008. **2**(74): p. 1-18.
16. Tuli, J., *Nuclear wallet cards.* National Nuclear Data Center, Brookhaven National Laboratory, 2000.
17. Tarantola, G., F. Zito, and P. Gerundini, *PET instrumentation and reconstruction algorithms in whole-body applications.* Journal of Nuclear Medicine, 2003. **44**(5): p. 756-769.
18. Del Guerra, A., et al., *Advances in position-sensitive photodetectors for PET applications.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2009. **604**(1-2): p. 319-322.
19. Turkington, T., *Introduction to PET instrumentation.* Journal of Nuclear Medicine Technology, 2001. **29**(1): p. 4-11.
20. Pommé, S., *A complete series expansion of Ruby's solid-angle formula.* Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2004. **531**(3): p. 616-620.
21. Alonso, M. and E. Finn, *Física: Um Curso Universitário.* Vol. 1: Editora Edgard Blücher (Versão portuguesa).

22. Krane, K.S., *Introductory nuclear physics*. 2^o ed. 1987.
23. Galan, M., *Table of Radionuclides: Na-22*. 2009.
24. Doke, T., et al., *Maximum scintillation yields in NaI (TI) and CsI (TI) crystals estimated from the scintillation model for liquid rare gases*. Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, B, 2008. **266**(23): p. 5063-5066.
25. *Manual de serviço e de operação da base do PMT modelo 266*.
26. Siciliano, E., et al., *Energy calibration of gamma spectra in plastic scintillators using Compton kinematics*. Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2008. **594**(2): p. 232-243.
27. Siciliano, E., et al., *Comparison of PVT and NaI (TI) scintillators for vehicle portal monitor applications*. Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2005. **550**(3): p. 647-674.
28. *Manual de operação da fonte de alta tensão e amplificador do ACEMate modelo 925-SCINT*.
29. Leo, W.R., *Techniques for nuclear and particle physics experiments*. 1987. 300.
30. *Manual da placa da interface de aquisição AccuSpec NaI/A/B*.
31. Hubbell, J. and S. Seltzer, *Tables of X-ray mass attenuation coefficients and mass energy-absorption coefficients from 1 keV to 20 MeV for elements Z= 1 to 92 and 48 additional substances of dosimetric interest*. 1995, PB--95-220539/XAB, National Inst. of Standards and Technology-PL, Gaithersburg, MD (United States). Ionizing Radiation Div.
32. Salvat, F., J. Fernández-Varea, and J. Sempau. *PENELOPE, a code system for Monte Carlo simulation of electron and photon transport*. 2001: Citeseer.
33. Monzó, J., et al., *Analysis of time resolution in a dual head LSO+ PSPMT PET system using low pass filter interpolation and digital constant fraction discriminator techniques*. Nuclear Inst. and Methods in Physics Research, A, 2009. **604**(1-2): p. 347-350.
34. Surti, S., et al., *Performance of Philips Gemini TF PET/CT scanner with special consideration for its time-of-flight imaging capabilities*. Journal of Nuclear Medicine, 2007. **48**(3): p. 471.

Apêndices

Apêndice 1 – Interação da Radiação γ e função de resposta prevista para um detector

Absorção fotoelétrica

No processo de absorção fotoelétrica um fóton γ incidente desaparece completamente após interação com um átomo absorvente. No seu lugar, um fotoelectrão é ejectado de uma das camadas electrónicas do átomo com uma energia cinética dada pela diferença entre a energia do fóton incidente $h\nu$ e a energia de ligação do fotoelectrão na sua camada original E_b . Este processo encontra-se esquematizado na Figura A1.1. Para energias típicas da radiação γ é mais provável que o fotoelectrão seja proveniente da camada K para a qual a gama de energias de ligação típicas vai desde os poucos keV para materiais de baixo Z , às dezenas de keV para materiais de elevado Z . A conservação do momento linear requer que o átomo recue neste processo embora a sua energia de recuo seja muito pequena, razão pela qual é normalmente desprezada [4, 22].

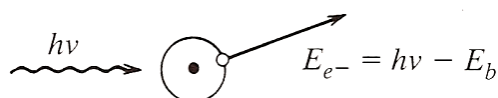


Figura A1.1 Esquema do processo de absorção fotoelétrica (adaptado de [4]).

A lacuna criada na camada electrónica do átomo ionizado, como resultado da emissão fotoelétrica é rapidamente preenchida pelo rearranjo de electrões de outras camadas do átomo e/ou pela captura de um electrão livre do meio. No processo, a energia de ligação é libertada na forma de radiação X característica ou na emissão de um electrão de Auger. Os electrões de Auger têm um alcance extremamente pequeno devido à sua baixa energia. Já os raios X característicos podem percorrer uma certa distância (tipicamente um milímetro ou menos), antes de serem reabsorvidos por interação fotoelétrica com camadas electrónicas menos ligadas do átomo absorvente. Apesar de a fuga de radiação X característica ser significativa em certos casos, assumiremos que no nosso modelo simplificado, esta é também totalmente absorvida [4].

Considerando que nada escapa do detector, então a soma das energias cinéticas dos electrões que são criados tem de ser igual à energia original do fóton γ .

Desta forma a absorção fotoelétrica é o processo ideal quando interessa efectuar medições de energia do fóton γ original. A energia cinética total do electrão é igual à energia do fóton γ incidente e será sempre a mesma no caso de esta radiação γ ser monoenergética. Nestas condições, o espectro da energia cinética do electrão para uma série de eventos de absorção fotoelétrica será representado por uma simples função delta como ilustrado na Figura A1.2. Este pico aparece na energia do total de electrões criados, correspondente à energia dos raios γ incidentes [4].

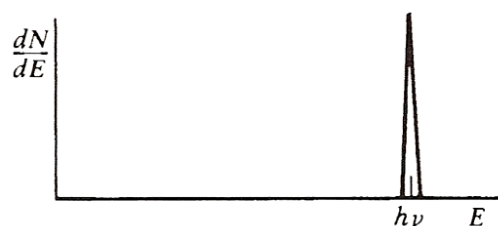


Figura A1.2 Espectro do pico fotoelétrico (adaptado de [4]).

A probabilidade de absorção fotoeléctrica é difícil de calcular mas de estudos experimentais sabe-se que: é mais significativa para fotões de baixa energia (~ 100 keV), aumenta rapidamente com o Z do material absorvente (aproximadamente entre Z^4 e Z^5) e decresce rapidamente com o aumento da energia do fotão (aproximadamente $E_\gamma^{-3,5}$).

Produção de pares

O processo de produção de pares, ocorre no intenso campo eléctrico perto dos protões do núcleo do material absorvedor e corresponde à criação de um par positrão - electrão após o desaparecimento do fotão γ incidente. Uma vez que se requer $2m_0c^2$ para criar um par positrão - electrão, uma energia mínima do fotão γ de 1,02 MeV é necessária para tornar o processo energeticamente possível. Se a energia do fotão γ incidente exceder este valor, o excesso de energia é partilhado pelas energias cinéticas das duas partículas do par [4, 22]. Desta forma, o processo consiste na conversão de um fotão γ , de energia $h\nu$, num par positrão - electrão com energias cinéticas que totalizam:

$$E_{e^-} + E_{e^+} = h\nu - 2m_0c^2 \quad \text{equação (A1.1)}$$

Para energias típicas, tanto o electrão como o positrão viajam alguns milímetros no máximo, antes de perderem toda a sua energia cinética para o meio absorvente. O gráfico da energia cinética do total das partículas carregadas (positrão e electrão) gerada pelo fotão γ incidente, corresponde novamente a uma simples função delta, desta vez localizada $2m_0c^2$ abaixo da energia do fotão γ incidente como ilustrado no esquema da Figura A1.3.

Neste modelo simplificado, esta quantidade de energia será depositada cada vez que ocorrer uma interacção por produção de pares no detector. Esta energia corresponde à posição do pico de duplo escape no espectro de energia da radiação [4].

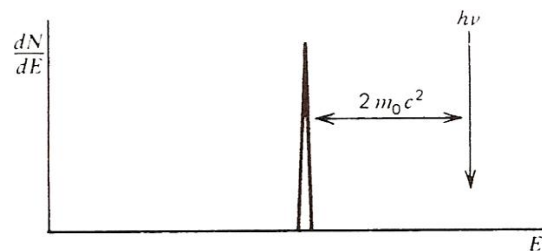


Figura A1.3 Espectro do pico de duplo escape ([4]).

O processo de produção de pares é complicado pelo facto de o positrão não ser uma partícula estável. Assim que a sua energia cinética se torna muito baixa, comparativamente com a energia térmica dos electrões do material absorvedor, o positrão irá aniquilar-se com um destes electrões do meio absorvente. Assim ambos desaparecem sendo substituídos por dois fotões de aniquilação de energia m_0c^2 (511 keV) cada. O tempo necessário para que o positrão se aniquile é pequeno, de tal forma que a radiação de aniquilação aparece praticamente em coincidência com a interacção por produção do par original [4].

Função de resposta prevista para um detector

As funções de resposta de detectores comuns resultam da combinação das propriedades dos mecanismos de interacção anteriormente discutidos e do efeito de Compton tratado no Capítulo 2. A Figura A1.4 mostra os vários processos que podem ocorrer quando um fotão γ incide num detector sólido em conjunto com as correspondentes componentes da função de resposta.

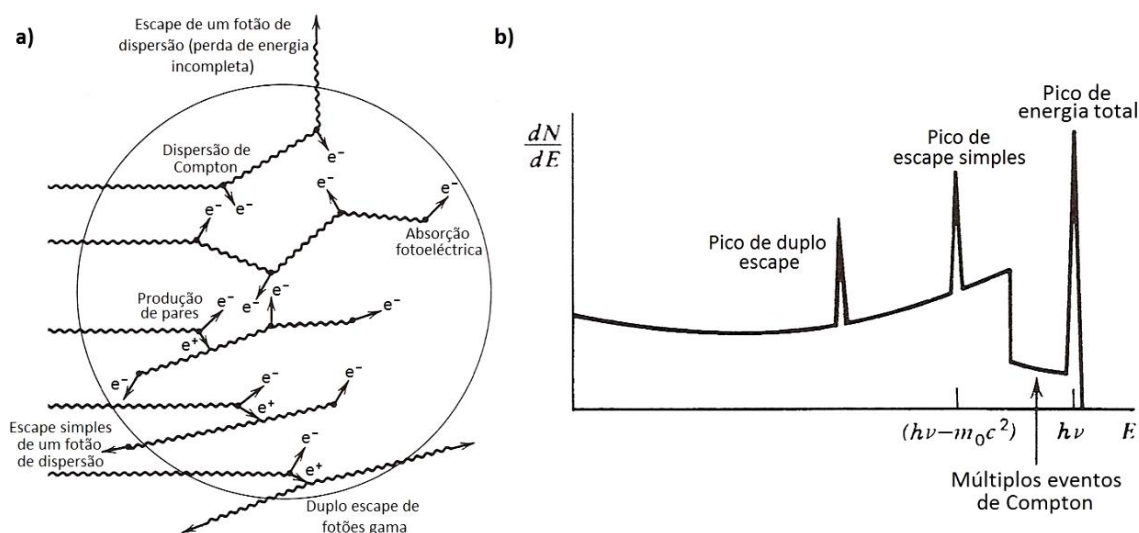


Figura A1.4 a) Processos que ocorrem na detecção de raios γ ; **b)** Espectro de energia obtido de a) (adaptado de [4, 22]).

O espectro de energia para radiação γ entre baixas e médias energias onde a produção de pares é insignificante, consiste num contínuo de Compton e num fotopico. Quanto mais baixa for a energia da radiação γ incidente, mais baixa será a energia média de um fóton de dispersão e logo a sua distância média de migração no espectro. Assim a área abaixo do fotopico aumenta com o decréscimo da energia do fóton incidente. A energias muito baixas digamos <100 keV, o contínuo de Compton pode efectivamente desaparecer.

Para energias médias a possibilidade de múltiplos eventos de dispersão de Compton seguidos da fuga do fóton de dispersão final, pode levar a uma deposição de energia total maior que o máximo previsto pela equação (2.22) para uma dispersão única. Estes múltiplos eventos podem não só preencher parcialmente o intervalo entre o limite de Compton e o pico fotoelétrico, como também distorcer a forma do contínuo previsto para a dispersão única.

Quando a energia da radiação γ é alta o suficiente para tornar a produção de pares significativa, gera-se uma situação mais complicada. Agora os fótons de aniquilação podem escapar ou sofrer interações subsequentes dentro do detector. Estas interações adicionais podem levar à absorção parcial ou completa de um ou ambos os fótons de aniquilação. Eventos em que ambos os fótons escapam sem interagirem, contribuem para o pico de duplo escape. Outro caso relativamente frequente é o facto de um dos fótons de aniquilação escapar, mas o outro ser totalmente absorvido. Estes eventos contribuem para um pico de escape simples que aparece no espectro a uma energia de m_0c^2 (511 keV) abaixo do fotopico. Um conjunto de outras possibilidades pode ocorrer no qual um ou ambos os fótons de aniquilação são parcialmente convertidos em energia de electrões, através de dispersão de Compton e subsequente escape do fóton de dispersão. Tais eventos acumulam-se num contínuo que no espectro se situa entre o pico de duplo escape e o pico fotoelétrico.

A função de resposta esperada para um detector de radiação γ real vai depender do seu tamanho, forma, composição e também dos detalhes das condições de irradiação. Por exemplo a função de resposta irá ser diferente se o local da fonte de radiação γ for movido de uma posição próxima do detector para uma mais afastada. Esta variação está relacionada com as diferenças de distribuição espacial das interações primárias, que ocorrem dentro do detector quando a geometria

da fonte é alterada. Em geral a função de resposta é demasiado complicada de prever em detalhe, recorrendo-se por isso ao uso de cálculos de Monte Carlo, que simulam todos os processos que ocorrem num detector do mesmo tamanho e composição [4].

Apêndice 2 – Espectros de energia obtidos por variação da posição do FOCUS dos detectores:

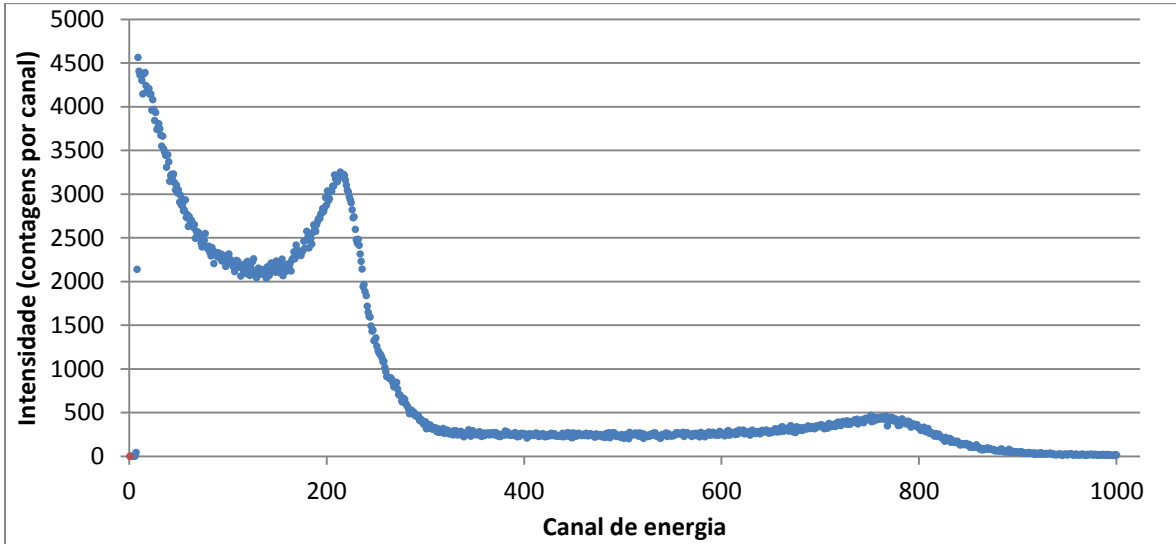


Figura A2.1 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com o FOCUS rodado para a esquerda.

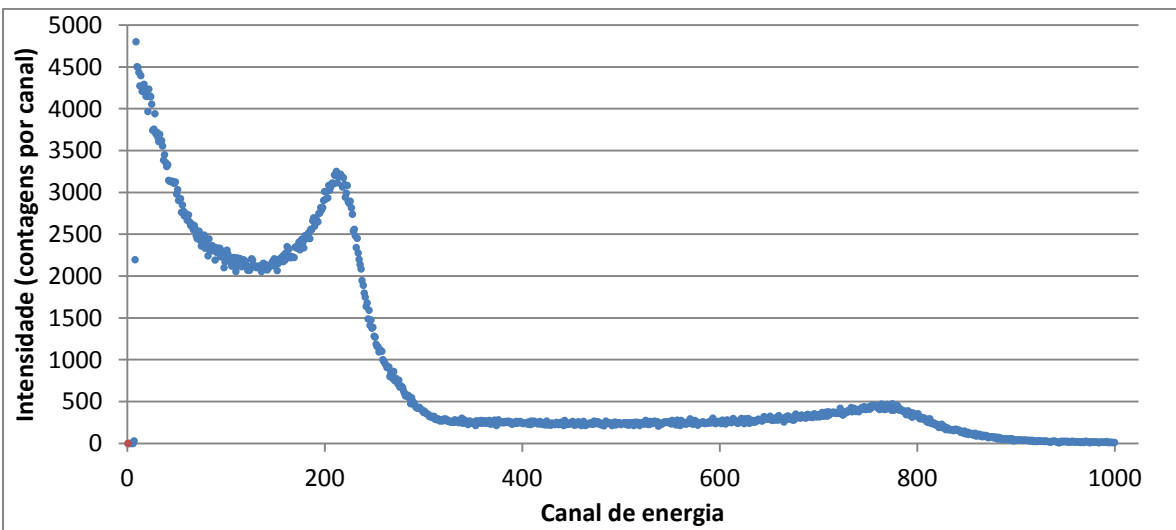


Figura A2.2 Espectro de energia do SAU-647 por exposição a Na-22 com FOCUS rodado para a direita.

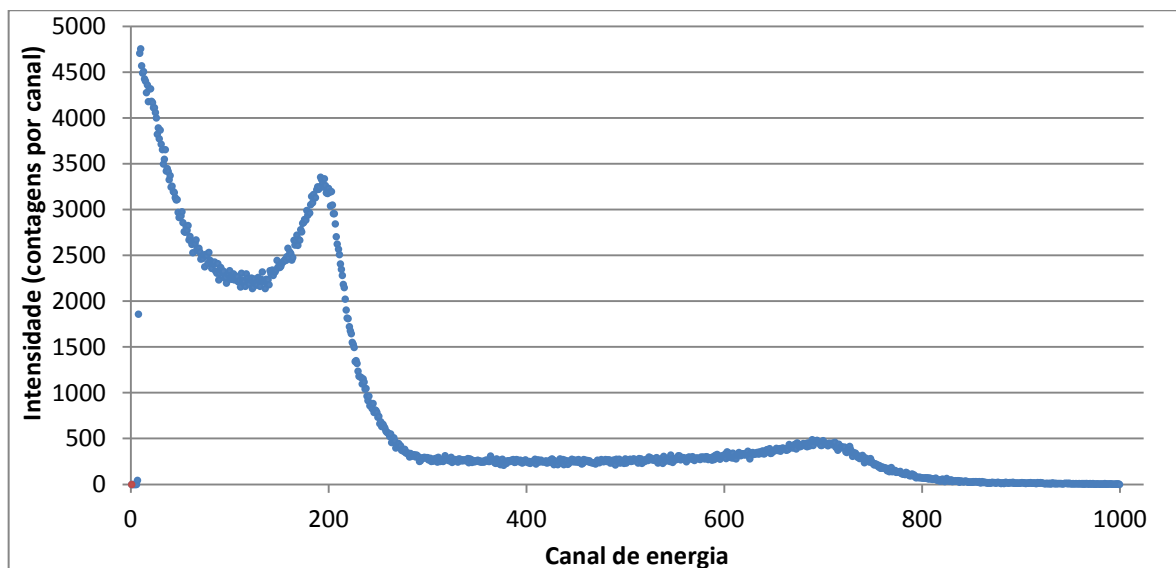


Figura A2.3 Espectro de energia do SAU-648 por exposição a Na-22 com o FOCUS rodado para a esquerda.

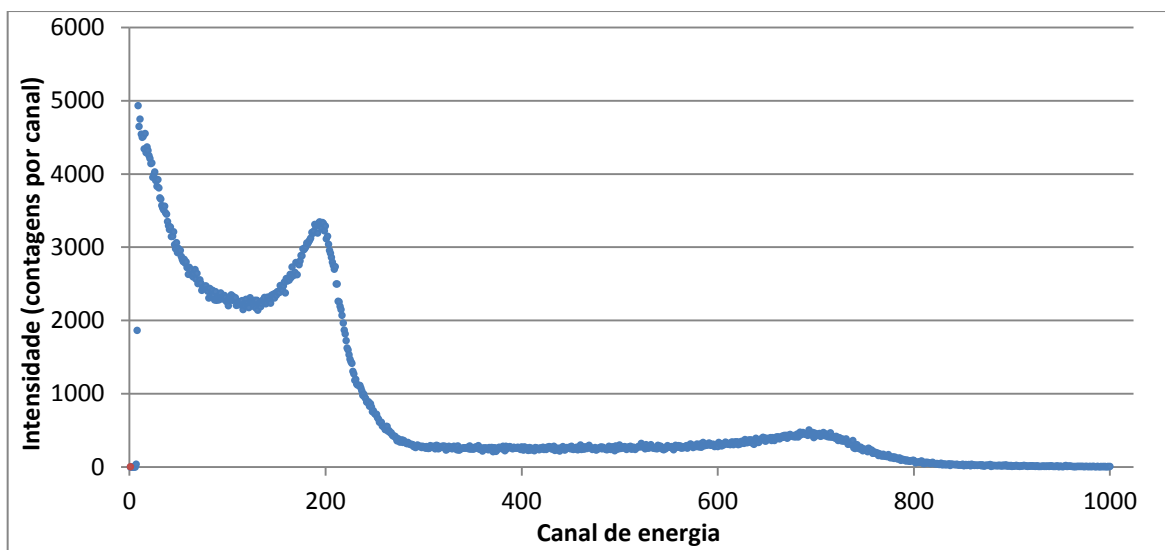


Figura A2.4 Espectro de energia do SAU-648 por exposição a Na-22 com o FOCUS intermédio.

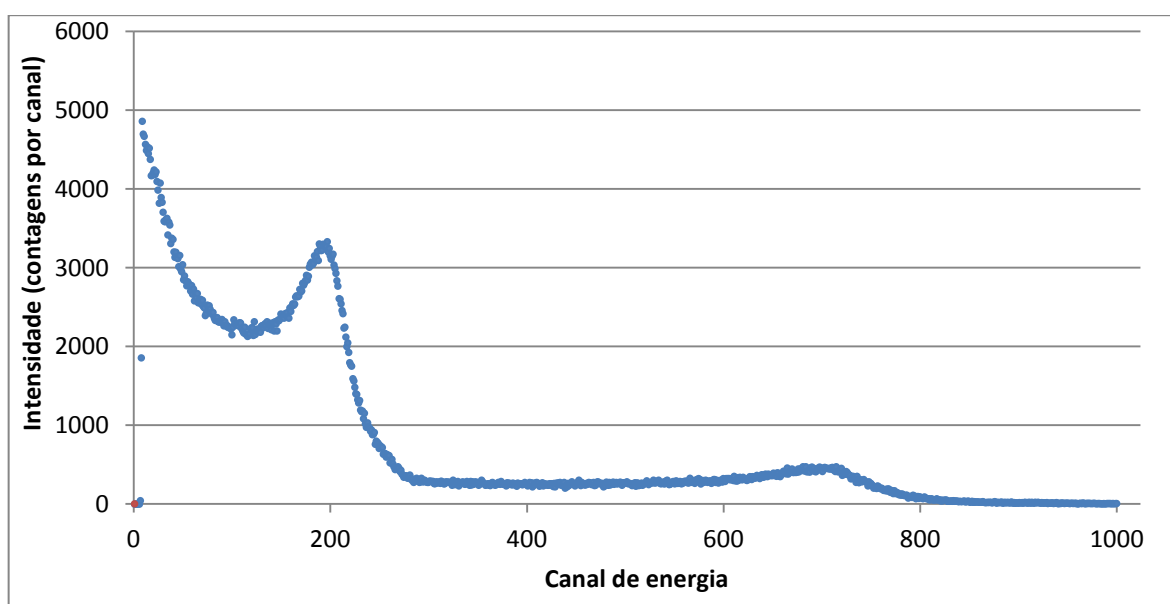


Figura A2.5 Espectro de energia do SAU-648 por exposição a Na-22 com FOCUS rodado para a direita.

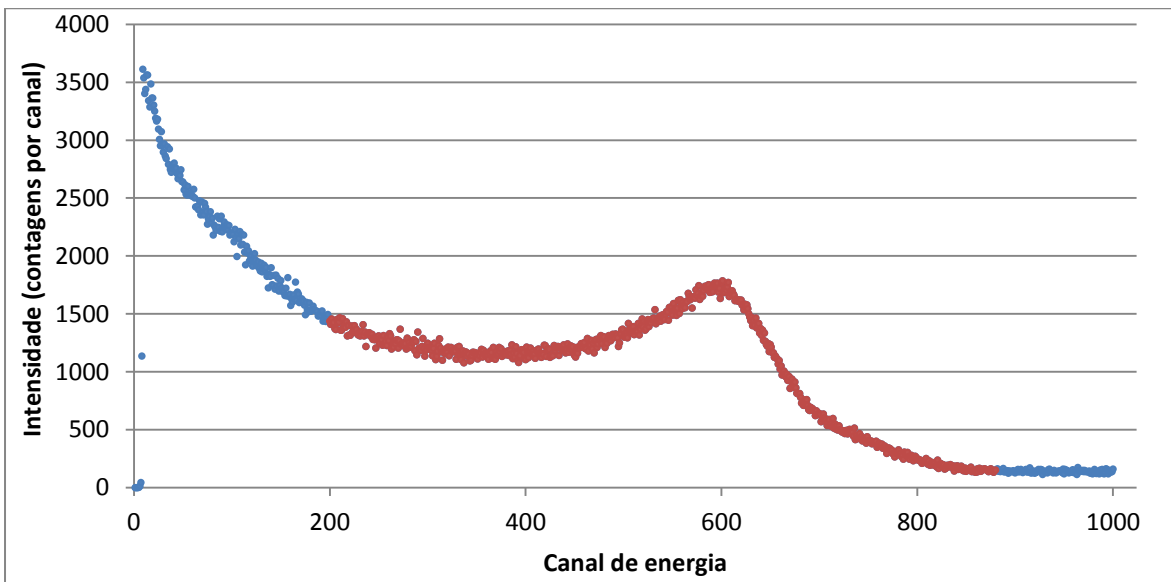


Figura A2.6 Espectro de energia do SAU-648 por exposição a Na-22 com FOCUS rodado para a esquerda.

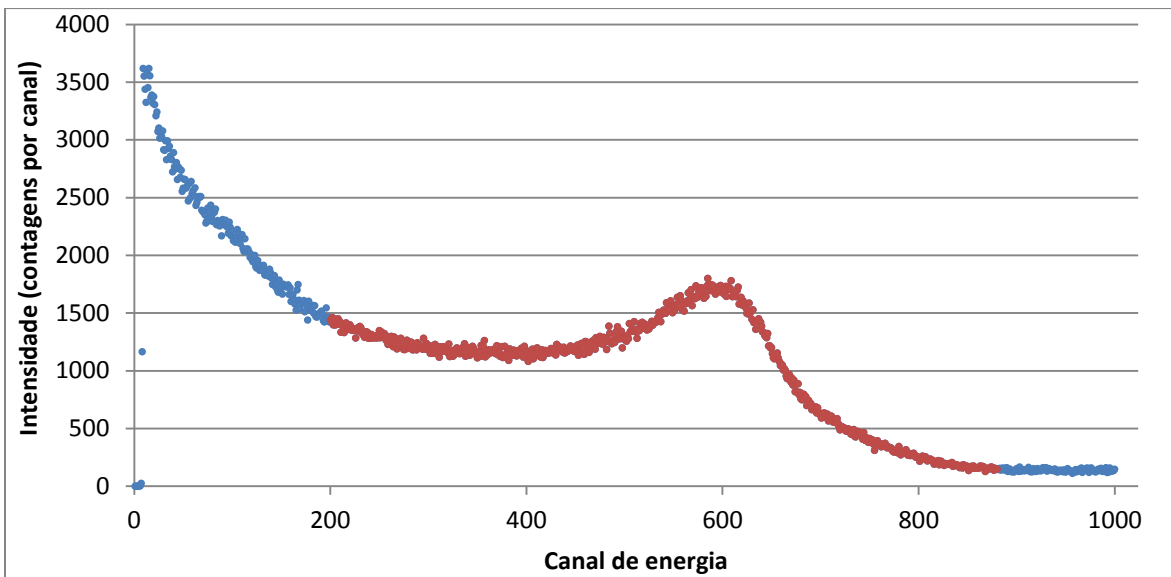


Figura A2.7 Espectro de energia do SAU-648 por exposição a Na-22 com o FOCUS intermédio.

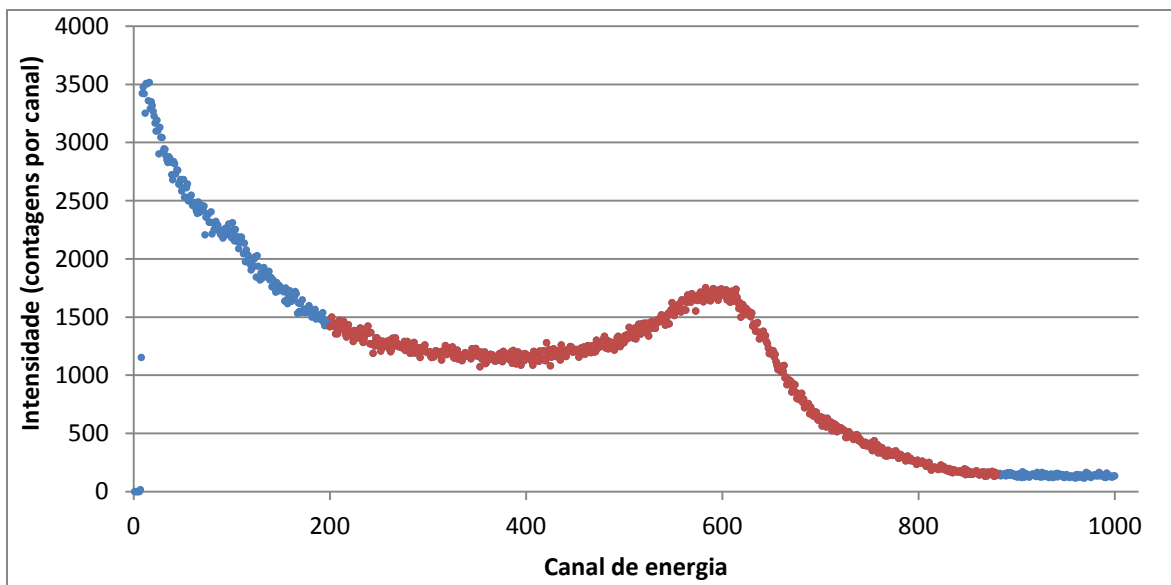


Figura A2.8 Espectro de energia do SAU-648 por exposição a Na-22 com FOCUS rodado para a direita.

Apêndice 3 – Código do ficheiro PETfontEspessa.in:

```

TITLE Simulação do exercício - fonte espessa a 2cm com invólucro de água
copy
air.mat+water_liquid.mat+aluminum.mat+teflon.mat+Polyvinyltoluene.mat+polydimethylsiloxane.m
at PETfontEspessa.mat
RUN simulation: pencyl < PETfontEspessa.in
.
GSTART >>>>>>> Beginning of the geometry definition list.
LAYER 0.00 5.00 1 // 5cm de ar
CYLIND 1 0.00 7.80
LAYER 5.00 5.30 2 // 0,3cm de espessura da fonte
CYLIND 1 0.00 0.30 // poço da fonte 6mm diametro com ar
CYLIND 2 0.30 1.27 // involucro plástico(water) 25,4mm diametro
CYLIND 1 1.27 7.80
LAYER 5.30 7.30 3 // 2cm de ar
CYLIND 1 0.00 7.80
LAYER 7.30 7.34 4 // início da definição do detector
CYLIND 3 0.00 2.80 // Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 1 2.80 7.80
LAYER 7.34 7.526 5
CYLIND 1 0.00 2.76 // reflector(1.86mm ar)+Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 3 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 7.80
LAYER 7.526 7.55 6
CYLIND 4 0.00 2.574 // reflector(0.24mm teflon)+ar+Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 3 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 7.80
LAYER 7.55 12.65 7
CYLIND 5 0.00 2.55 // cristal de Poliviniltolueno 51 diam x 51 hgt
CYLIND 4 2.55 2.574
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 3 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 7.80
LAYER 12.65 12.66 8
CYLIND 6 0.00 2.55 // 0,1mm de silicone rubber que faz o acoplamento óptico com o
PMT
CYLIND 4 2.55 2.574
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 3 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 7.80
LAYER 12.66 17.66 9
CYLIND 1 0.00 7.80
GEND <<<<<<<< End of the geometry definition list.
.
>>>>>>> Source definition.
SKPAR 2 [Primary particles: 1=electron, 2=photon, 3=positron]
SENERG 511e3 [Initial energy (monoenergetic sources only)]
STHICK 0.3 [Source height]
SRADII 0 0.3 [Source inner and outer radii]
SPOSIT 0 0 5.15 [Coordinates of the source centre]
SDIREC 0 0 [Beam axis direction angles, in deg]
SAPERT 180 [Beam aperture, in deg]

```

```

.
>>>>>>> Material data and simulation parameters.
NMAT 6 [Number of different materials, .le.10]
SIMP1 1 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMP2 2 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMP3 3 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMP4 4 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMP5 5 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMP6 6 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
PFNAME PETfontEspessa.mat [Material definition file, 20 characters]
.
>>>>>>> Counter array dimensions and pdf ranges.
NBE 0 511e3 100 [Energy interval and no. of E-bins]
>>>>>>> Additional distributions to be tallied.
ABSEN 5 [Tally the distr. of absorbed E in material MAT]
DOSE2D 7 1 50 50 [Tally 2D dose and charge dists. in body KL,KC]
.
>>>>>>> Job properties
RESUME pet_dump.dat [Resume from this dump file, 20 chars]
DUMPTO pett_dump.dat [Generate this dump file, 20 chars]
DUMPP 100 [Dumping period, in sec]
.
NSIMSH 2.0e9 [Desired number of simulated showers]
TIME 2.0e6 [Allotted simulation time, in sec]

```

Apêndice 4 – Código do ficheiro PETfantoma.in:

```

TITLE Simulação do exercício - fantoma de 25x10cm
copy
air.mat+water_liquid.mat+na11.mat+aluminum.mat+teflon.mat+Polyvinyltoluene.mat+polydimethyl
siloxane.mat PETfantoma.mat
RUN simulation: pencyl < PETfantoma.in
.
GSTART >>>>>>> Beginning of the geometry definition list.
LAYER 0.00 5.00 1 // 5cm de ar
CYLIND 1 0.00 10.0
LAYER 5.00 16.25 2 // início da definição do fantoma
CYLIND 2 0.00 5.00 // 11,25 cm de água
CYLIND 1 5.00 10.0
LAYER 16.25 18.75 3 // definição da fonte: 2.5x2,5cm
CYLIND 3 0.00 1.25 // fonte de Na-22
CYLIND 2 1.25 5.00
CYLIND 1 5.00 10.0
LAYER 18.75 30.0 4
CYLIND 2 0.00 5.00
CYLIND 1 5.00 10.0 // fim da definição do fantoma
LAYER 30.0 31.0 5 // fantoma <---> detector: 1cm de ar
CYLIND 1 0.00 10.0
LAYER 31.0 31.04 6 // início da definição do detector
CYLIND 4 0.00 2.80 // Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 31.04 31.226 7
CYLIND 1 0.00 2.76 // reflector(1.86mm ar)+Alum(0.4mm)+ar

```

```

CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 31.226 31.25 8
CYLIND 5 0.00 2.574 // reflector(0.24mm teflon)+ar+Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 31.25 36.35 9
CYLIND 6 0.00 2.55 // cristal de Poliviniltolueno 51 diam x 51 hgt
CYLIND 5 2.55 2.574
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 36.35 36.36 10
CYLIND 7 0.00 2.55 // 0,1mm de silicone rubber que faz o acoplamento óptico com o
PMT
CYLIND 5 2.55 2.574
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 36.36 41.36 11
CYLIND 1 0.00 10.0
GEND <<<<<<< End of the geometry definition list.

.
>>>>>>> Source definition.
SKPAR 2 [Primary particles: 1=electron, 2=photon, 3=positron]
SENERG 511e3 [Initial energy (monoenergetic sources only)]
SEXTND 2 1 11.32 [Extended source in KL,KC and rel. activity conc. (RELAC)]
SEXTND 3 1 81487.33 [Extended source in KL,KC and rel. activity conc.]
SEXTND 3 2 108.65 [Extended source in KL,KC and rel. activity conc.]
SEXTND 4 1 11.32 [Extended source in KL,KC and rel. activity conc.]

.
>>>>>>> Material data and simulation parameters.
NMAT 7 [Number of different materials, .le.10]
SIMPAN 1 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 2 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 3 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 4 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 5 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 6 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 7 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511 [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
PFNAME PETfantoma.mat [Material definition file, 20 characters]

.
>>>>>>> Additional distributions to be tallied.
ABSEN 6 [Tally the distr. of absorbed E in material MAT]
DOSE2D 9 1 50 50 [Tally 2D dose and charge dists. in body KL,KC]

.
>>>>>>> Job properties
RESUME pet_dump.dat [Resume from this dump file, 20 chars]
DUMPTO pett_dump.dat [Generate this dump file, 20 chars]
DUMPP 100 [Dumping period, in sec]

.
NSIMSH 1.0e9 [Desired number of simulated showers]
TIME 2.0e6 [Allotted simulation time, in sec]

```

Apêndice 5 – Código do ficheiro PETfantomaNonRWater.in:

```

TITLE Simulação do exercício - fantoma de 25x10cm com água não radioactiva
copy
air.mat+water_liquid.mat+na11.mat+aluminum.mat+teflon.mat+Polyvinyltoluene.mat+polydimethyl
siloxane.mat PETfantoma.mat
RUN simulation: pencyl < PETfantomaNonRWater.in
.
GSTART >>>>>> Beginning of the geometry definition list.
LAYER 0.00 5.00 1 // 5cm de ar
CYLIND 1 0.00 10.0
LAYER 5.00 16.25 2 // início da definição do fantoma
CYLIND 2 0.00 5.00 // 11,25 cm de água
CYLIND 1 5.00 10.0
LAYER 16.25 18.75 3 // definição da fonte: 2.5x2,5cm
CYLIND 3 0.00 1.25 // fonte de Na-22
CYLIND 2 1.25 5.00
CYLIND 1 5.00 10.0
LAYER 18.75 30.0 4
CYLIND 2 0.00 5.00
CYLIND 1 5.00 10.0 // fim da definição do fantoma
LAYER 30.0 31.0 5 // fantoma <---> detector: 1cm de ar
CYLIND 1 0.00 10.0
LAYER 31.0 31.04 6 // início da definição do detector
CYLIND 4 0.00 2.80 // Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 31.04 31.226 7
CYLIND 1 0.00 2.76 // reflector(1.86mm ar)+Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 31.226 31.25 8
CYLIND 5 0.00 2.574 // reflector(0.24mm teflon)+ar+Alum(0.4mm)+ar
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 31.25 36.35 9
CYLIND 6 0.00 2.55 // cristal de Poliviniltolueno 51 diam x 51 hgt
CYLIND 5 2.55 2.574
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 36.35 36.36 10
CYLIND 7 0.00 2.55 // 0,1mm de silicone rubber que faz o acoplamento óptico com o
PMT
CYLIND 5 2.55 2.574
CYLIND 1 2.574 2.76
CYLIND 4 2.76 2.80
CYLIND 1 2.80 10.0
LAYER 36.36 41.36 11
CYLIND 1 0.00 10.0
GEND <<<<<<< End of the geometry definition list.
.
>>>>>>> Source definition.
SKPAR 2 [Primary particles: 1=electron, 2=photon, 3=positron]

```

```

SENERG 511e3      [Initial energy (monoenergetic sources only)]
SEXTND 3 1 81487.33 [Extended source in KL,KC and rel. activity conc.(RELAC)]

.
>>>>>>> Material data and simulation parameters.
NMAT 7           [Number of different materials, .le.10]
SIMPAN 1 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 2 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 3 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 4 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 5 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 6 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
SIMPAN 7 5110 511 5110 0.1 0.1 5110 511      [M,EABS,C1,C2,WCC,WCR]
PFNAME PETfantoma.mat      [Material definition file, 20 characters]

.
>>>>>>> Additional distributions to be tallied.
ABSEN 6          [Tally the distr. of absorbed E in material MAT]
DOSE2D 9 1 50 50      [Tally 2D dose and charge dists. in body KL,KC]

.
>>>>>>> Job properties
RESUME pet_dump.dat      [Resume from this dump file, 20 chars]
DUMPTO pett_dump.dat     [Generate this dump file, 20 chars]
DUMPP 100            [Dumping period, in sec]

.
NSIMSH 1.0e9        [Desired number of simulated showers]
TIME 2.0e6          [Allotted simulation time, in sec]

```

Apêndice 6 – Código C do ficheiro 'PET start.h':

```

/*****
/* File: PET start.h                               */
/* Description: Definitions and pic.h include      */
/* Development history:                            */
/*          17/03/09 - Started by Domingos        */
*****/

/*****
/* Include Files                                   */
*****/
#include "pic.h"

/*****
/* General Defines                                */
*****/
#define TRUE      1
#define FALSE     0
#define OK        1
#define ERROR     0
#define HIGH     1
#define LOW       0

#define BYTE      unsigned char
#define WORD      unsigned int
#define LONG      unsigned long int

```

```

/*****
/* General Variables */
/*****
LONG T0_count;
WORD aquisiçãoData;          //TMR1 data read
BYTE cmd;
LONG data;
BYTE startFlag;
LONG t_aquisicao;
WORD LEDTimer;
#define MAX_LEDTimer 2000

//status variable
BYTE aquisiçãoStatus;
//= 1 -> START
//= 2 -> RUN
//= 3 -> END

/*****
/* Processor Pinouts */
/*****
#define TRIS_C_SETUP 0xFF      //all inputs
#define TRIS_B_SETUP 0xFC      //RB0 and RB1 outputs: LEDs

/*****
/* RS232 */
/*****
#define RS232_MAX_DATA_SIZE 10    //size of the rs232 rx buffer
#define RS232_TIME_WAIT 10

typedef struct
{
    BYTE timer;          //timer(every 0.256ms)to control the RS232 comms
    BYTE data[RS232_MAX_DATA_SIZE];    //memory for data in and out
    BYTE dataCounter;    //number of bytes in the data buffer
} Srs232;

bank1 Srs232 rs232;

/*****
/* Function Prototypes */
/*****
//GENERAL
void initialise(void);

//RS232 - reception and transmission functions
BYTE RS232_Read(BYTE *cmd, WORD *data);
void RS232_Write(BYTE cmd, WORD data);

```

Apêndice 7 – Código C do ficheiro 'PET start.c':

```

/*****
/* Project: Counter for didactic PET */
/* File: PET start.c */
/* Description: Development of a Counter with TIMER1 */
/* and a timer with TIMER0 */
/* Development history: */
/* 17/03/09 - Started by Domingos */
/*****

```

```

/*****
/* Interrupt handler */
/*****
void interrupt interrupt_handler(void)
{
    if (T0IF == HIGH)          //foi um interrupt do Timer 0?
    {
        //at a clock of 4MHz this interrupt happens every 0.256ms
        T0IF = LOW;           //clears interrupt flag
        ++T0_count;
        ++rs232.timer;       //increment RS232 timer
        ++LEDTimer;
        if (t_aquisicao > MAX_LEDTimer && LEDTimer >= MAX_LEDTimer)
        {
            RB0 = LOW;       //turns off the serial tx LED
            LEDTimer = LOW;
        }
        else if (t_aquisicao <= MAX_LEDTimer && LEDTimer >=
t_aquisicao)
        {
            RB0 = LOW;       //turns off the serial tx LED
            LEDTimer = LOW;
        }
        if (aquisicaoStatus == 1)
        {
            T0_count = 0;
            aquisicaoStatus = 2;

            TMR1L = LOW;     //clears timer 1: event counters to 0
            TMR1H = LOW;

            TMR1ON = HIGH;
        }
        if (T0_count > t_aquisicao && aquisicaoStatus == 2)
        {
            TMR1ON = LOW;
            aquisicaoStatus = 3;
        }
    }

    //USART - transferred data from RSR to RCREG is complete?
    if (RCIF == HIGH)
    {
        RCIF = LOW;         clears interrupt flag
        if(rs232.timer > RS232_TIME_WAIT)
            rs232.dataCounter = LOW;
        rs232.timer = 0;
        rs232.data[rs232.dataCounter] = RCREG;
        if((rs232.dataCounter+1) < RS232_MAX_DATA_SIZE)
            ++rs232.dataCounter;
    }
}

/*****
/* Main */
/*****
void main(void)
{
    initialise();          //global initialization routine
    do
    {

```

```

        if(RS232_Read(&cmd, &data))
        {
            if(cmd == 't' && data != 0)
            {
                t_aquisicao = (long)data*390;
                RS232_Write('s',data);
            }
            else if(cmd == 'a' && t_aquisicao != 0)
                startFlag = HIGH;
            else if(cmd == 't' && data == 0 || cmd != 'a' || cmd !=
't')
                RS232_Write('e',0);                //error
        }
        switch(aquisicaoStatus)
        {
            case 0:
                if(startFlag == HIGH)
                    aquisicaoStatus = 1;
                break;
            case 2:
                if (RC0 == LOW)
                    RB1 = !RB1;
                break;
            case 3:
                RB1 = LOW;
                aquisicaoData = (WORD)TMR1L+((WORD)TMR1H<<8);
                aquisicaoStatus = LOW;
                startFlag = LOW;
                RS232_Write('r',aquisicaoData);
                aquisicaoData = LOW;
                break;
            default:
                break;
        }
    }
    while(TRUE);                //necessary to keep the PIC running
}

/*****
/* Initialise
*****/
void initialise()
{
//initialise i/o port
TRISC = TRIS_C_SETUP;
TRISB = TRIS_B_SETUP;

//LEDs
RB0 = LOW;
RB1 = LOW;

//Timer 0 enable
TOCS = LOW;
TOIE = HIGH;        //Timer 0 interrupt enable
TOIF = LOW;        //Timer 0 interrupt flag a 0

//setup Timer 1
T1CKPS0 = LOW;
T1CKPS1 = LOW;
T1OSCEN = LOW;
T1SYNC = HIGH;    //TMR1CS=1 => do not synchronize external clock input

```

```

TMR1CS = HIGH;
TMR1ON = LOW;      //Timer 1 off

//initialise USART
BRGH = HIGH;      //high speed mode
SPBRG = 25;      //baud rate set to 9600bps (Fosc = 4 MHz clock)
TX9 = LOW;      //8 bit transmission mode
TXEN = LOW;      //transmission disable (disables transmission)
SYNC = LOW;      //asynchronous mode
SPEN = HIGH;      //serial port enable (in RC7 and RC6 pins)
RX9 = LOW;      //8 bit reception mode
CREN = HIGH;      //enables continuous receive (enables reception)
ADDEN = LOW;      //no address selection (only when RX9=1)
RCIF = LOW;      //clear interrupt flag
RCIE = HIGH;      //(actual) interrupt enable

//clear status and other variables
T0_count = LOW;      //timer: 0 seconds
aquisitionStatus = LOW;      //status variable as 0
aquisitionData = LOW;
cmd = LOW;
data = LOW;
startFlag = LOW;
t_aquisicao = 3906;      //predefined time acquisition 1s
LEDTimer = LOW;

//rs232 - used variables
rs232.timer = LOW;      //timer set to 0
rs232.dataCounter = LOW;      //no bytes in the data buffer

//enable global interrupts
GIE = HIGH;
}

/*****
/* RS232: read and write from RS232 comm */
*****/
//reads command and data from a rs232 comm
BYTE RS232_Read(BYTE *cmd, WORD *data)
{
    if ((rs232.timer > RS232_TIME_WAIT) && (rs232.dataCounter != 0))
    {
        //command is available
        *cmd = rs232.data[0];
        if(rs232.dataCounter >= 3)
            *data = ((WORD)rs232.data[1]<<8) + rs232.data[2];
        else
            *data = 0;

        rs232.dataCounter = 0;
        return TRUE;
    }
    else
        //no command available
    {
        *cmd = 0;
        *data = 0;

        return FALSE;
    }
}

//writes command and data from a rs232 comm
void RS232_Write(BYTE cmd, WORD data)
{

```

```

RBO = HIGH; //LED indicates serial tx

CREN = LOW; //disables reception
TXEN = HIGH; //enables transmission

while(TRMT == FALSE); //TRMT = 0 -> TSR full
TXREG = cmd; //tx command

while(TRMT == FALSE); //TRMT = 0 -> TSR full
TXREG = (BYTE)(data>>8); //tx msb data

while(TRMT == FALSE); //TRMT = 0 -> TSR full
TXREG = (BYTE)data; //tx lsb data

while(TRMT == FALSE); //TRMT = 0 -> TSR full
TXEN = LOW; //disables transmission
CREN = HIGH; //enables reception
}

```

Apêndice 8 – Código MATLAB do ficheiro principal 'PET_interface.m':

```

% --- Executes just before PET_interface is made visible.
function PET_interface_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin command line arguments to PET_interface (see VARARGIN)

% Choose default command line output for PET_interface
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

global t_aquisicao
global t_aquisicao1
global t_aquisi_aux
global baud_rate
global data_bits
global parity
global stop_bits
global COM_port
global out
global flag
global escala_temporal
global escala_temporal_aux
global checkbox2
global checkbox3
global coms

infos = instrhwinfo('serial'); %information about available hardware
coms = size(infos.SerialPorts);
baud_rate = 9600;
data_bits = 8;
parity = 'none';
stop_bits = 1;
COM_port = char(infos.SerialPorts);
if (coms(1,1) ~= 1)
    h1 = msgbox('No COM port or more than one COM port was found in the
system. In case there is more than one, choose the COM port to be

```

```

used!', 'Help Box:', 'warn');
    return
end
flag = 0;
t_aquisicao = 1;
t_aquisi_aux = 1;                %1s
t_aquisicao1 = 10;
escala_temporal = 's';
escala_temporal_aux = 's';
set(handles.result, 'String', 0);
set(handles.result1, 'String', 0);
set(handles.result2, 'String', 0);
set(handles.result3, 'String', 0);
set(handles.popup_com_port, 'Value', 1);
set(handles.popup_baud_rate, 'Value', 5);
set(handles.popup_data_bits, 'Value', 4);
set(handles.popup_parity, 'Value', 1);
set(handles.popup_stopbits, 'Value', 1);
checkbox2 = 1;
checkbox3 = 1;
out = 0;

while(out ~= 10)
    delete(instrfind)
    s = serial(COM_port);
    set(s, 'BaudRate', baud_rate, 'DataBits', data_bits);
    set(s, 'Parity', parity, 'StopBits', stop_bits);
    set(s, 'ReadAsyncMode', 'continuous');
    fopen(s);
    fwrite(s, 116);
    fwrite(s, 0);
    fwrite(s, 10);                %envia tempo_aquisição de 1s default
    out = fread(s, 3);
    out = out(3);
    set(handles.result_aux, 'String', out);
    fclose(s)
    delete(s)
    clear s
end
out = 0;

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = PET_interface_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

function t_aquisicao_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to t_aquisicao (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject, 'String') returns contents of t_aquisicao as text
%        str2double(get(hObject, 'String')) returns contents of t_aquisicao
%        as a double

```

```

global t_aquisicao
global flag
global t_aquisi_aux

t_aquisi_aux = t_aquisicao;
t_aquisicao = get(hObject, 'String');
t_aquisicao(t_aquisicao == ',') = '.';           %change commas to dots
t_aquisicao = str2double(t_aquisicao);
if (t_aquisicao <= 0 || isnan(t_aquisicao) == 1)
    hl = msgbox('Aquisition time (s or ms) must be an integer or decimal
value superior to 0!', 'Help Box:', 'error');
    t_aquisicao = t_aquisi_aux;
    set(handles.t_aquisicao, 'String', t_aquisicao);
else
    flag = 1;
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function t_aquisicao_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to t_aquisicao (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'),
get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

% --- Executes on button press in botao_enviar.
function botao_enviar_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to botao_enviar (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

global t_aquisicao
global t_aquisicao1
global t_aquisi_aux
global baud_rate
global data_bits
global parity
global stop_bits
global COM_port
global escala_temporal
global flag
global out
global coms

if (coms(1,1) ~= 1)
    hl = msgbox('No COM port or more than one COM port was found in the
system. In case there is more than one, choose the COM port to be
used!', 'Help Box:', 'warn');
    return
end

t_aquisi_aux = t_aquisicao;
rounding = 0;

```

```

if (strcmp(escala_temporal,'s') == 1 && (t_aquisicao < 0.1))
    t_aquisicao = t_aquisicao*1000;
    escala_temporal = 'ms';
    set(handles.escala_temporal,'Value',2)
    set(handles.t_aquisicao,'String',num2str(t_aquisicao));
end

if (strcmp(escala_temporal,'ms') == 1 && (t_aquisicao < 1000))
    t_aquisicao1 = t_aquisicao/100;
    aux1 = num2str(t_aquisicao1);
else
    if (strcmp(escala_temporal,'ms') == 1 && (t_aquisicao >= 1000))
        t_aquisicao = t_aquisicao/1000;
        escala_temporal = 's';
        set(handles.escala_temporal,'Value',1)
        set(handles.t_aquisicao,'String',num2str(t_aquisicao));
    end
    t_aquisicao1 = t_aquisicao*10;
    aux = num2str(t_aquisicao1);
    if(aux(aux == '.')== '.')
        t_aquisicao1 = round(t_aquisicao*10);
        rounding = 1;
    end
end

if (strcmp(escala_temporal,'ms') == 1 && t_aquisicao1 < 0.5)
    h1 = msgbox('Aquisition time value must be higher than 100ms (lower
possible value)!', 'Help Box:', 'error');
    t_aquisicao = 100;
    set(handles.t_aquisicao,'String',t_aquisicao);
elseif (t_aquisicao1 > 65535)
    h1 = msgbox('The maximum aquisition time value allowed by the program
is 6553 seconds ~ 109 minutes!', 'Help Box:', 'error');
    t_aquisicao = out/10;           %neste caso mete-se o valor do último out!
    set(handles.t_aquisicao,'String',t_aquisicao)
else
    while(out ~= round(t_aquisicao1))
        delete(instrfind)
        s = serial(COM_port);
        set(s,'BaudRate',baud_rate,'DataBits',data_bits);
        set(s,'Parity',parity,'StopBits',stop_bits);
        set(s,'ReadAsyncMode','continuous');
        fopen(s);

        m = zeros(2,1);
        m = char(m);
        m(2) = bitand(round(t_aquisicao1), 255);
        aux = bitshift(round(t_aquisicao1), -8);
        m(1) = bitand(aux, 255);

        fwrite(s,116);
        fwrite(s,m);

        out = fread(s,3);
        out = bitshift(double(out(2)), 8) + double(out(3));
        set(handles.result_aux,'String',out);

        fclose(s)
        delete(s)
        clear s
    end
end

```

```

    if (strcmp(escala_temporal,'ms') == 1)
        if (t_aquisicao1 >= 0.5 && t_aquisicao1 < 1)
            h1 = msgbox('The aquisition time was rounded up to its lower
possible value: 100ms!','Help Box:','warn');
            set(handles.t_aquisicao,'String',out*100);
        elseif (strcmp(aux1(aux1 == '.'),'.') == 1 && t_aquisicao1 > 1)
            h1 = msgbox('The aquisition time was rounded up to the higher
or lower centesimal number! For example: 140ms -> 100ms and 150ms ->
200ms','Help Box:','warn');
            set(handles.t_aquisicao,'String',out*100);
        end
        t_aquisicao = out*100;
    elseif (rounding == 1)
        h1 = msgbox('The aquisition time was rounded up to the higher or
lower decimal number!','Help Box:','warn');
        set(handles.t_aquisicao,'String',out/10);
    end

    flag = 3;
end

% --- Executes on selection change in escala_temporal.
function escala_temporal_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to escala_temporal (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns escala_temporal contents
as cell array
%         contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from
escala_temporal

global escala_temporal
global escala_temporal_aux
global flag

escala_temporal_aux = escala_temporal;
escala_temporal_aux = escala_temporal;
popupcontents = get(hObject,'String');
escala_temporal = popupcontents{get(hObject,'Value')};
flag = 2;

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function escala_temporal_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to escala_temporal (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in botao_ensaio.
function botao_ensaio_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to botao_ensaio (see GCBO)

```

```

% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
%function
rs232(baud_rate,data_bits,parity,stop_bits,COM_port,flow_control)

global baud_rate
global data_bits
global parity
global stop_bits
global COM_port
global t_aquisicao
global t_aquisicao1
global t_aquisi_aux
global escala_temporal
global escala_temporal_aux
global flag
global out
global checkbox2
global checkbox3
global coms

if (coms(1,1) ~= 1)
    h1 = msgbox('No COM port or more than one COM port was found in the
system. In case there is more than one, choose the COM port to be
used!', 'Help Box:', 'warn');
    return
end

choice = 'No';

if (strcmp(escala_temporal, 'ms') == 1)
    value = 2;
else
    value = 1;
end

switch flag
case 0
    set(handles.escala_temporal, 'Value', 1);
    set(handles.t_aquisicao, 'String', 1);
    choice = questdlg('Aquisition will run with the default aquisition
time value: 1s. Do you confirm this aquisition value?', 'Confirm aquisition
value:', 'Yes', 'No', 'Yes');
    case {1,2}
        if (strcmp(escala_temporal_aux, 'ms') == 1)
            value = 2;           %ms
        else
            value = 1;           %s
        end

        escala_temporal = escala_temporal_aux;
        t_aquisicao = t_aquisi_aux;
        set(handles.escala_temporal, 'Value', value);
        set(handles.t_aquisicao, 'String', t_aquisi_aux);
        choice = questdlg('Do you confirm the aquisition value?', 'Confirm
aquisition value:', 'Yes', 'No', 'Yes');
    case 3
        set(handles.escala_temporal, 'Value', value);
        set(handles.t_aquisicao, 'String', t_aquisicao);
        choice = questdlg('Do you confirm the aquisition value?', 'Confirm
aquisition value:', 'Yes', 'No', 'Yes');
end

```

```

switch choice
  case 'Yes'
    sett = 1+checkbox2+checkbox3;
%sett: variável com os valores 1 (apenas um conjunto), 2(2 cjts), 3(3
cjts) correspondentes aos 3 ensaios máximos que se podem obter para cada
tempo de aquisição
    counts = 0;
    mean = 0;
    CRate = 0;

    while (counts ~= sett)
      out3 = '101';
      while(strcmp(out3,'101') == 1)      %se o PIC enviar o comando
'e' de erro.. ele volta a fazer este ciclo até receber o comando certo com
os valores certos
        delete(instrfind)
        s = serial(COM_port);
        set(s,'BaudRate',baud_rate,'DataBits',data_bits);
        set(s,'Parity',parity,'StopBits',stop_bits);
        set(s,'ReadAsyncMode','continuous');
        if (t_aquisicao1 >= 100)
          set(s,'Timeout',(t_aquisicao1/10)+10);
        end

        fopen(s);
        fwrite(s,97);

        out = fread(s,3);
        out3 = out(1);
        out = bitshift(double(out(2)), 8) + double(out(3));

        fclose(s)
        delete(s)
        clear s
      end

      if sett == 1
        set(handles.result,'String',out);
        set(handles.result1,'String',0);
        set(handles.result2,'String',0);
        CRate = round(out/t_aquisicao);
        set(handles.result3,'String',CRate);
        counts = counts+1;

      elseif sett == 2
        if counts == 0
          out0 = out;
          set(handles.result,'String',out0);
          counts = counts+1;
        elseif checkbox2 == 1 && counts == 1
          out1 = out;
          set(handles.result1,'String',out1);
          set(handles.result2,'String',0);
          counts = counts+1;
          mean = (out0+out1)/2;
          CRate = round(mean/t_aquisicao);
          set(handles.result3,'String',CRate);
        elseif checkbox3 == 1 && counts == 1
          out1 = out;
          set(handles.result2,'String',out1);
          set(handles.result1,'String',0);

```

```

        counts = counts+1;
        mean = (out0+out1)/2;
        CRate = round(mean/t_aquisicao);
        set(handles.result3,'String',CRate);
    end

elseif sett == 3
    if counts == 0
        out0 = out;
        set(handles.result,'String',out0);
        counts = counts+1;
    elseif counts == 1
        out1 = out;
        set(handles.result1,'String',out1);
        counts = counts+1;
    elseif counts == 2
        out2 = out;
        set(handles.result2,'String',out2);
        counts = counts+1;
        mean = (out0+out1+out2)/3;
        CRate = round(mean/t_aquisicao);
        set(handles.result3,'String',CRate);
    end
end
end
case 'No'
    return;
end

(...)

% --- Executes on button press in reset.
function reset_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to reset (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

global t_aquisicao
global t_aquisicao1
global t_aquisi_aux
global out
global flag
global escala_temporal
global escala_temporal_aux
global baud_rate
global data_bits
global parity
global stop_bits
global COM_port
global checkbox2
global checkbox3
global coms

infos = instrhwinfo('serial');      information about available hardware
baud_rate = 9600;
data_bits = 8;
parity = 'none';
stop_bits = 1;
COM_port = char(infos.SerialPorts);
if (coms(1,1) ~= 1)
    h1 = msgbox('No COM port or more than one COM port was found in the
system. In case there is more than one, choose the COM port to be
used!','Help Box:','warn');

```

```

return
end
flag = 0;
t_aquisicao = 1;
t_aquisi_aux = 1;
t_aquisicao1 = 10;
escala_temporal = 's';
escala_temporal_aux = 's';
set(handles.result, 'String', 0);
set(handles.result1, 'String', 0);
set(handles.result2, 'String', 0);
set(handles.result3, 'String', 0);
set(handles.escala_temporal, 'Value', 1);
set(handles.t_aquisicao, 'String', t_aquisicao);
set(handles.popup_com_port, 'Value', 1);
set(handles.popup_baud_rate, 'Value', 5);
set(handles.popup_data_bits, 'Value', 4);
set(handles.popup_parity, 'Value', 1);
set(handles.popup_stopbits, 'Value', 1);
checkbox2 = 1;
checkbox3 = 1;
set(handles.checkbox2, 'Value', 1);
set(handles.checkbox3, 'Value', 1);

while(out ~= 10)
    delete(instrfind)
    s = serial(COM_port);
    set(s, 'BaudRate', baud_rate, 'DataBits', data_bits);
    set(s, 'Parity', parity, 'StopBits', stop_bits);
    set(s, 'ReadAsyncMode', 'continuous');
    fopen(s);
    fwrite(s, 116);
    fwrite(s, 0);
    fwrite(s, 10);           %envia tempo_aquisição de 1s default
    out = fread(s, 3);
    out = out(3);
    set(handles.result_aux, 'String', out);
    fclose(s)
    delete(s)
    clear s
end
out = 0;

```

Apêndice 9 – Tabela de valores do patamar de coincidências construído para a τ de 1000 ns:

Unidades NIM de atraso	Atraso imposto pela cablagem do sistema	Δt	Atraso imposto final na via de detecção C (ns)	CTGs	CTGs	CTGs	Média CTGs
-	0	-	-4.92	502	562	539	534
P1	-1.6	-16	-87.93	444	462	480	462
P1+P2	-2.3	-16	-250.14	329	320	346	332
P1+P2+P3	-4.6	-16	-397.23	269	247	257	258
P1+P2+P3+P4	-8.7	-16	-562.10	170	210	205	195
A	-4.6	-24.91	-587.01	182	173	210	188
P1+P2+A	-7.0	-10	-842.23	117	118	136	124
P1+P2+A	-7.0	-10	-1092.23	103	91	89	94
P1+P2+A	-7.0	-10	-1342.23	62	72	77	70
P1+P2+A	-7.0	-10	-1592.23	47	52	60	53

P1+P2+A	-7.0	-10	-1842.23	38	41	25	35
P1+P2+A	-7.0	-10	-2092.23	37	25	37	33
P1+P2+A	-7.0	-10	-2342.23	35	28	32	32
P1+P2+A	-7.0	-10	-2592.23	42	27	20	30
P1+P2+A	-7.0	-10	-2842.23	29	29	27	28
P1+P2+A	-7.0	-10	-3092.23	19	24	30	24
P1+P2+A	-7.0	-10	-3342.23	16	24	32	24
P1+P2+A	-7.0	-10	-3592.23	29	20	26	25
P1+P2+A	-7.0	-10	-3842.23	22	23	25	23

Unidades NIM de atraso	Atraso imposto pela cablagem do sistema	Δt	Atraso imposto final na via de detecção A (ns)	CTGs	CTGs	CTGs	Média CTGs
-	0.0	-	4.92	533	520	540	531
P1	1.6	16	87.93	602	645	589	612
P1+P2	2.3	16	170.14	725	784	752	754
P1+P2	2.3	16	250.14	889	900	937	909
P1+P2+P3	4.6	16	333.23	1100	1051	1103	1085
P1+P2+P3	4.6	16	397.23	1312	1300	1344	1319
P1+P2+P3+P4	8.7	16	434.10	1457	1466	1444	1456
P1+P2+P3+P4	8.7	16	466.10	1730	1686	1654	1690
P1+P2+P3+P4	8.7	16	498.10	1946	1858	1908	1904
P1+P2+P3+P4	8.7	16	530.10	2126	2105	2110	2114
P1+P2+P3+P4	8.7	16	562.10	2238	2146	2248	2211
A	4.6	24.91	587.01	2548	2500	2497	2515
P1+P2+A	7.0	16	624.23	2598	2682	2543	2608
P1+P2+A	7.0	16	656.23	2707	2685	2711	2701
P1+P2+A	7.0	16	688.23	2770	2764	2812	2782
P1+P2+A	7.0	16	720.23	2792	2776	2917	2828
P1+P2+A	7.0	16	752.23	2735	2895	2877	2836
P1+P2+A	7.0	16	784.23	2900	2878	2886	2888
P1+P2+A	7.0	16	816.23	3011	2871	3017	2966
P1+P2+A	7.0	10	842.23	2903	3042	3013	2986
P1+P2+A	7.0	16	874.23	2910	2905	2925	2913
P1+P2+A	7.0	16	906.23	2985	2949	2962	2965
P1+P2+A	7.0	16	938.23	3020	2859	2927	2935
P1+P2+A	7.0	16	970.23	2851	2933	2977	2920
P1+P2+A	7.0	16	1002.23	2949	3093	2935	2992
P1+P2+A	7.0	16	1034.23	2952	3009	3023	2995
P1+P2+A	7.0	16	1066.23	2992	2934	2955	2960
P1+P2+A	7.0	10	1092.23	3054	3039	2989	3027
P1+P2+A	7.0	16	1124.23	3027	3034	3034	3032
P1+P2+A	7.0	16	1156.23	2992	2985	3050	3009
P1+P2+A	7.0	16	1188.23	2926	2976	2973	2958
P1+P2+A	7.0	16	1220.23	2903	2963	2971	2946
P1+P2+A	7.0	16	1252.23	2938	2964	2909	2937
P1+P2+A	7.0	16	1284.23	2983	2990	3004	2992
P1+P2+A	7.0	16	1316.23	2980	2923	2907	2937

P1+P2+A	7.0	10	1342.23	2936	2995	3038	2990
P1+P2+A	7.0	16	1374.23	2949	2809	2859	2872
P1+P2+A	7.0	16	1406.23	2779	2865	2828	2824
P1+P2+A	7.0	16	1438.23	2808	2736	2768	2771
P1+P2+A	7.0	16	1470.23	2702	2796	2703	2734
P1+P2+A	7.0	16	1502.23	2717	2774	2751	2747
P1+P2+A	7.0	16	1534.23	2702	2634	2627	2654
P1+P2+A	7.0	16	1566.23	2643	2693	2588	2641
P1+P2+A	7.0	10	1592.23	2577	2638	2643	2619
P1+P2+A	7.0	16	1624.23	2555	2562	2609	2575
P1+P2+A	7.0	16	1656.23	2563	2455	2550	2523
P1+P2+A	7.0	16	1688.23	2444	2464	2456	2455
P1+P2+A	7.0	16	1720.23	2341	2307	2380	2343
P1+P2+A	7.0	16	1752.23	2235	2245	2173	2218
P1+P2+A	7.0	16	1784.23	2165	2094	2102	2120
P1+P2+A	7.0	16	1816.23	1937	1972	1909	1939
P1+P2+A	7.0	10	1842.23	1928	1915	1959	1934
P1+P2+A	7.0	16	1874.23	1774	1820	1804	1799
P1+P2+A	7.0	16	1906.23	1574	1532	1546	1551
P1+P2+A	7.0	16	1938.23	1336	1424	1343	1368
P1+P2+A	7.0	16	1970.23	1264	1208	1239	1237
P1+P2+A	7.0	16	2002.23	1066	1087	1050	1068
P1+P2+A	7.0	16	2034.23	921	952	914	929
P1+P2+A	7.0	16	2066.23	842	790	836	823
P1+P2+A	7.0	10	2092.23	803	794	780	792
P1+P2+A	7.0	16	2156.23	573	613	621	602
P1+P2+A	7.0	16	2220.23	495	483	465	481
P1+P2+A	7.0	16	2284.23	349	371	395	372
P1+P2+A	7.0	10	2342.23	397	356	335	363
P1+P2+A	7.0	16	2470.23	221	197	214	211
P1+P2+A	7.0	10	2592.23	149	165	165	160
P1+P2+A	7.0	10	2842.23	70	75	77	74
P1+P2+A	7.0	10	3092.23	29	29	31	30
P1+P2+A	7.0	10	3342.23	25	23	20	23
P1+P2+A	7.0	10	3592.23	18	26	18	21

Tabela A9.1 Tabela de Contagens de coincidências vs Atraso, que definem o patamar de coincidências para a τ de 1000 ns.

Apêndice 10 – Patamares de coincidências para as restantes τ com os respectivos ajustes, intervalos de confiança de 95% e equações dos mesmos:

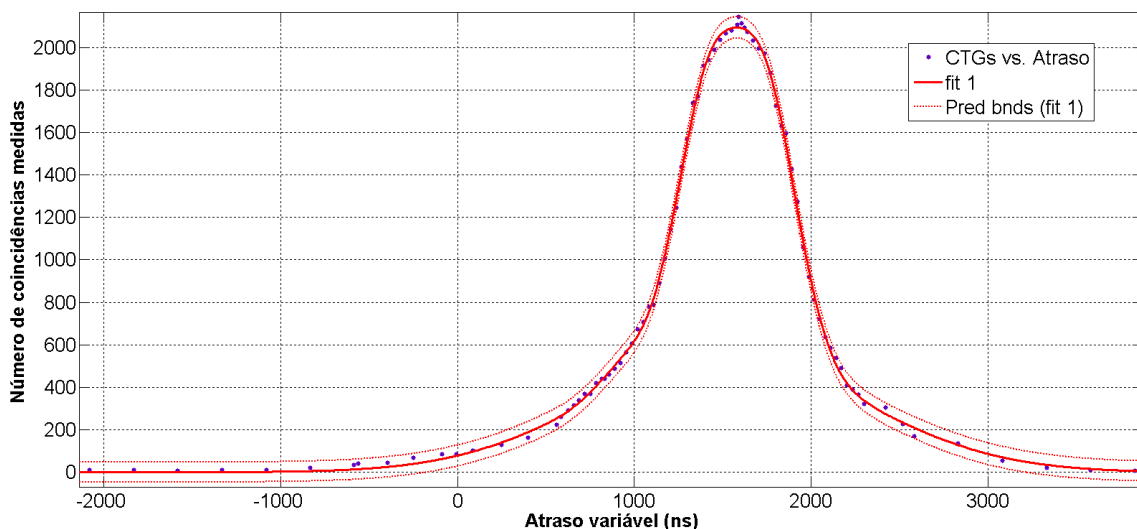


Figura A10.1 Patamar de coincidências para a τ mínima permitida pela unidade de coincidências de 100 ns.

A equação do ajuste anterior com, $R^2 = 0,9991$, para a resolução em tempo de 100 ns é composta pela soma de quatro gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} + a_4 e^{-\left(\frac{(x-b_4)}{c_4}\right)^2} \quad \text{equação (A9.1)}$$

cujos coeficientes são:

$$a_1 = -2228; b_1 = 1579; c_1 = 244,2; a_2 = 536; b_2 = 1521; c_2 = 1096; a_3 = 100,7; b_3 = 940,4; c_3 = 214,9; a_4 = 3787; b_4 = 1580; c_4 = 305,9$$

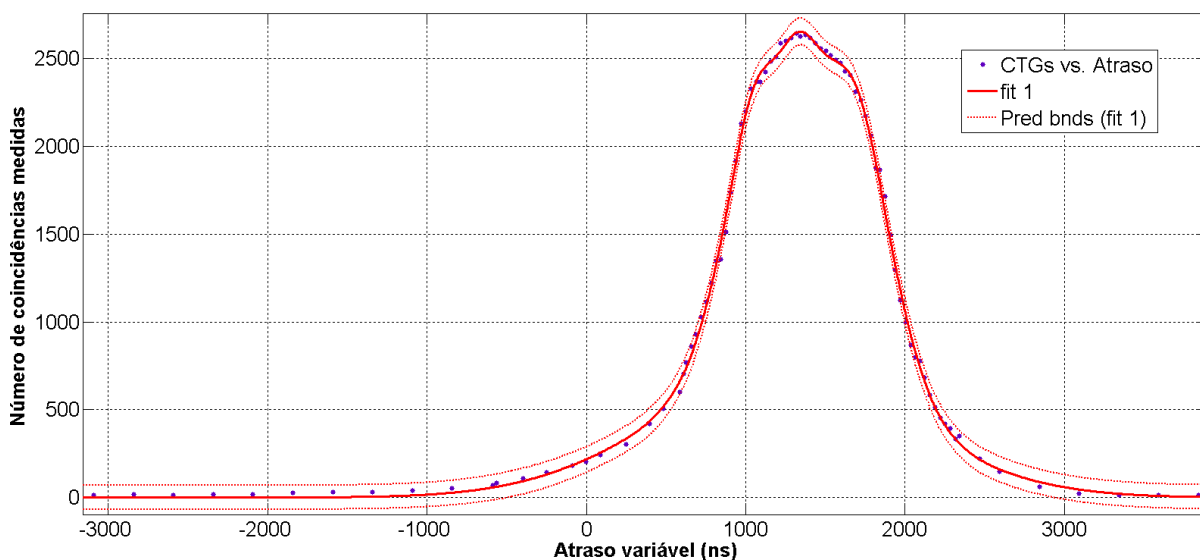


Figura A10.2 Patamar de coincidências para a τ de 500ns.

A equação do ajuste anterior, com $R^2 = 0,999$, para a resolução em tempo de 500 ns é composta pela soma de quatro gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} + a_4 e^{-\left(\frac{(x-b_4)}{c_4}\right)^2} \quad \text{equação (A9.2)}$$

cujos coeficientes são:

$$a_1 = -612,6; b_1 = 1201; c_1 = 164,3; a_2 = -1481; b_2 = 1455; c_2 = 241,6; a_3 = 657,7;$$

$$b_3 = 1213; c_3 = 1151; a_4 = 3534; b_4 = 1395; c_4 = 466,3$$

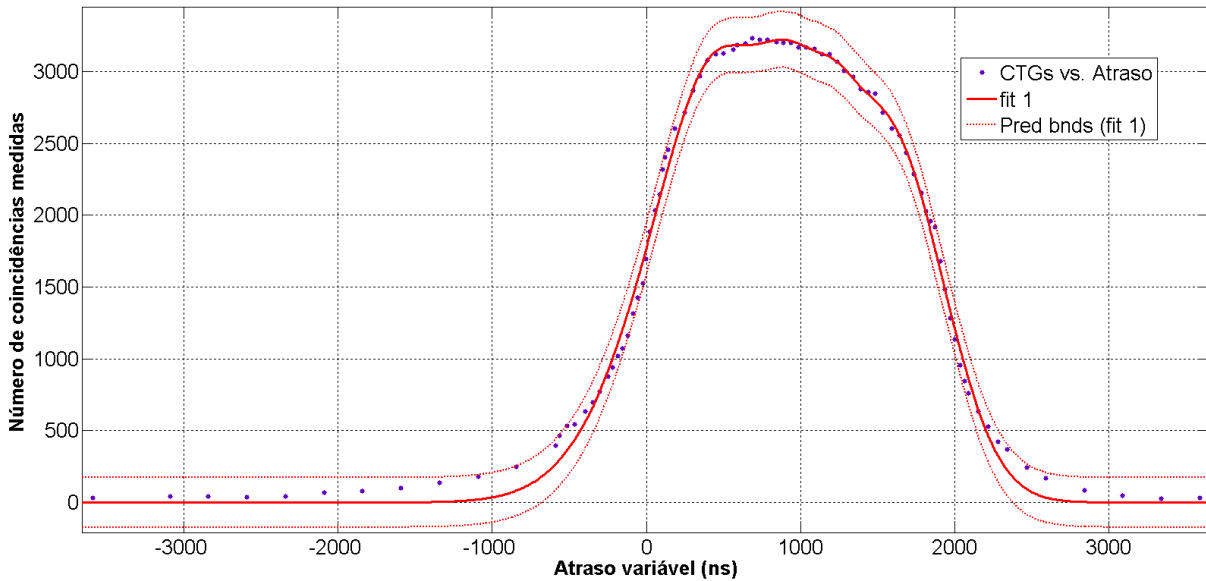


Figura A10.3 Patamar de coincidências para a τ de 1500ns.

A equação do ajuste anterior, com $R^2 = 0,9954$ para a resolução em tempo de 1500 ns é composta pela soma de quatro gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} + a_4 e^{-\left(\frac{(x-b_4)}{c_4}\right)^2} \quad \text{equação (A9.3)}$$

cujos coeficientes são:

$$a_1 = -584,4; b_1 = 676; c_1 = 294,2; a_2 = 131,3; b_2 = 1240; c_2 = 160,1; a_3 = 3751; b_3 = 669,7;$$

$$c_3 = 773,8; a_4 = 1790; b_4 = 1659; c_4 = 456,6$$

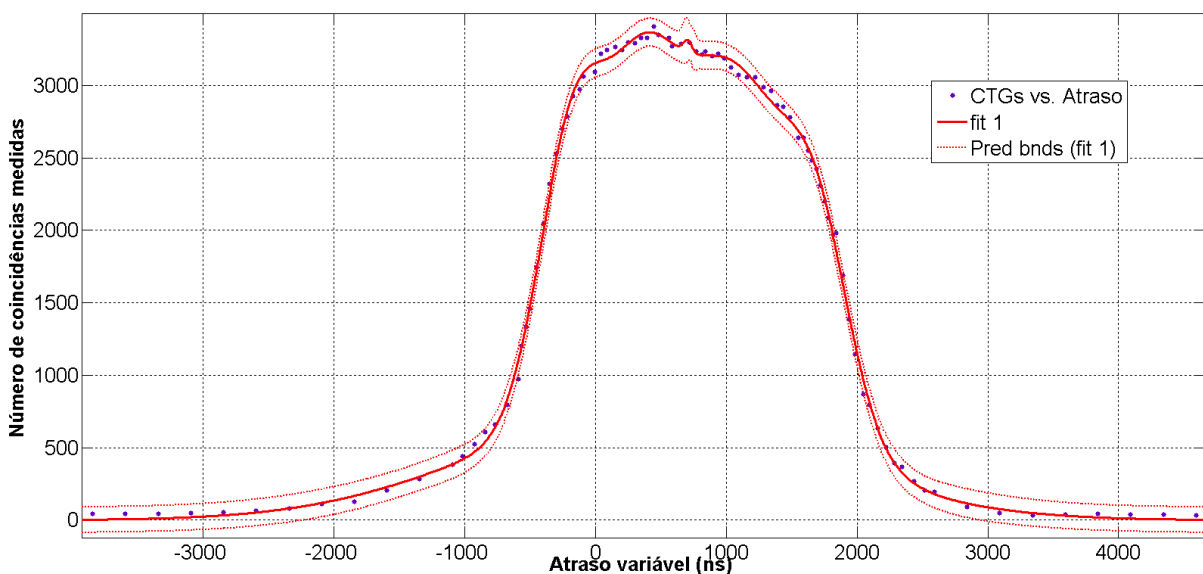


Figura A10.4 Patamar de coincidências para a τ de 2000ns.

A equação do ajuste anterior, com $R^2 = 0,9991$, para a resolução em tempo de 2000 ns é composta pela soma de seis gaussianas:

$$f(x) = a_1 e^{-\left(\frac{(x-b_1)}{c_1}\right)^2} + a_2 e^{-\left(\frac{(x-b_2)}{c_2}\right)^2} + a_3 e^{-\left(\frac{(x-b_3)}{c_3}\right)^2} + a_4 e^{-\left(\frac{(x-b_4)}{c_4}\right)^2} + a_5 e^{-\left(\frac{(x-b_5)}{c_5}\right)^2} + a_6 e^{-\left(\frac{(x-b_6)}{c_6}\right)^2}$$

equação (A9.4)

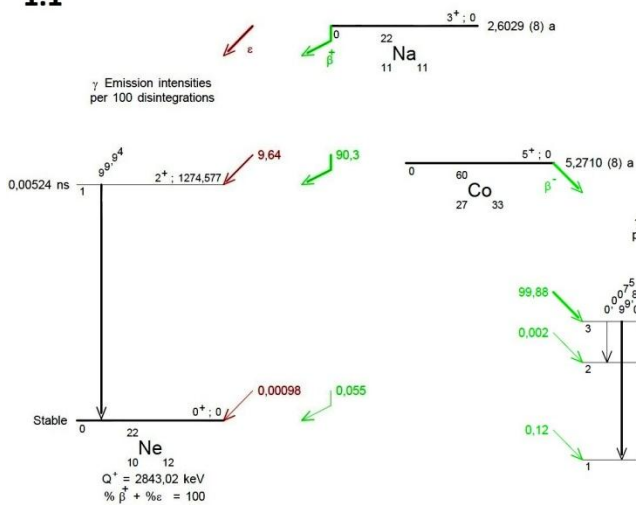
cujos coeficientes são:

$$a_1 = 713,8; b_1 = 357,4; c_1 = 1827; a_2 = 84,83; b_2 = 706,5; c_2 = 48,47; a_3 = -6,567 \times 10^4;$$
$$b_3 = 76,79; c_3 = 399,3; a_4 = 2497; b_4 = 1033; c_4 = 710,1; a_5 = 940,6; b_5 = 1709; c_5 = 338,3;$$
$$a_6 = 6,775 \times 10^4; b_6 = 75,2; c_6 = 405,2$$

Anexos

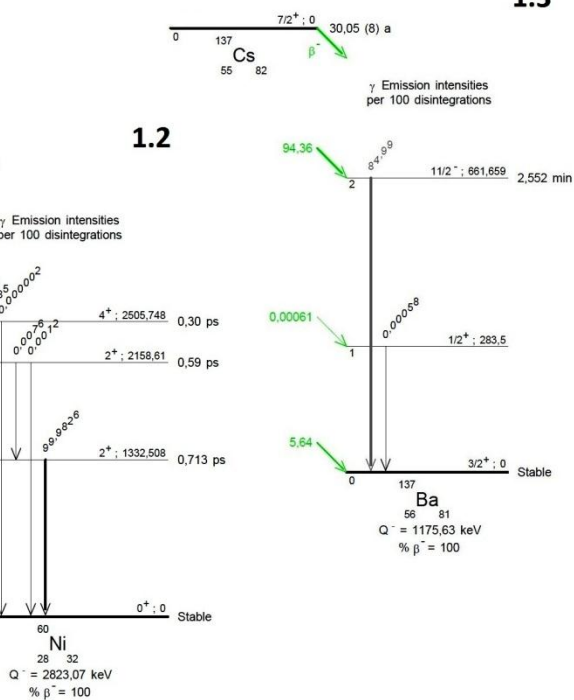
Anexo 1 – Esquemas de declínio das fontes Na-22, Co-60 e Cs-137:

1.1

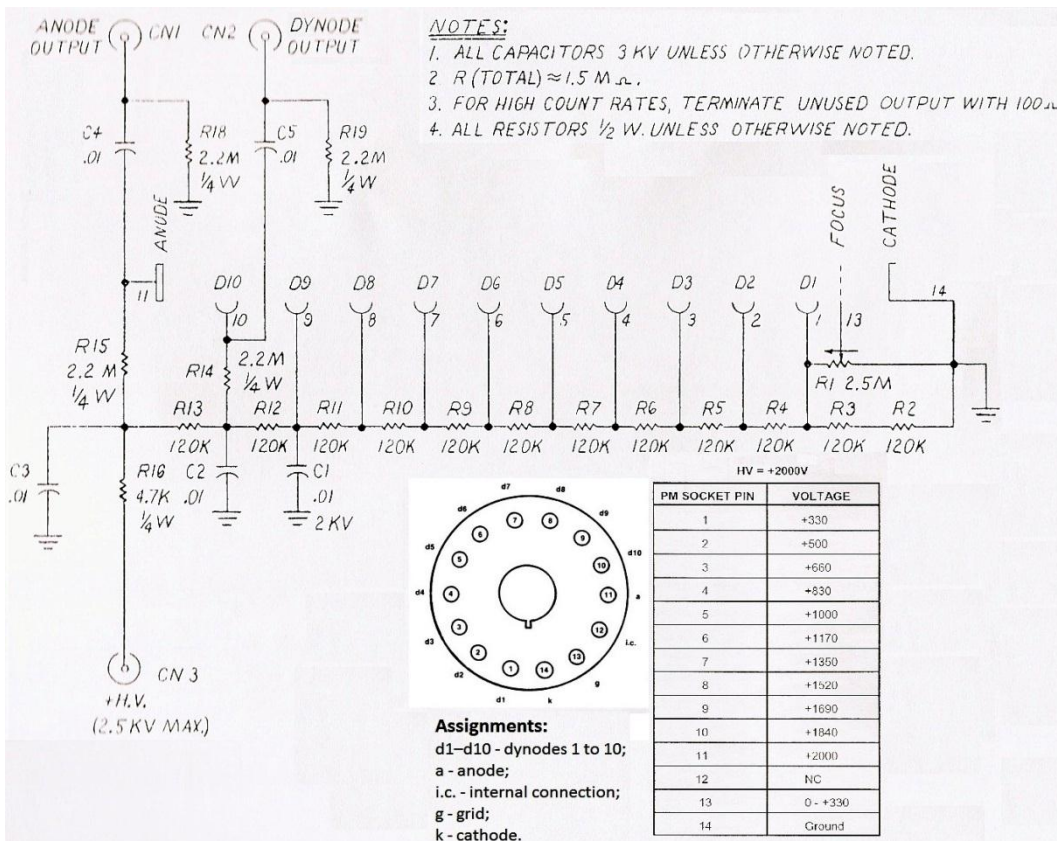


1.3

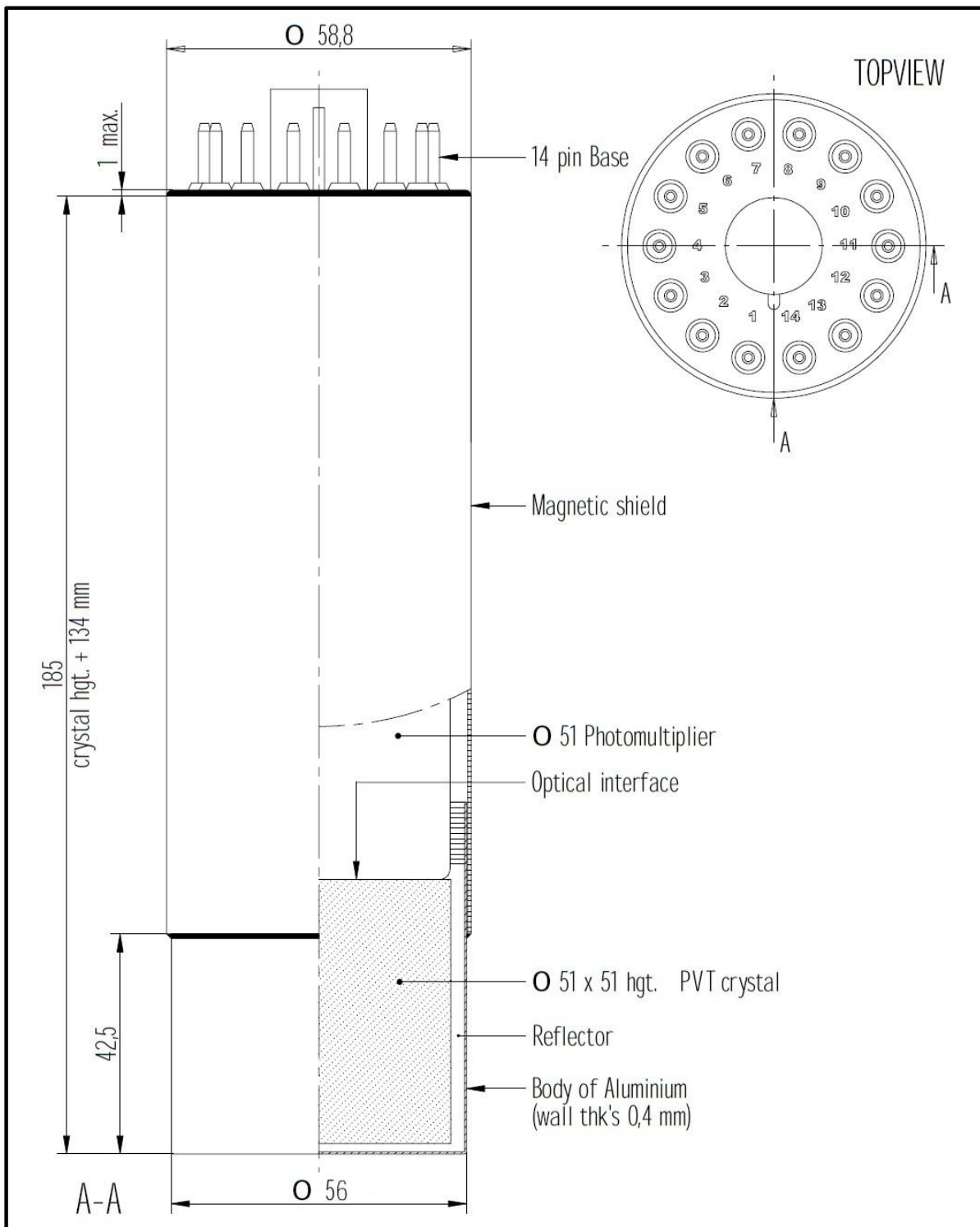
1.2



Anexo 2 – Circuito eléctrico dos PMTs de 10 estágios e suas bases (modelo 266) com base de 14 pinos:



Anexo 3.1 – Esquema dos detectores plásticos:



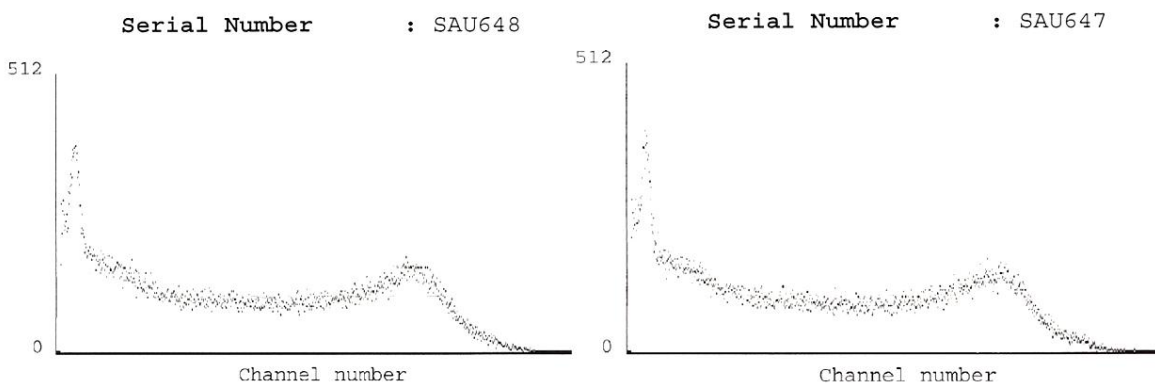
 <p>SCIONIX HOLLAND BV Radiation Detectors & Crystals</p> <p>P.O. Box 143 3980 CC Bunnik The Netherlands Tel. 31 (0)30 657 0312 Fax. 31 (0)30 656 7563</p>	SCALE: 1 : 1	DIMENSIONS: MM			
	DRAWN: 17-10-2000	REVISION:	DATE	LTR.	REM.
	CHECKED: C.V.		30-03-2006	SE	
	APPROVED:	TYPE: 51 B 51/2 M			
TITLE: ASSEMBLY	DWG. No. VS-0008-55				A 4

Anexo 3.2 – Folhas de teste dos detectores SAU-647 e SAU-648 para uma fonte de Cs-137:



T E S T S H E E T

Detector : 51B51 / 2-P
Crystal : Plastic
Readout : ETL 2" Type 9266



T E S T R E S U L T S

Nuclide : Cs-137 (662 keV)
Energy Resolution :
Noise : N/A
Peak to Valley : N/A
Am241 or Cf252 GEE : N/A
Serial Number : SAU647
 High Voltage : + 650 V
Serial Number : SAU648
 High Voltage : + 550 V
Date : 15 January 2007
Tested by : Eric Schlamann ..*ES*.....

Anexo 3.3 – Especificações dos cintiladores orgânicos plásticos dos detectores:**EJ-200 PLASTIC SCINTILLATOR**

This plastic scintillator combines the two important properties of long optical attenuation length and fast timing and is therefore particularly useful for time-of-flight systems using scintillators greater than one meter long. Typical measurements of 4 meter optical attenuation length are achieved in strips of cast sheet in which a representative size is 2 cm x 20 cm x 300 cm.

The combination of long attenuation length, high light output and an emission spectrum well matched to the common photomultipliers recommends EJ-200 as the detector of choice for many industrial applications such as gauging and environmental protection where high sensitivity of signal uniformity are critical operating requirements.

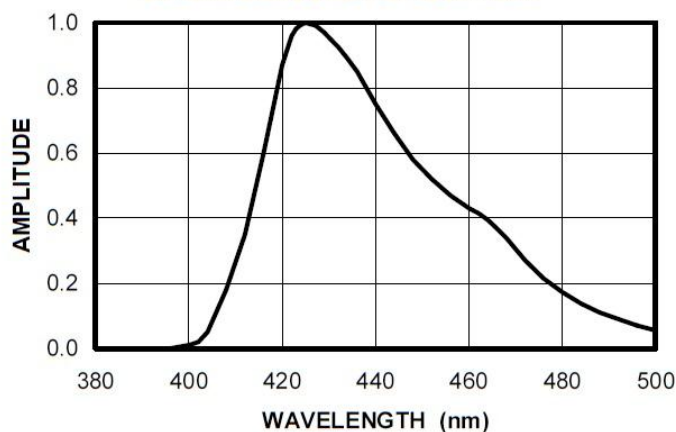
Physical and Scintillation Constants:

Light Output, % Anthracene	64
Scintillation Efficiency, photons/1 MeV e ⁻	10,000
Wavelength of Max. Emission, nm	425
Rise Time, ns	0.9
Decay Time, ns	2.1
Pulse Width, FWHM, ns	~2.5
No. of H Atoms per cm ³ , x 10 ²²	5.17
No. of C Atoms per cm ³ , x 10 ²²	4.69
No. of Electrons per cm ³ , x 10 ²³	3.33
Density, g/cc:	1.023

Polymer Base: Polyvinyltoluene
Refractive Index:1.58
Vapor Pressure: Is vacuum-compatible
Coefficient of Linear Expansion: 7.8 x 10⁻⁵ below +67°C

Light Output vs. Temperature:
 At +60°C, L.O. = 95% of that at +20°C
 No change from +20°C to -60°C

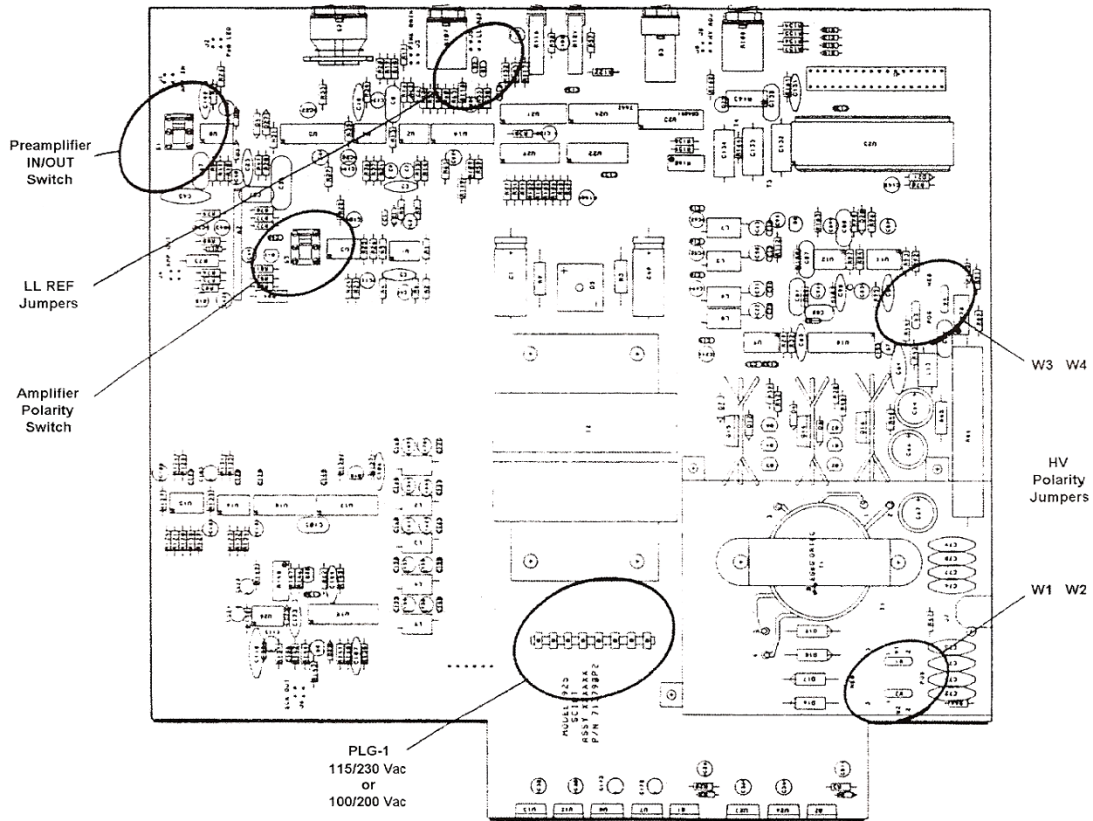
Chemical Compatibility: Is attacked by aromatic solvents, chlorinated solvents, ketones, solvent bonding cements, etc. It is stable in water, dilute acids and alkalis, lower alcohols and silicone greases. It is safe to use most epoxies and "super glues" with EJ-200.

EJ-200 EMISSION SPECTRUM

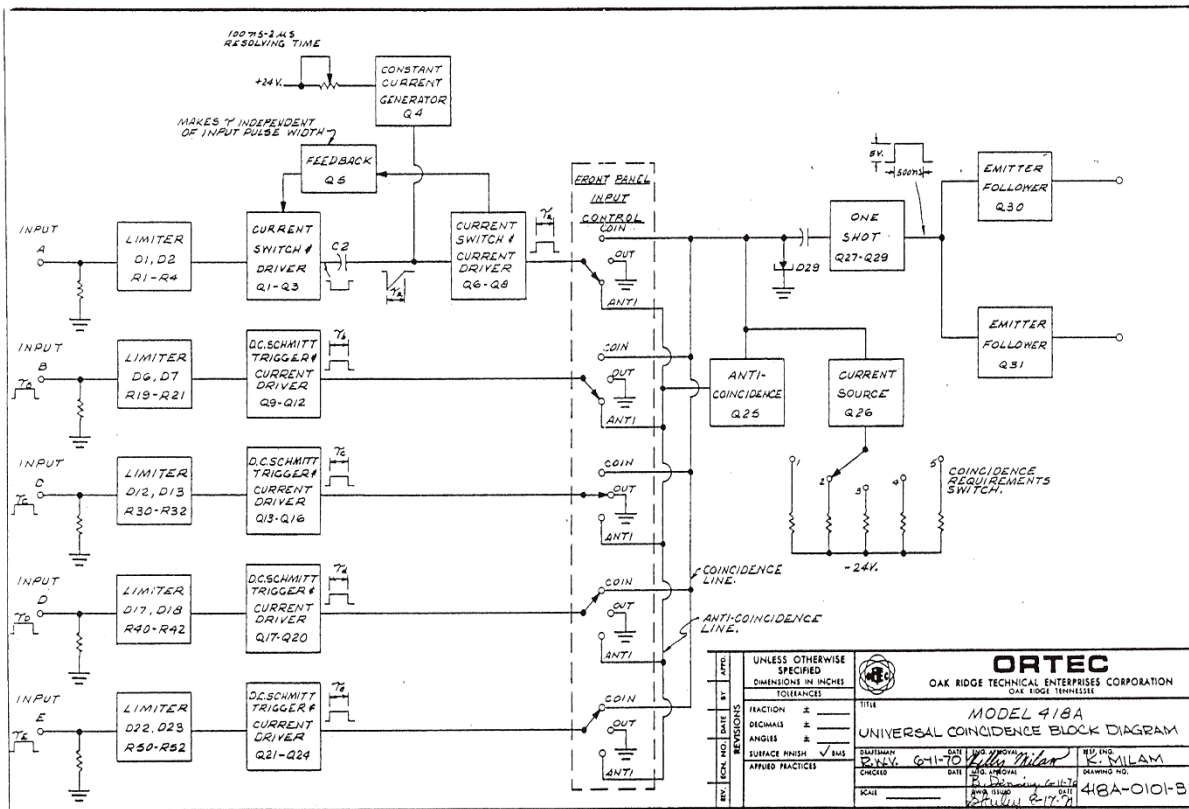
ELJEN TECHNOLOGY
 PO Box 870, 300 Crane Street
 Sweetwater TX 79556 USA

Tel: (325) 235-4276 or (888) 800-8771
 Fax: (325) 235-0701
 Website: www.eljentechnology.com

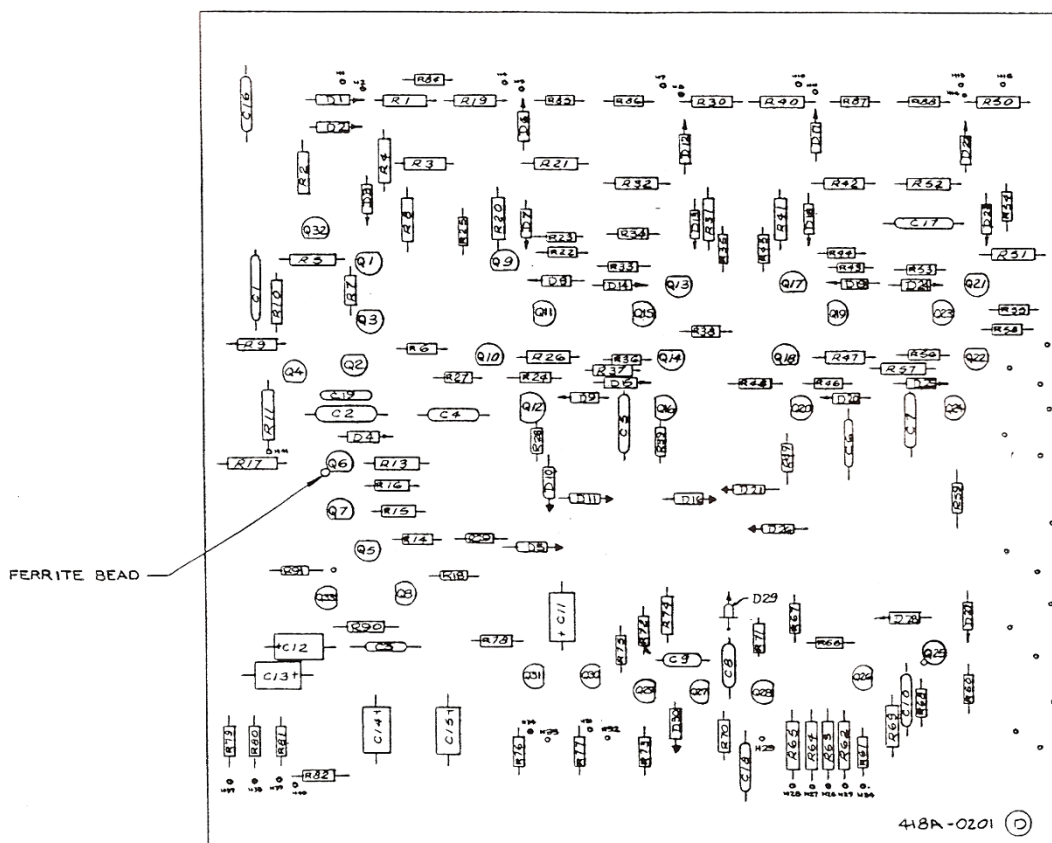
Anexo 4 – Circuito impresso com componentes do ACEMate modelo 925-SCINT e ilustração dos seus controlos internos:



Anexo 5.1 – Circuito electrónico da unidade de coincidências:



Anexo 5.2 – Circuito impresso com componentes eletrônicos da unidade de coincidências:



Anexo 6 – Tabela com as propriedades de diversos tipos de cabos coaxiais:

Table 16.1 Properties of Coaxial Cables^a

	Insulating Material	Cable Diameter (cm)	Characteristic Impedance (ohms)	Signal ^b Propagation	HV Rating	Cable Capacitance (pF/m)	Signal Attenuation per Meter	
							MHz	dB
RG-8/U	Polyethylene	1.03	52	0.659	5000	96.8	100	0.066
							400	0.154
RG-11/U	Polyethylene	1.03	75	0.659	5000	67.3	100	0.066
							400	0.138
RG-58/U	Polyethylene	0.50	53.5	0.659	1900	93.5	100	0.135
							400	0.312
RG-58C/U	Polyethylene	0.50	50	0.659	1900	100.1	100	0.174
							400	0.413
RG-59/U	Polyethylene	0.61	73	0.659	2300	68.9	100	0.112
							400	0.233
RG-62/U	Semisolid polyethylene	0.61	93	0.840	750	44.3	100	0.102
							400	0.207
RG-174/U	Polyethylene	0.25	50	0.659	1500	101.0	100	0.289
							400	0.656
RG-178/U	TFE teflon	0.18	50	0.694	1500	95.1	400	0.951
Double Shielded Coaxial Cables								
RG-9/U	Polyethylene	1.07	51	0.659	5000	98.4	100	0.062
							400	0.135
RG-223/U	Polyethylene	0.52	50	0.659	1900	101.0	100	0.157
							400	0.328

^aData derived in part from Coaxial Cable Catalog, Belden Corporation, Richmond, IN.

^bFraction of speed of light in a vacuum (3.00×10^8 m/s).

Anexo 7.1 – Tabelas com as taxas de transmissão para o modo assíncrono e BRGH = 0:

BAUD RATE (K)	Fosc = 20 MHz			Fosc = 16 MHz			Fosc = 10 MHz		
	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)
0.3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.2	1.221	1.75	255	1.202	0.17	207	1.202	0.17	129
2.4	2.404	0.17	129	2.404	0.17	103	2.404	0.17	64
9.6	9.766	1.73	31	9.615	0.16	25	9.766	1.73	15
19.2	19.531	1.72	15	19.231	0.16	12	19.531	1.72	7
28.8	31.250	8.51	9	27.778	3.55	8	31.250	8.51	4
33.6	34.722	3.34	8	35.714	6.29	6	31.250	6.99	4
57.6	62.500	8.51	4	62.500	8.51	3	52.083	9.58	2
HIGH	1.221	-	255	0.977	-	255	0.610	-	255
LOW	312.500	-	0	250.000	-	0	156.250	-	0

BAUD RATE (K)	Fosc = 4 MHz			Fosc = 3.6864 MHz		
	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)
0.3	0.300	0	207	0.3	0	191
1.2	1.202	0.17	51	1.2	0	47
2.4	2.404	0.17	25	2.4	0	23
9.6	8.929	6.99	6	9.6	0	5
19.2	20.833	8.51	2	19.2	0	2
28.8	31.250	8.51	1	28.8	0	1
33.6	-	-	-	-	-	-
57.6	62.500	8.51	0	57.6	0	0
HIGH	0.244	-	255	0.225	-	255
LOW	62.500	-	0	57.6	-	0

Anexo 7.2 – Tabelas com as taxas de transmissão para o modo assíncrono e BRGH = 1:

BAUD RATE (K)	Fosc = 20 MHz			Fosc = 16 MHz			Fosc = 10 MHz		
	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)
0.3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.2	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.4	-	-	-	-	-	-	2.441	1.71	255
9.6	9.615	0.16	129	9.615	0.16	103	9.615	0.16	64
19.2	19.231	0.16	64	19.231	0.16	51	19.531	1.72	31
28.8	29.070	0.94	42	29.412	2.13	33	28.409	1.36	21
33.6	33.784	0.55	36	33.333	0.79	29	32.895	2.10	18
57.6	59.524	3.34	20	58.824	2.13	16	56.818	1.36	10
HIGH	4.883	-	255	3.906	-	255	2.441	-	255
LOW	1250.000	-	0	1000.000	-	0	625.000	-	0

BAUD RATE (K)	Fosc = 4 MHz			Fosc = 3.6864 MHz		
	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)	KBAUD	% ERROR	SPBRG value (decimal)
0.3	-	-	-	-	-	-
1.2	1.202	0.17	207	1.2	0	191
2.4	2.404	0.17	103	2.4	0	95
9.6	9.615	0.16	25	9.6	0	23
19.2	19.231	0.16	12	19.2	0	11
28.8	27.798	3.55	8	28.8	0	7
33.6	35.714	6.29	6	32.9	2.04	6
57.6	62.500	8.51	3	57.6	0	3
HIGH	0.977	-	255	0.9	-	255
LOW	250.000	-	0	230.4	-	0

