Programa de Pós-Graduação
Doutorado em Radioproteção e Dosimetria
Instituto de Radioproteção e Dosimetria
Comissão Nacional de Energia Nuclear

Luana Soares Jorge

PROCESSAMENTO DE SINAIS EM FPGA PARA A DETERMINAÇÃO DA POSIÇÃO DE INTERAÇÃO DO FÓTON GAMA EM DETECTORES CINTILADORES MONOLÍTICOS DE SISTEMA PET

Rio de Janeiro - RJ
2017

Luana Soares Jorge

PROCESSAMENTO DE SINAIS EM FPGA PARA A DETERMINAÇÃO DA POSIÇÃO DE INTERAÇÃO DO FÓTON GAMA EM DETECTORES CINTILADORES MONOLÍTICOS DE SISTEMA PET

Tese aprovada para obtenção do Grau de Doutor pelo Programa de Pós-Graduação em Radioproteção e Dosimetria do Instituto de Radioproteção e Dosimetria da Comissão Nacional de Energia Nuclear na área de Física Médica.

Orientador:
Dr. Daniel Alexandre Baptista Bonifácio

Rio de Janeiro - Brasil
2017

T
610.153
J82p

Jorge, Luana Soares
Processamento de sinais em FPGA para a determinação da posição de interação do fóton gama em detectores cintiladores monolíticos de sistemas PET / Luana Soares Jorge. Rio de Janeiro: IRD, 2017.
XV, 120 f.: il.; tab.; 29,7 cm.

Orientadora: Daniel Alexandre Baptista Bonifácio

Tese (Doutorado) - Instituto de Radioproteção e Dosimetria, Rio de Janeiro, 2017.

Referências bibliográficas: f. 113-119
Notas: Anexos em CD

1. Física Médica 2. Medicina Nuclear 3. Instrumentação Nuclear 4. PET 5. FPGA I. Título

À minha família com amor

Agradecimentos

Ao professor Daniel Bonifácio pela orientação, dedicação e apoio.

Aos professores Robert Myiaoka e Don DeWitt pela oportunidade de conhecer uma cultura diferente e toda a disponibilidade em ensinar.

À banca e ao revisor deste trabalho pelas sugestões e críticas, adicionando conhecimento e aprimorando esta tese.

À minha família por todo o amor e suporte ao longo da realização do meu sonho. Vocês são a minha base mais sólida.

Aos meus amigos e companheiros Carla Oliveira, Eliza Melo, Lina Huerta, Luciano Pereira, Marília Carneiro e Henrique Amaral pelos conselhos e toda alegria que me fizeram sentir.

À CAPES pelo suporte financeiro.

Resumo

A resolução espacial da maioria dos sistemas de tomografia por emissão de pósitrons (PET) é diretamente relacionada com o tamanho dos segmentos da matriz de cristais cintiladores. Porém, quanto menor é o tamanho do segmento de cristal, maior é o custo e a complexidade de fabricação da matriz. Por isso, detectores baseados em cristais monolíticos têm sido considerados como uma opção de custo inferior, apesar da necessidade de algoritmos para a determinação da posição de interação (POI) do fóton gama dentro do cristal. Avanços na eletrônica digital para o processamento simultâneo e em tempo real, como o uso de dispositivos FPGA (*Field Programmable Gate Array*), têm motivado o desenvolvimento de diversos métodos de determinação da POI.

Neste trabalho, foi estudada a viabilidade de implementação de um algoritmo de determinação da POI, o *Theoretical-Model-Based Positioning* (TMBP), em FPGA. Foi também feita uma colaboração com a Universidade de Washington (UW) para aperfeiçoar um método previamente implementado: o *Statistics-Based Positioning* (SBP). Os algoritmos foram implementados no FPGA Altera Stratix III com a linguagem Verilog e avaliados com dados experimentais.

O método SBP é baseado no método de máxima verossimilhança (ML) e na caracterização experimental do módulo detector. O algoritmo do método SBP foi aperfeiçoado, otimizando a memória exigida para sua execução. Com a implementação realizada neste trabalho, o desvio padrão em x, y e z foi de 1,43(1) mm, de 1,22(1) mm e de 1,62(1) mm, respectivamente, e a taxa de processamento média é 198.000 eventos por segundo.

O método TMBP, desenvolvido pela Comissão Nacional de Energia Nuclear (CNEN) e a Universidade do Estado de São Paulo (USP), é baseado em um modelo teórico que descreve a distribuição de sinal do sistema e utiliza o método de ML para estimar a posição 3D de interação. O método TMBP foi previamente avaliado utilizando um algoritmo em linguagem estruturada. Neste trabalho, o algoritmo TMBP foi desenvolvido e implantado na plataforma FPGA, obtendo uma taxa de processamento de 151.000 eventos por segundo. Considerando dados simulados, o método TMBP apresenta valores de desvio padrão em x, y e z de 1,99(1) mm, de 1,98(1) mm e 2,39(1) mm, respectivamente. Com dados experimentais, os desvios padrão são de 2,03(1) mm, de 2,27(1) mm e 3,44(1) mm em x, y e z, respectivamente.

Ambos os métodos possuem resolução espacial e taxa de processamento adequados para a tecnologia PET com custo reduzido e/ou performance superior aos sistemas atuais.

Palavras-chave : Medicina Nuclear, instrumentação nuclear, PET e FPGA.

Abstract

Spatial resolution of most PET systems is directly related to the cross-section size of the crystal segments. On the other hand, cost and manufacturing complexity increase considerably as the size of the crystal segments decreases. By this fact, continuous scintillator-based detectors have been considered as a competitive and cheaper approach, despite the need for algorithms to estimate 3D gamma position of interaction (POI). Advances in digital electronics for real time and simultaneous data processing, such as FPGA (*Field Programmable Gate Array*) devices, have encouraged the development of several 3D positioning methods.

In this work, the FPGA implementation viability of the 3D positioning method Theoretical-Model-Based Positioning (TMBP) was studied. A collaboration with the University of Washington (UW) was established in order to improve a previous implemented method: *Statistics-Based Positioning*. The algorithms have been developed and implemented on an Altera Stratix III FPGA with the Verilog language and evaluated using experimental data.

The 3D SBP is based on maximum likelihood (ML) method and experimental data that characterize a detector module. The 3D SBP algorithm was improved, optimizing the memory usage, precision and performance of data processing. Using the new 3D SBP algorithm, the standard deviations are 1.43(1) mm, 1.22(1) mm and 1.62(1) mm for x, y and z coordinates, respectively. The FPGA is able to process about 198,000 events per second considering the weighted average.

The TMBP method, developed by the National Commission of Nuclear Energy (CNEN) and the University of São Paulo (USP), is based on the theoretical model that describes the signal distribution and it determines the POI using a ML estimator. In this work, the TMBP FPGA algorithm has a processing rate of 151,000 events per second. With simulated data, the standard deviations are 1.99(1)mm, 1.98(1)mm and 2.39(1) mm for x, y and z coordinates, respectively. Considering experimental data, the standard deviations are 2.03(1)mm , 2.27(1)mm e 3.44(1) mm for x, y and z coordinates, respectively.

Both methods present spatial resolution and processing rate suitable to be used in PET technology for a lower cost and/or superior performance compared to the current systems.

Keywords: nuclear medicine, nuclear instrumentation, PET and FPGA;

position

Sumário

Sumário . . . . . **vi**

1 Introdução **19**

2 Fundamentos Teóricos **23**

2.1 Tomografia por emissão de pósitron 23
2.1.1 Tipos de coincidência 23
2.1.2 Correções de eventos registrados 25
2.1.2.1 Correção de atenuação 25
2.1.2.2 Correção de eventos aleatórios 26
2.1.2.3 Correção de espalhamento 27
2.1.2.4 Correção de normalização 27
2.1.2.5 Correção de tempo morto 27
2.1.2.6 Correção de empilhamento 28
2.1.3 Parâmetros de avaliação da imagem 28
2.1.3.1 Resolução espacial 28
2.1.3.2 Resolução Temporal 32
2.1.3.3 Taxa de contagem equivalente de ruído 33
2.1.3.4 Resolução em Energia 34
2.1.3.5 Sensibilidade 34
2.1.3.6 Fração de espalhamento 35
2.1.3.7 Contraste 35
2.2 Dectores para PET 36
2.2.1 Cintiladores 36
2.2.1.1 Processo de cintilação 36
2.2.1.2 Propriedades dos cintiladores 36
2.2.2 Fotodetectores em PET 39
2.2.2.1 Tubo fotomultiplicador 40
2.2.2.2 Fotodiodo de Avalanche 42
2.2.2.3 Fotomultiplicadora analógica de silício 42
2.2.2.4 Fotomultiplicadora digital de silício 44
2.2.2.5 Comparação dos diferentes fotodetectores em PET 44
2.3 Processamento de sinais para PET 46
2.3.1 Pré-Amplificador 48
2.3.2 Filtro *anti-aliasing* 48
2.3.3 Conversor analógico-digital 48

2.3.4 Memórias . . . 49
2.3.4.1 Memórias Voláteis . . . 50
2.3.4.2 Memórias Não-Voláteis . . . 51
2.3.5 Field Programmable Gate Array - FPGA . . . 52
2.3.5.1 Blocos lógicos . . . 53
2.3.5.2 Interconectores . . . 54
2.3.5.3 Blocos de Entrada e Saída . . . 54
2.3.5.4 Controle de *clock* . . . 54
2.3.5.5 Configuração . . . 55
2.3.6 FPGA e outras possíveis soluções para a eletrônica de aquisição . . . 55
2.3.7 Por quê usar FPGA no projeto? . . . 56
2.3.7.1 Famílias FPGA . . . 57
2.3.8 Conceitos de linguagem de descrição de *hardware* -HDL . . . 58
2.3.9 Plataforma de simulação GATE . . . 59
3 Materiais e Métodos . . . 60
3.1 Arranjo experimental cMice . . . 60
3.2 PET simulado . . . 62
3.2.1 Modelagem do Bloco Detector . . . 63
3.2.2 Simulação Monte Carlo . . . 63
3.3 Placa de aquisição e processamento de dados . . . 64
3.3.1 FPGA Stratix III . . . 65
3.3.2 Ferramenta para simulação e implementação do projeto . . . 66
3.4 Método *Statistics-Based Positioning* - SBP . . . 68
3.4.1 Design do Algoritmo . . . 69
3.4.2 Implementação no FPGA . . . 72
3.5 Método baseado em um modelo teórico - TMBP . . . 74
3.5.1 Implementação no FPGA . . . 78
4 Resultados e discussão . . . 84
4.1 Resolução Espacial . . . 84
4.1.1 Método SBP . . . 84
4.1.2 Método TMBP . . . 86
4.2 Desempenho Computacional . . . 105
4.2.1 Método SBP . . . 105
4.2.2 Método TMBP . . . 105
4.3 Recursos utilizados em FPGA . . . 106
4.4 Comparação estendida com outros métodos . . . 107
5 Conclusão . . . 110

5.1 Direções futuras 111

Referências 113

Lista de abreviaturas e siglas

ADC	Analolg to Digital Converter
APD	Alavanche Photodiode
aSiPM	analog silicon photomultiplier
BaF_2	Fluoreto da Bário
BGO	germanato de bismuto - $Bi_4Ge_3O_{12}$
CLB	Configurable Logic Block
CLPD	Complex Programmable Logic Device
cMiCE	continous Miniature Crystal Miniature
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CNEN	Comissão Nacional de Energia Nuclear
CT	Computed Tomography
DDR	Dual Data Rate
DOI	Depth Of Interaction
DPS	Digital Signal Processor
DRAM	Dynamic Random Access Memory
dSiPM	digital Silicon Photomultiplier
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
EPROM	Electrically Programmable Read-Only Memory
EI	Método de estimativa inicial
FIFO	First In, First Out
FOV	Field Of View
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWTM	Full Width at Tenth Maximum

GAPD	Geiger mode Avalanche Photodiode
GATE	Geant4 Application for Emission Tomography
Geant4	GEometry ANd Tracking
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IOB	input/ouput block
IRD	Instituto de Radioproteção e Dosimetria
IRL	Imaging Research Laboratory
LOR	Line Of Response
LSO	oxiortossilicato de lutécio
LYSO	Cerium-doped Lutetium Yttrium Orthosilicate
MAPD-3N	Multi Pixel Avalanche Photodiodes
MCU	Microcontroller Unit
ML	Maximum Likelihood
MP-ROM	Mask-Programmed Read-Only Memory
MSPS	Mega Samples Per Second
NaI(Tl)	iodeto de sódio ativado com tálio
PDE	Photon Detection Eficiency
PEM	Positron Emission Mammography
PENELOPE	PENetration and Energy LOss of Positrons and Electrons
PET	Positron Emission Tomography
PROM	Programmable Read-Only Memory
QRD	Quad Data Rate
RAM	Random Access Memory
ROM	Read-Only Memory
SBP	Statistics-Based Positioning
SDRAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory

SRAM	Static Random Access Memory
SPECT	Single Photon Emission Computed Tomography
SPI	Serial Peripheral Interface
SRN	Signal-to-Noise Ratio
SSPM	Solid State Photomultiplier
TMBP	Theoretical-Model-Based- Positioning
TOF	Time-Of-Flight
USP	Universidade de São Paulo
UW	University of Washington

Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquema simplificado de um tomógrafo PET. 24
Figura 2 – Possíveis tipos de eventos de coincidência. Figura adaptada de Bailey (BAILEY, 2005). 24
Figura 3 – Dois fótons de 511 keV detectados em coincidência por dois detectores depois de percorrerem as distâncias *a* e *b*, respectivamente, dentro do tecido. (SAHA, 2005) 26
Figura 4 – Esquema da aniquilação de pósitrons com os aspectos importantes para a resolução espacial da técnica PET. O decaimento do radionuclídeo produz a emissão de um pósitron, o qual percorre uma certa distância até ser aniquilado junto com um elétron do meio. Esse processo gera a emissão de um par de fótons em direções aproximadamente opostas. Figura adaptada de (LERCHE, 2006) 29
Figura 5 – Distribuição teórica da energia cinética do pósitron, considerando os radioisótopos ^{18}F, ^{11}C, ^{13}N e ^{15}O. Gráfico do trabalho de (LEVIN; HOFFMAN, 1999). 30
Figura 6 – Esquerda: distribuição calculada das coordeandas de aniquilação do pósitron na da coordenada do ponto de aniquilação do pósitron projetada no plano x-y. Direita: histograma da coordenada x para a distribuição do ponto de aniquilação. Ambos foram obtidos através de uma simulação Monte Carlo, considerando os radioisótopos ^{18}F, ^{11}C, ^{13}N e ^{15}O. Gráfico do trabalho de (LEVIN; HOFFMAN, 1999). 31
Figura 7 – Esquema do erro de paralaxe: a estimativa errada da linha de resposta quando não há informação da profundidade de interação do fóton gama no detector. Figura adaptada de (WERNICK; AARSVOLD, 2004). . 32
Figura 8 – Esquema ilustrativo da medida do tempo de voo. O ponto P marca o ponto de aniquilação a partir de onde os dois fótons são produzidos e detectados pelos detectores A e B. Figura adaptada de (BAILEY, 2005) 33
Figura 9 – Diagrama esquemático de níveis de energia em um cristal cintilador e o mecanismo de produção de luz depois da absorção de energia. 37
Figura 10 – Esquema de uma PMT. Foto adaptada do site da Olympus America (http://www.olympusmicro.com) 41
Figura 11 – Esquema de uma PS-PMT 41
Figura 12 – Esquema de um fotodiodo de avalanche (BONIFACIO, 2011) 42
Figura 13 – Representação esquemática de uma aSiPM (HAEMISCH et al., 2012). 43
Figura 14 – Representação esquemática de uma dSiPM (HAEMISCH et al., 2012). 44

Figura 15 – Diagrama em bloco do sistema de detecção gama convencional. Figura adaptada de (LANGNER, 2003) e (WERNICK; AARSVOLD, 2004). 46
Figura 16 – Diagrama em bloco do sistema de detecção gama 47
Figura 17 – Fluxo esquemático do processo de conversão do sinal analógico-digital. Figura adaptada de <http://paginas.fe.up.pt/ jms/E3/conversoresAD.pdf>. 49
Figura 18 – Ilustração representativa de um dispositivo de FPGA, onde IOB representam os blocos de entrada e saída e os CLB os blocos lógicos programáveis. Adaptação de (BAILEY, 2011) 52
Figura 19 – Ilustração representativa de um dispositivo de célula lógica usada em FPGA (BAILEY, 2011). 53
Figura 20 – Ilustração representativa de um dispositivo IOB usado em FPGA (BAILEY, 2011). 54
Figura 21 – Ilustração do módulo detector com o fotossensor no lado oposto à superfície de entrada do fóton gama. 60
Figura 22 – Arranjo experimental para coleta de dados utilizando o módulo detector cMiCE. 61
Figura 23 – Diagrama de fluxo dos processos de coleta e calibração de dados. . . 62
Figura 24 – Materiais e dimensões do módulo detector simulado (BONIFACIO, 2011) 63
Figura 25 – Diagrama de bloco esquemático da placa UW Phase II. Figura adaptada de (LEWELLEN et al., 2014). 65
Figura 26 – Visão da superfície superior da placa UW Phase II e um esquema representativo de seus conectores, gerados pelo *software* Eagle. (LEWELLEN et al., 2014) 66
Figura 27 – Fluxograma do algoritmo implementado no FPGA (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011). 70
Figura 28 – Exemplo da busca hierárquica para um evento ocorrido no vértice do cristal. 71
Figura 29 – Representação das três fontes virtuais que descrevem as reflexões nas faces do cristal (BONIFACIO, 2011). 74
Figura 30 – Esquema ilustrativo da fonte virtual do método TMBP para o módulo cMiCE 74
Figura 31 – Fluxograma da método TMBP implementado no dispositivo FPGA com a configuração de 7 níveis de profundidade. 82
Figura 32 – Fluxograma da método TMBP implementado no dispositivo FPGA com a configuração de 14 níveis de profundidade. 82
Figura 33 – Gráficos de contorno FWHM considerando os algoritmos desenvolvidos anteriormente (a) e neste trabalho (b). 85

Figura 34 – Gráficos de contorno do FWHM referentes ao método de estimativa inicial para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA 87
Figura 35 – Gráficos de contorno do FWHM referentes ao método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades 88
Figura 36 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando todas as regiões do cristal 89
Figura 37 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando a região central do cristal 90
Figura 38 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando a região de borda do cristal 91
Figura 39 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando a região de vértice do cristal 92
Figura 40 – Gráfico de discrepância entre os resultados da estimativa inicial na coordenada x 94
Figura 41 – Gráfico de discrepância entre os resultados da estimativa inicial na coordenada y 95
Figura 42 – Gráfico de discrepância entre os resultados do método TMBP com a configuração de 7 profundidades na coordenada x 95
Figura 43 – Gráfico de discrepância entre os resultados do método TMBP com a configuração de 7 profundidades na coordenada y 96
Figura 44 – Gráfico de discrepância entre os resultados do método TMBP com a configuração de 14 profundidades na coordenada x 96
Figura 45 – Gráfico de discrepância entre os resultados do método TMBP com a configuração de 14 profundidades na coordenada y 97
Figura 46 – Gráfico de contorno do FWHM no plano x-y da estimativa inicial do método TMBP para dados experimentais do bloco detector cMice. . . 100
Figura 47 – Gráfico de contorno do FWHM no plano x-y do método completo TMBP para as configurações de 7 e 14 intervalos de profundidades considerando os dados do bloco detector cMiCE. 100

Figura 48 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 7 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA 102
Figura 49 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 7 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA 102
Figura 50 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 14 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA 103
Figura 51 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 14 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA 103

Lista de tabelas

Tabela 1 – Propriedades físicas de alguns cristais cintiladores com possibilidade de aplicação em PET (NASSALSKI et al., 2005; KORZHIK et al., 2007; WERNICK; AARSVOLD, 2004) 39
Tabela 2 – Propriedades dos principais fotodetectores utilizados em PET (WERNICK; AARSVOLD, 2004) 45
Tabela 3 – Comparação entre as memórias SDRAM DDR, DDR2 e DDR3 (PEDRONI, 2010) 51
Tabela 4 – Comparação entre as principais memórias RAM e ROM 52
Tabela 5 – Comparação entre algumas famílias FPGA dos fabricantes Altera e Xilinx (BAILEY, 2011) 58
Tabela 6 – Localização dos níveis de profundidades pré-definidos. 62
Tabela 7 – Memória exigida pelo método SBP 73
Tabela 8 – Valores reais e adotados como as coordenadas do centro de cada elemento da matriz fotodetectora para o algoritmo do TMBP implementado no FPGA, considerando os módulos simulado e cMiCE 79
Tabela 9 – Níveis de profundidade para o método TMBP na abordagem de 7 níveis de profundidade 80
Tabela 10 – Níveis de profundidade para o método TMBP na abordagem de 14 níveis de profundidade 80
Tabela 11 – Valores de desvio padrão e $\overline{bias}$ das coordenadas X, Y e Z para diferentes regiões do cristal. 85
Tabela 12 – Valores de desvio padrão e $\overline{bias}$ 93
Tabela 13 – Valores de discrepância entre as estimativas de profundidade, z provenientes do algoritmo em linguagem estruturada, z_C, e implementado no FPGA, z_{FPGA} em relação ao valor de referência, z_{ref}, assim como entre as mesmas. 98
Tabela 14 – Valores de desvio padrão das coordenadas x e y para diferentes regiões do cristal utilizando o método de estimativa inicial para dados experimentais provenientes do cMice, utilizando o algoritmo implementado no FPGA. 101
Tabela 15 – Valores de discrepância entre as estimativas de profundidade, z provenientes do algoritmo TMBP, z_TMBP, e do algoritmo SBP, z_{SBP} em relação ao valor de referência dos dados do móudlo cMiCE., z_{ref}, assim como entre as mesmas 104

Tabela 16 – Taxa de transferência e latência do sistema considerando todas as possibilidade de busca do algoritmo 3D SBP. 105
Tabela 17 – Taxa de transferência e latência do algoritmo 2D TMBP. 106
Tabela 18 – Tabela com o sumário dos recursos utilizados para cada método e configuração na plataforma FPGA Stratix III 107
Tabela 19 – Comparação das resoluções espaciais e desempenhos de módulos PET recentemente publicados 109

1 Introdução

A maioria dos sistemas de tomografia por emissão de pósitron (PET) tem seus blocos detectores baseados em uma matriz de cristais cintiladores acoplada a um fotodetector sensível a posição. A resolução espacial desses sistemas é diretamente relacionada ao tamanho dos elementos da matriz. Porém, o custo e a complexidade de fabricação dos detectores crescem consideravelmente com a diminuição do tamanho dos segmentos de cristais (LING et al., 2008; LI et al., 2010). Detectores com blocos cintiladores monolíticos, ainda pouco usados em sistemas PET, podem melhorar a sensibilidade sem degradar a resolução espacial do sistema. Em busca de melhoria da resolução espacial, algoritmos para determinar a posição tridimensional de interação do fóton de radiação gama no bloco de cristal cintilador monolítico devem ser aplicados (BRUYNDONCKX et al., 2006; LI et al., 2009; MIYAOKA et al., 2010; MIYAOKA et al., 2011; BONIFACIO; MORALLES, 2012; TABACCHINI; BORGHI; SCHAART, 2015; ETXEBESTE et al., 2016).

Avanços no campo da eletrônica para processamento simultâneo e rápido da informação digital têm permitido a construção de sistemas complexos de aquisição de dados para PET, incentivando o desenvolvimento de diversos métodos de determinação da posição tridimensional. Entre uma variedade de tecnologias digitais, como microprocessadores e processadores de sinais digitais (DSP - *Digital Signal Processor*), o *Field Programmable Gate Array* (FPGA) se destaca. O FPGA é um dispositivo de lógica programável no qual o circuito eletrônico digital é reconfigurável (HASELMAN et al., 2009; BOUSSELHAM, 2007). Ao invés de estar restrito a uma função de *hardware* pré-determinada, o FPGA permite programar funções, se adaptar aos novos padrões e reconfigurar o *hardware* para aplicações específicas. Esta flexibilidade, associada a potentes ferramentas de desenvolvimento e modelagem, permite ao usuário acesso a projetos de circuitos integrados complexos sem altos custos de engenharia associados. Isto torna possível usar o mesmo dispositivo para diferentes configurações de detectores ou diferentes aplicações. Outra vantagem no uso de dispositivos FPGA em sistemas PET é o processamento em paralelo que permite processar múltiplos dados provenientes de diferentes elementos fotodetectores simultaneamente, resultando em processamento em tempo real (HASELMAN et al., 2009; DEWITT et al., 2010; JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011).

Alguns dos algoritmos de determinação da posição em estudo atualmente utilizam o método de máxima verossimilhança (ML) (WANG et al., 2016; HUNTER; BARRET; FURENLID, 2009; JOUNG; MIYAOKA; LEWELLEN, 2002; LERCHE et al., 2009) em conjunto com a função resposta do fotodetector, a qual é caracterizada e relacionada com a posição do feixe por meio de dados experimentais de referência do bloco detector. A partir

desta correspondência, é possível procurar a melhor correlação entre a distribuição de luz a partir do evento detectado e a função resposta de referência. A posição de interação do fóton gama dentro do cristal para um dado evento é determinada como o ponto que tem a máxima verossimilhança com a luz coletada. Uma calibração do módulo detector sempre será necessária para este tipo de método de determinação da posição tridimensional de interação da radiação gama.

Na busca de eliminar o longo processo de calibração de um módulo detector, alguns algoritmos de determinação da posição procuram descrever teoricamente a distribuição de sinal proveniente de um dado detector, considerando processos físicos envolvidos na detecção da radiação gama em um sistema PET. Assim, através de um modelo físico e matemático de todo o sistema e de um método estatístico, como o ML, por exemplo, pode-se determinar a posição tridimensional de interação do fóton de radiação gama dentro do cristal.

O presente trabalho está relacionado ao acompanhamento da evolução dessas novas tecnologias e desse novo modelo de sistema PET, utilizando blocos de cristais monolíticos associados a um algoritmo de determinação da posição tridimensional. Assim, este trabalho abordará o aperfeiçoamento do algoritmo do método *Statistical-Based Positioning* (SBP) (JOUNG; MIYAOKA; LEWELLEN, 2002; LING; LEWELLEN; MIYAOKA, 2007; DEWITT et al., 2010; JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011; JORGE; BONIFACIO; MIYAOKA, 2016) e o desenvolvimento e implementação do algoritmo do método teórico de determinação da posição (TMBP - *Theorical-Model-Based Positioning*)(BONIFACIO et al., 2010; BONIFACIO; MORALLES, 2012).

O método SBP foi desenvolvido na Universidade de Washington (UW), baseado em um método estatístico que, conforme mencionado, exige uma calibração do sistema. Em trabalhos anteriores, duas versões do algoritmo do método SBP foram implementadas na plataforma FPGA: o algoritmo SBP 2D (DEWITT et al., 2010) e o algoritmo SBP 3D (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011). No entanto, ambas as versões foram analisadas apenas com dados simulados e o código testado no FPGA Altera Stratix II, o qual era usado nas primeiras versões da placa de aquisição de dados UW Phase II Board. Neste trabalho, é relatado o aperfeiçoamento do algoritmo SBP 3D para otimizar a memória exigida na execução do mesmo, precisão e desempenho em geral. Além disso, a nova versão do algoritmo SBP 3D foi avaliada usando a nova versão da placa UW Phase II, desenvolvida na UW, que tem como centro o FPGA Altera Stratix III. Finalmente, o algoritmo em FPGA foi validado utilizando dados experimentais provenientes do módulo detector cMiCE (*continous Miniature Crystal Element*) (JORGE; BONIFACIO; MIYAOKA, 2016), também desenvolvido na UW. Tal aperfeiçoamento foi implementado durante a colaboração com o Laboratório de Pesquisa em Imagens (*Imaging Research Laboratory* - IRL) na UW,

onde foi realizado um intercâmbio durante o período de doutorado.

O método TMBP foi desenvolvido no Instituto de Radioproteção e Dosimetria (IRD) da Comissão Nacional de Energia Nuclear (CNEN) em colaboração com a Universidade de São Paulo (USP), o qual descreve um modelo teórico do sistema de detecção PET. O método TMBP foi avaliado utilizando algoritmos em linguagem estruturada, tendo um desempenho computacional não aplicável a sistemas PET, ou seja, com uma taxa de transferência de eventos significativamente inferior a taxa de eventos de um sistema PET como será abordado ao longo deste trabalho.

Os objetivos deste trabalho são desenvolver e implantar algoritmos em FPGA para determinação da posição da interação da radiação gama em um sistema de detecção a ser usado em PET utilizando o método teórico TMBP. Este trabalho visa tornar o processamento de sinais em tempo real, ou seja, com uma taxa de transferência de eventos da mesma ordem ou superior a taxa de contagens de sistemas PET, mantendo a resolução espacial, quando comparado a algoritmos em linguagem estruturada.

A seguir, no capítulo 2, são abordados os fundamentos teóricos necessários para a compreensão geral do trabalho. Serão abordados conceitos básicos de tomografia de emissão de pósitron, como os processos físicos envolvidos na detecção do fóton gama e toda a instrumentação PET utilizada em sistemas atuais, assim como instrumentações promissoras para futuros sistemas PET. Será descrita também a eletrônica de aquisição usada, em geral, em sistemas com processamento de sinais digitais. Neste capítulo também é discutido porque o dispositivo FPGA foi escolhido nesse trabalho, fazendo uma breve comparação com outros dispositivos no mercado.

No capítulo 3, são descritos os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento deste trabalho. São descritos os módulos detectores utilizados para a coleta de dados experimentais, o cMiCE, assim como a placa de aquisição de dados UW Phase II Board e o sistema simulado para a validação do algoritmo desenvolvido. São abordados também o método SBP e os aperfeiçoamentos aplicados no algoritmo, fazendo uma comparação da resolução espacial com a nova versão do sistema e sua prévia implementação, assim como o método que este trabalho tem como foco, o TMBP. Todo o processo de implementação do algoritmo no dispositivo FPGA é descrito, abordando os estágio de busca e memória exigida.

O capítulo 4 expõem os resultados provenientes da implantação do método TMBP. Para a análise de desempenho e resolução espacial do método foram utilizados dados simulados pela plataforma Gate (JAN et al., 2004) para a validação do algoritmo, comparando os algoritmos em linguagem estruturada e implantados no FPGA, assim como os dados experimentais provenientes do módulo detector cMiCE desenvolvido na universidade de Washington.

O capítulo 5 apresenta as conclusões e considerações finais deste trabalho.

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Tomografia por emissão de pósitron

A tomografia por emissão de pósitron (PET - *Positron Emission Tomography*) é uma técnica de diagnóstico por imagem nuclear capaz de fornecer informações sobre a distribuição e o metabolismo de biomarcadores emissores de pósitrons. O uso da técnica PET exige a marcação de moléculas apropriadas com radionuclídeos emissores de pósitrons, partículas β^+. O composto marcado, chamado de radiofármaco, é introduzido no corpo a ser estudado, e é distribuído pelos tecidos, de acordo com suas propriedades bioquímicas. O pósitron interage com um elétron no corpo do paciente e culmina na emissão de um par de fótons gama de aniquilação com energia de 511 keV cada e, aproximadamente, colineares. Cada fóton detectado é associado a um evento simples e a informação de energia, tempo e posição é registrada pelo sistema. Uma janela de energia é definida para que apenas eventos com um limite máximo e mínimo de energia sejam considerados. A partir da informação temporal dos eventos simples, uma unidade de processamento eletrônico determina os pares de eventos simples que são provenientes da mesma aniquilação. Para que isso aconteça, uma janela temporal de 2 a 6 ns é pré-definida e os eventos gerados dentro desta janela são considerados coincidentes. Cada par de fótons detectados é usado para estimar as linhas de projeção ou de resposta (LOR - *line of response*); um conjunto completo de projeções (sinogramas) pode ser adquirido e, através de métodos tomográficos, pode-se estimar a localização dos pontos de captação do radiofármaco no organismo. A Figura 1 sintetiza o funcionamento do sistema PET (ZANZONICO, 2004; WERNICK; AARSVOLD, 2004; BAILEY, 2005; SAHA, 2005).

2.1.1 Tipos de coincidência

Diferentemente da técnica de tomografia computadorizada por emissão de fóton único (SPECT-*Single Photon Emission Computed Tomography*), a detecção em coincidência possui a vantagem de obter a informação da LOR de cada evento sem o uso de colimadores físicos, o que melhora a sensibilidade e a eficiência de detecção do sistema (ZANZONICO, 2004). As coincidências em PET podem ser classificadas como: verdadeiras, espalhadas e aleatórias. A Figura 2 apresenta esquematicamente os possíveis tipos de coincidências citados.

As coincidências verdadeiras são definidas a partir da detecção de fótons gama provenientes do mesmo processo de aniquilação pósitron-elétron, os quais não sofreram nenhum tipo de interação antes de serem detectados. Tais eventos são ideais para a

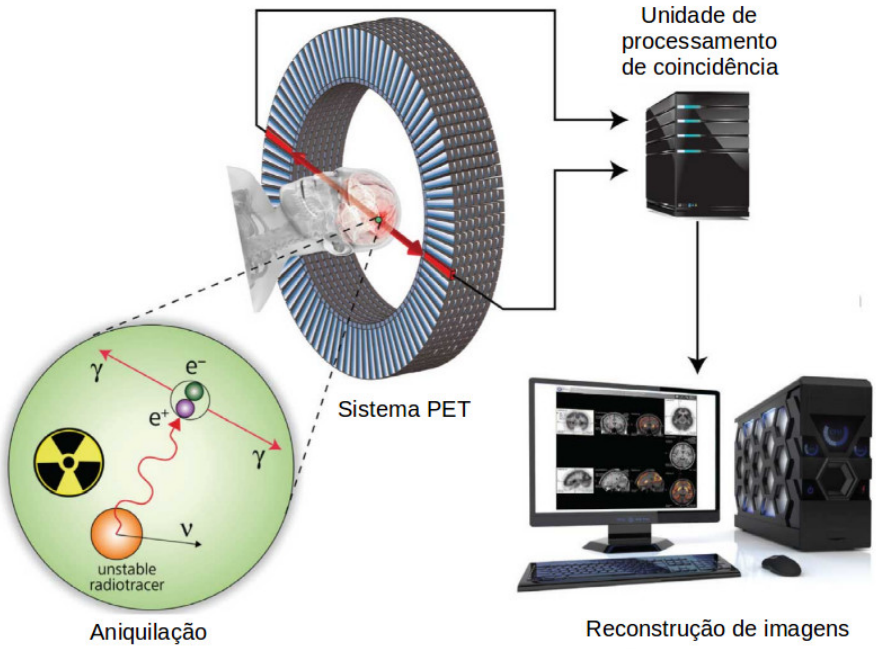


Figura 1 – Esquema simplificado de um tomógrafo PET.

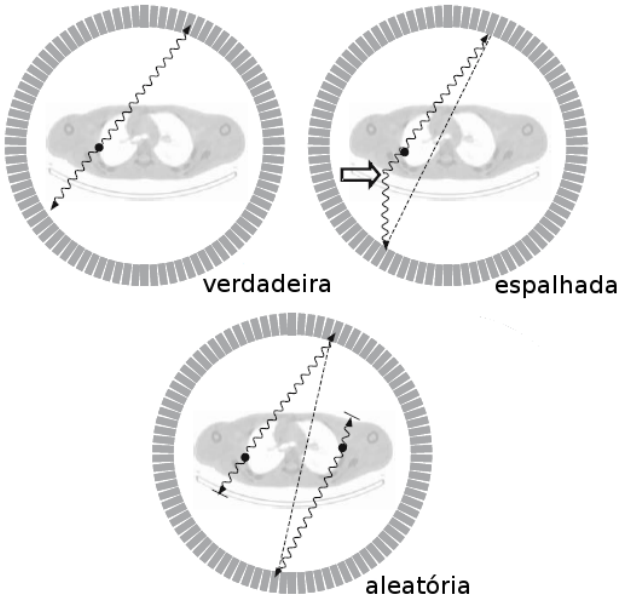


Figura 2 – Possíveis tipos de eventos de coincidência. Figura adaptada de Bailey (BAILEY, 2005).

estimativa correta da LOR.

Os fótons de aniquilação podem sofrer espalhamento Compton durante sua trajetória pelo organismo até ser detectado. A cada interação Compton, o fóton incidente interage com um elétron, produzindo um fóton com energia reduzida e com a trajetória alterada em relação ao fóton de incidência. A detecção em coincidência de, pelo menos, um fóton espalhado, degrada a reconstrução da LOR. Este evento é denominado evento de coincidência espalhada. A relação de eventos espalhados e verdadeiros aumenta com

a densidade e a dimensão do objeto em estudo e com a largura da janela de seleção em energia. Entretanto, esta relação não é afetada pelo aumento da atividade administrada, uma vez que a taxa de eventos de ambos aumenta linearmente com o aumento da atividade.

As coincidências aleatórias ocorrem quando dois fótons gama provenientes de processos de aniquilação distintos são detectados em coincidência temporal. Tais eventos são diretamente proporcionais à largura da janela temporal pré-estabelecida na eletrônica de aquisição. A taxa de eventos aleatórios pode ser estimada pela relação entre as contagens isoladas dos dois blocos detectores em questão e a janela temporal estipulada, como mostra a equação 2.1 (ZANZONICO, 2004):

$$R = 2\tau \cdot C_1 \cdot C_2 \tag{2.1}$$

onde τ é a janela temporal em nanosegundos (ns) e C_1 e C_2 são as taxas de contagens de eventos simples (contagens/s) dos detectores da LOR.

Os eventos de coincidências espalhadas e aleatórias não carregam informação da posição do radiofármaco no organismo. Assim, tais eventos degradam o contraste da imagem reconstruída. A contribuição desses eventos é proporcional à densidade, à profundidade do tecido corporal e à atividade administrada ao paciente.

2.1.2 Correções de eventos registrados

2.1.2.1 Correção de atenuação

Os fótons de aniquilação de 511 keV originados em diferentes posições no organismo percorrem diferentes trajetórias até serem detectados. Durante esta trajetória, o fóton é atenuado devido à interação com diferentes tecidos que compõe o organismo. Considerando que μ_i é o coeficiente de atenuação linear dos fótons de 511 keV no tecido i, a probabilidade P de ocorrer uma detecção em coincidência é dada pela equação 2.2 (BAILEY, 1998; BURGER et al., 2002).

$$P(\mu_i, D_i) \;=\; exp\left(-\sum_i^N \mu_i(a_i + b_i)\right) = exp\left(-\sum_i^N \mu_i D_i\right) \tag{2.2}$$

onde N é o número de tecidos percorridos pelo fóton, a_i e b_i são as distâncias percorridas por cada fóton de 511 keV e D é a largura total do tecido i, conforme ilustrado na Figura 3. Fica claro, a partir da equação 2.2, que a localização da aniquilação não interfere na probabilidade de detecção e, sim, as dimensões totais do objeto.

Tais atenuações podem contribuir não uniformemente na reconstrução da imagem. Assim, é necessário fazer uma correção de atenuação. Uma das correções mais comuns

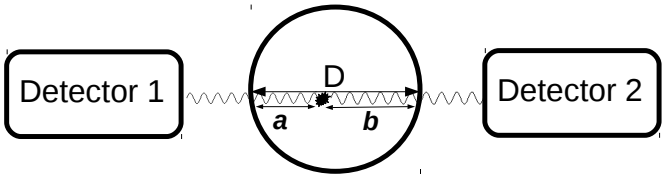


Figura 3 – Dois fótons de 511 keV detectados em coincidência por dois detectores depois de percorrerem as distâncias *a* e *b*, respectivamente, dentro do tecido. (SAHA, 2005)

é a correção por transmissão. Neste método, uma ou mais fontes emissoras de fótons ou pósitrons em bastão são colocadas no *gantry* do tomógrafo e rotacionadas por um motor elétrico, expondo todos os pares de detectores uniformemente. Duas aquisições são feitas: uma sem o paciente, como referência, e outra com o paciente. A partir dessas aquisições, os fatores de correção são estimados para cada par de detectores utilizando a equação:

$$\frac{I_0}{I} = exp\left(\sum_{i=1}^{N} \mu_i D_i\right) \tag{2.3}$$

onde I_0 e I são as intensidades obtidas por meios das varreduras sem e com o meio absorvedor entre os detectores e D é a largura total percorrida pelos fótons.

Em sistemas híbridos, como o de PET/CT, um mapeamento de atenuação para o PET pode ser feito através da varredura de transmissão proveniente da tomografia computadorizada (CT - *Computed Tomography*). Para que este método seja válido, um fator de escala, definido como a razão do coeficiente de atenuação de fótons de 511 keV e de raios X produzidos pelo CT, deve ser usado para fazer a correlação entre os dados obtidos para diferentes energias (BAILEY, 1998).

2.1.2.2 Correção de eventos aleatórios

Para que os eventos aleatórios não sejam considerados na reconstrução da imagem, uma correção dos mesmos deve ser feita. O método mais comum é usando dois circuitos de coincidência com a mesma janela temporal, porém, um circuito deve ter um atraso significativo (i.e em torno de 50 ns), permitindo que apenas coincidências aleatórias sejam detectadas por este circuito. Considerando que a taxa de eventos aleatórios é estatisticamente igual nos dois circuitos, a taxa de coincidências reais pode ser estimada a partir da subtração dos eventos aleatórios estimados no circuito com atraso (HOLM; TOFT; JENSEN, 1996).

2.1.2.3 Correção de espalhamento

Para eliminar os eventos provenientes de coincidências por espalhamento, uma fonte é localizada fora do campo de visão (FOV - field of view) do equipamento, garantindo que apenas coincidências aleatórias e espalhadas sejam detectadas. Uma vez que a taxa de coincidência aleatória tenha sido estimada pelo método descrito na seção 2.1.2.2, a taxa de coincidência espalhada pode ser estimada a partir da subtração dos eventos aleatórios. A taxa de eventos reais, os únicos que devem ser considerados para a reconstrução da imagem, é estimada a partir da subtração das taxas de coincidências espalhadas e aleatórias estimadas nos métodos de correção das mesmas, descritos anteriormente (HOLM; TOFT; JENSEN, 1996).

2.1.2.4 Correção de normalização

Os equipamentos PET atuais podem ter milhares de blocos detectores constituídos de cristais cintiladores e fotodetectores. Devido às variações físicas, ao ganho de cada fotodetector, à sensibilidade de cada par detector, os dados poderão ser não-uniformes. Para minimizar tal efeito, um método de normalização dos dados baseado na aquisição de dados a partir de uma fonte de fótons de 511 keV no campo de visão, é aplicado. Os dados são coletados em ambos os modos 2D e 3D para todos os pares de detectores. O fator de normalização é estimado a partir da razão da média de contagens de todos os pares detectores ($A_{médio}$) e das contagens de cada par (A_i). A contagem normalizada ($C_{norm,i}$) é calculada a partir da multiplicação das contagens medidas (C_i) pelo fator de normalização (F_i) como apresentado na equação 2.4 (BAILEY, 2005).

$$C_{norm,i} = C_i \cdot \frac{A_{médio}}{A_i} = C_i \cdot F_i \tag{2.4}$$

2.1.2.5 Correção de tempo morto

O tempo necessário para o processo de detecção de um evento, desde a interação do fóton no cristal cintilador até o cálculo da energia, da posição e do tempo, para que o mesmo seja registrado para análise, é chamado de tempo morto. Durante o tempo morto, o sistema de detecção não é capaz de registrar nenhum outro evento, a não ser aquele que já está sendo processado.

O tempo morto pode ser determinado a partir de medidas com baixa atividade de uma fonte de um emissor de fóton único. Uma linearidade é esperada para baixas taxas de contagens e baixa atividade. Porém, para alta atividade o efeito não-linear do tempo morto pode ser observado. A partir do conhecimento da meia vida do nuclídeo, pode-se calcular o número de eventos esperados. Assim, com a relação entre os eventos medidos e os eventos esperados, o tempo morto pode ser estimado (Sá, 2010).

O tempo morto depende das características do bloco detector, assim como a eletrônica associada. Estudos de novos equipamentos, como uma eletrônica de processamento em tempo real, têm sido feitos para a minimização do mesmo (FONTAINE et al., 2006; TETRAULT et al., 2013).

2.1.2.6 Correção de empilhamento

Devido a janela de energia estipulada para selecionar os fótons de 511 keV, quando dois fótons de 511 keV interagem em um mesmo detector, fornecendo um fotopico de 1022 keV, o evento é descartado por se encontrar fora da janela de energia. No entanto, dois ou mais fótons espalhados podem resultar em um fotopico dentro da janela estipulada, fornecendo um evento falso-positivo, uma vez que os fótons são provenientes de eventos não-correlacionados. Esses eventos são chamados de pulsos de empilhamento e causam distorções na imagem reconstruída adquirida em alta contagem. Circuitos de rejeição de empilhamentos e memórias para armazenar temporariamente os pulsos para posterior comparação com os estágios seguintes podem ser aplicados visando a redução do registro desses pulsos (SAHA, 2005).

2.1.3 Parâmetros de avaliação da imagem

2.1.3.1 Resolução espacial

Um dos objetivos no desenvolvimento de detectores de fótons gama é aperfeiçoá-los para obter maior eficiência de detecção, melhor resolução em energia e melhor resolução espacial intrínseca. Obviamente, não existem detectores ideais, pois há sempre uma limitação devido às características físicas de cada um deles. Assim, esforços para aperfeiçoá-los são medidos em custo-benefício para uma aplicação específica. Entre os fatores que podem degradar a resolução da imagem em PET estão: deslocamento do pósitron na aniquilação elétron-pósitron, incertezas associadas à determinação da posição de interação de fótons gama no bloco detector, qualquer movimento do paciente na hora do exame, assim como possíveis artefatos produzidos pelo algoritmo de reconstrução de imagem (ZANZONICO, 2004).

Nesta seção, serão discutidas brevemente algumas dessas limitações e suas possíveis soluções.

Aniquilação e^-e^+

O processo de aniquilação do pósitron no organismo pode contribuir em dois aspectos para a degradação da resolução espacial: a distância de deslocamento entre sua emissão e sua aniquilação e a não colinearidade entre os fótons gama de aniquilação.

Cada pósitron emitido sofre diversas interações coulombianas durante sua trajetória dentro do organismo, até que, finalmente, há grande perda de sua energia cinética e, então, é termalizado e aniquilado. Essa distância percorrida afeta a estimativa da posição de captação do radiofármaco, já que a LOR determinada pelo sistema é definida pelo ponto no qual são emitidos os dois fótons gama. A Figura 4 esquematiza o decaimento do radionuclídeo com a emissão de um pósitron, o qual percorre uma certa distância até se aniquilar com um elétron presente no meio.

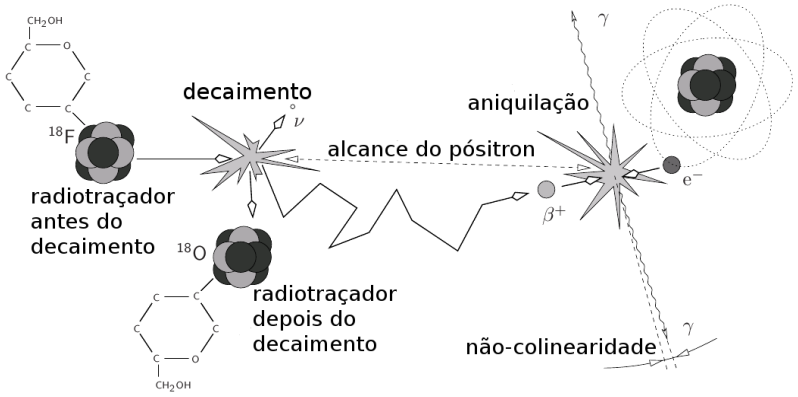


Figura 4 – Esquema da aniquilação de pósitrons com os aspectos importantes para a resolução espacial da técnica PET. O decaimento do radionuclídeo produz a emissão de um pósitron, o qual percorre uma certa distância até ser aniquilado junto com um elétron do meio. Esse processo gera a emissão de um par de fótons em direções aproximadamente opostas. Figura adaptada de (LERCHE, 2006)

A distância percorrida está relacionada com a energia inicial do pósitron. Sendo assim, quanto maior a energia inicial do pósitron, maior será seu deslocamento no corpo e maior a deterioração da resolução da imagem final, especialmente para sistemas dedicados (LEVIN; HOFFMAN, 1999). Esta relação foi estudada por (LEVIN; HOFFMAN, 1999), que apresenta a distribuição teórica normalizada da energia cinética do pósitron, Figura 5 e a distribuição da coordenada do ponto de aniquilação do pósitron, que foi obtida através de uma simulação Monte Carlo, Figura 6, considerando os radioisótopos ^{18}F, ^{11}C, ^{13}N e ^{15}O.

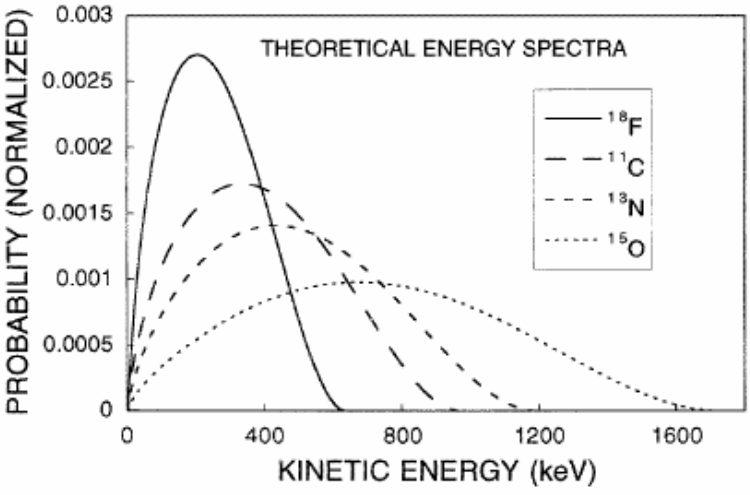


Figura 5 – Distribuição teórica da energia cinética do pósitron, considerando os radioisótopos ^{18}F, ^{11}C, ^{13}N e ^{15}O. Gráfico do trabalho de (LEVIN; HOFFMAN, 1999).

Além da perda de resolução devido à distância percorrida pelo pósitron, existe um efeito fundamental que pode resultar em maior perda dessa resolução: a não colinearidade entre os fótons gama de aniquilação. O processo de aniquilação ocorre com duas partículas colidindo entre si e gerando, no caso mais comum, um par de fótons gama de 511keV, cada um correspondente à energia de repouso do pósitron ou elétron. Tais fótons são emitidos em direções perfeitamente colineares quando o pósitron e o elétron estão em repouso ou possuem momentos opostos, do contrário, o desvio do ângulo de 180 graus entre os dois fótons de aniquilação possui uma largura total à meia altura (FWHM - *Full Width at Half Maximum*) de cerca de $0,6$ graus e depende da energia cinética residual e dos momentos do pósitron e do elétron de aniquilação (FAHEY, 2002).

Para sistemas com grande separação entre os blocos detectores, esse efeito pode resultar em um erro considerável no processo de reconstrução da LOR. Como a distância percorrida pelo pósitron antes de sua aniquilação e a não colinearidade não podem ser quantificadas com o estado da arte dos atuais sistemas PET, ambas são limitações intrínsecas do sistema. Entretanto, há estudos de métodos de reconstrução de imagem que consideram esses efeitos (BAI et al., 2003).

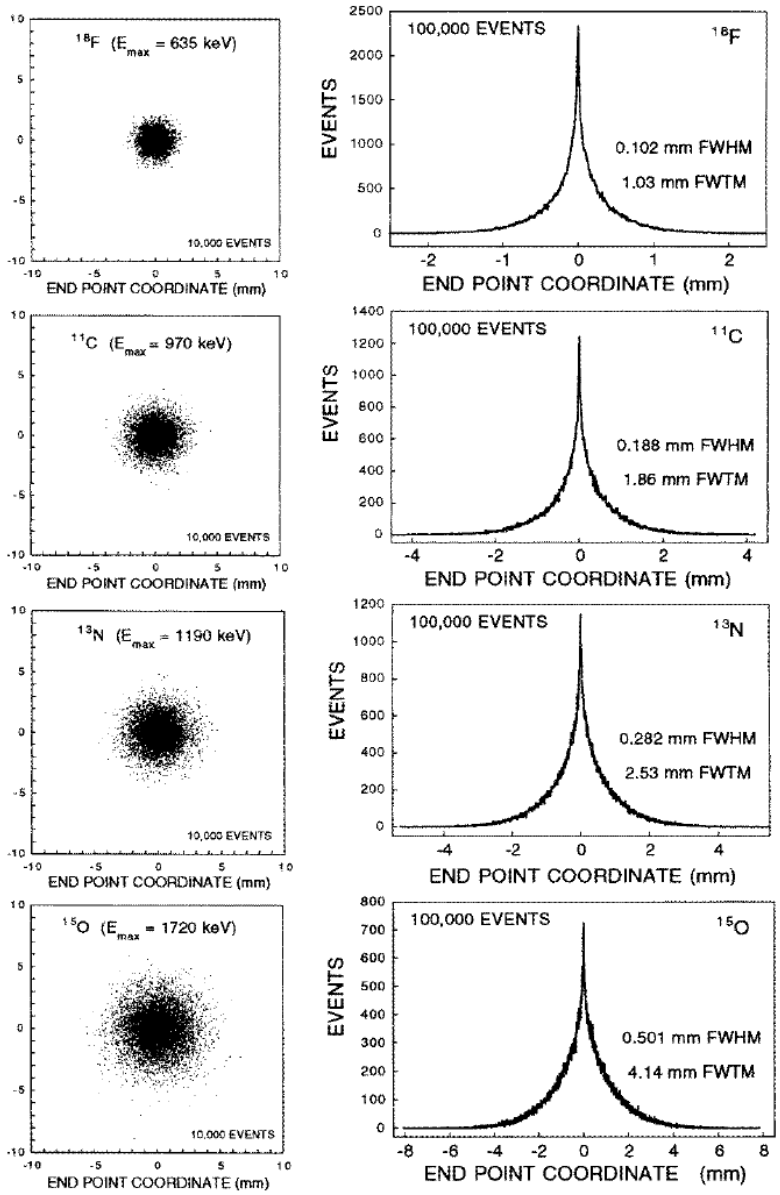


Figura 6 – Esquerda: distribuição calculada das coordeandas de aniquilação do pósitron na da coordenada do ponto de aniquilação do pósitron projetada no plano x-y. Direita: histograma da coordenada x para a distribuição do ponto de aniquilação. Ambos foram obtidos através de uma simulação Monte Carlo, considerando os radioisótopos ^{18}F, ^{11}C, ^{13}N e ^{15}O. Gráfico do trabalho de (LEVIN; HOFFMAN, 1999).

Erro de paralaxe

Na maioria dos sistemas PET, a informação da posição de interação do fóton no bloco detector é limitada ao plano x-y, o que pode comprometer bastante a reconstrução da LOR e, portanto, a imagem final. Essa degradação acontece devido ao que é chamado de erro de paralaxe decorrente da falta de informação precisa da profundidade de interação (DOI - *Depth Of Interaction*) e/ou o ângulo de incidência do fóton gama no detector. Com a falta de informação da DOI, o sistema considera, para efeito de reconstrução da LOR, o centro do bloco detector. Em muitos casos, essa aproximação não é verdadeira

e a localização do ponto de captação do radiofármaco no organismo é estimada com exatidão reduzida. O erro de paralaxe está presente em qualquer evento ocorrido fora do centro geométrico do FOV ou, em geral, que o fóton gama não incide normalmente no bloco detector. O erro na estimativa da LOR devido à falta de informação da DOI é esquematizada na Figura 7.

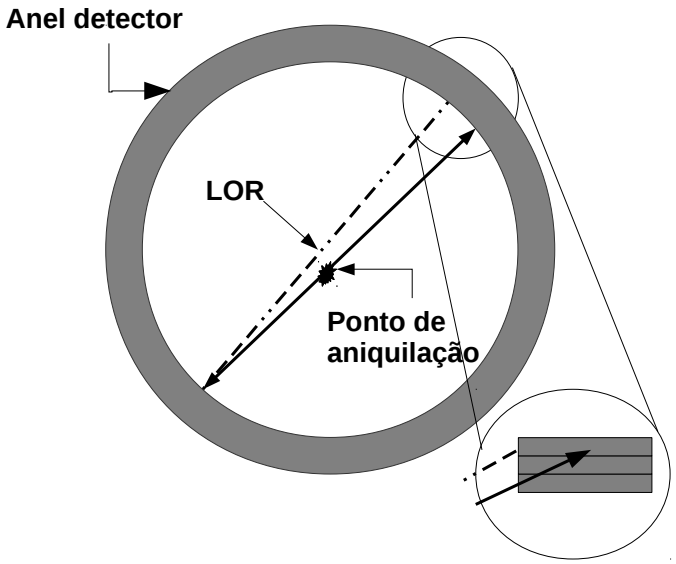


Figura 7 – Esquema do erro de paralaxe: a estimativa errada da linha de resposta quando não há informação da profundidade de interação do fóton gama no detector. Figura adaptada de (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

Diferentes métodos para a estimativa da DOI nos sistemas PET têm sido propostos. Para sistemas baseados em cristais discretos como, por exemplo, a medida da razão da distribuição de luz detectada a partir de dois fotodetectores situados em lados opostos do cristal, e detectores *Phoswich* (GU et al., 2015), os quais usam a discriminação da forma do pulso para estimativa da DOI. Para cristais monolíticos, a estimativa da DOI está associada ao algoritmo de determinação da posição tridimensional implementado no sistema (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

2.1.3.2 Resolução Temporal

Tempo de voo

A resolução temporal nos detectores PET para corpo inteiro pode reduzir significantemente a taxa de coincidências aleatórias e pode ser usada para estimar o ponto de aniquilação do pósitron com maior precisão, melhorando a resolução espacial. A estimativa do tempo de voo (TOF - *time-of-flight*) é feita a partir da diferença de tempo de chegada dos fótons (BAILEY, 2005; LEWELLEN, 1998).

Uma vez que o ponto de aniquilação está localizado em um ponto P do organismo, como ilustra a Figura 8, tem-se que o fóton detectado pelo detector A percorreu um caminho $(d - d_1)$. Entretanto, o fóton coincidente percorre uma distância extra de $2d_1$ em relação ao outro, já que seu caminho é $(d + d_1)$. Considerando que ambos viajam na velocidade da luz, v_{luz}, a distância $d - d_1$, diferença de tempo de chegada dos fótons, pode ser estimada usando a relação $2d_1 = v_{luz}\delta t$, onde δt é a medida da diferença dos tempos de chegada (LEWELLEN, 1998).

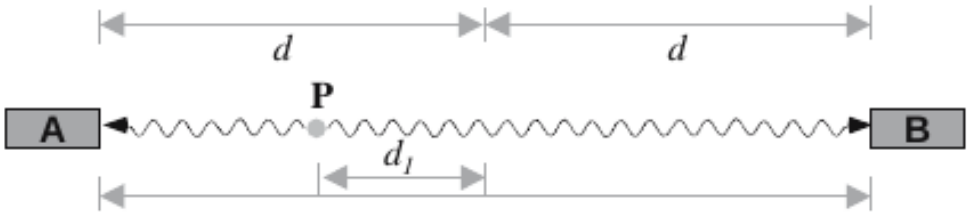


Figura 8 – Esquema ilustrativo da medida do tempo de voo. O ponto P marca o ponto de aniquilação a partir de onde os dois fótons são produzidos e detectados pelos detectores A e B. Figura adaptada de (BAILEY, 2005)

A estimativa da distância d_1 depende da medida exata do δt, o que exige um cristal cintilador com um tempo de resolução de menos de $0,8$ ns. Cintiladores considerados extremamente rápidos em relação ao seu tempo de decaimento, como por exemplo o fluoreto de bário (BaF_2), o qual fornece um $\delta t = 0,8$ ns, apresenta uma distorção de ≥ 6 mm na determinação de d_1. Cintiladores com tempo de decaimento maior tem um aumento significativo nesta distorção (BAILEY, 2005).

As vantagens da estimativa do TOF, assim como a localização de aniquilação, é a melhora da razão sinal-ruído na imagem reconstruída (MOSES, 2007).

O uso do cintilador BaF_2,que tem baixo coeficiente de atenuação, reduz a sensibilidade dos detectores PET, por isso um estudo de custo-benefício deve ser considerado (MOSES, 2007).

2.1.3.3 Taxa de contagem equivalente de ruído

O ruído da imagem é uma variação aleatória nas contagens em um pixel, podendo ser reduzida pelo aumento do número total de contagens do sistema. Uma solução para a minimização do ruído da imagem é melhorar a eficiência do sistema, diminuindo o tempo morto e o número de contagens aleatórias, por exemplo (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

A taxa de contagem equivalente de ruído (NECR - *Noise Equivalent Count Rate*) é um parâmetro que caracteriza o ruído da imagem através da relação entre as taxas de contagens verdadeiras (T_v), aleatórias (T_a) e de espalhamento (T_e), conforme a equação

2.5 (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

$$NECR = \frac{{T_v}^2}{T_v + T_a + T_e} \tag{2.5}$$

2.1.3.4 Resolução em Energia

A resolução em energia de um detector de radiação caracteriza sua habilidade em distinguir eventos com diferentes energias. A determinação da energia depende de uma série de fatores referentes à propriedades dos detectores que compõem o sistema, os quais introduzem uma incerteza sistemática e estatística na precisão da estimativa da energia depositada no cristal cintilador. Entre as propriedades do sistema que afetam a resolução em energia estão: variação estatística do número de fótons ópticos gerado no cintilador, atenuação e absorção dos fótons ópticos no cristal, número de fótons ópticos que geram um fotoelétron no fotosensor, número de elétrons coletados no ânodo da fotomultiplicadora, assim como flutuações na tensão aplicada na mesma e, ainda, ruído presente na eletrônica associada (BAILEY, 2005).

A resolução em energia de um sistema PET é estimada pela largura a meia altura (FWHM - *Full Width at Half Maximum* , conforme a equação 2.6 (BAILEY, 2005; SAHA, 2005).

$$FWHM = \frac{(E_2 - E_1)}{E_\gamma} \cdot 100\% \tag{2.6}$$

onde E_1 e E_2 são os valores de energia na metade da amplitude do fotopico na distribuição de energia, e E_γ é a energia do fóton gama incidente, 511 keV. Para registrar o mínimo de fótons espalhados, que deterioram a resolução espacial do sistema, a FWHM é usada para definir a janela de energia de aquisição do sistema.

2.1.3.5 Sensibilidade

A sensibilidade de um sistema PET é definida como o número de contagens por unidade de tempo de detecção do sistema para cada unidade de atividade presente na fonte utilizada (NEMA, 2007). A unidade de medida normalmente utilizada é contagens por segundo por unidade de atividade ($cps/\mu Ci$ ou cps/MBq).

A sensibilidade dos detectores PET está relacionada com a eficiência geométrica, a qual depende da distância entre a fonte e o detector, o diâmetro e o número de blocos detectores que compõem o anel do sistema, a eficiência de detecção que pode variar de acordo com posição do elemento no bloco, variações físicas no cristal, assim como variações no ganho das fotomultiplicadoras, a configuração da janela de energia, para a redução de coincidências aleatórias (BAILEY, 2005; SAHA, 2005).

2.1.3.6 Fração de espalhamento

A fração de espalhamento (FE) é definida pela razão da taxa de contagem de espalhamento, C_e, e taxa de contagem total do sistema, C_t, equação 2.7 (BAILEY, 2005; SAHA, 2005)

$$FE = \frac{C_e}{C_t} \tag{2.7}$$

A qualidade das imagens reconstruídas e a performance do detector melhoram quanto menor é a fração de espalhamento. Este parâmetro é frequentemente usado para comparar as performances de diferentes tipos de detectores para PET (TARANTOLA; ZITO; GERUNDINI, 2003).

2.1.3.7 Contraste

O contraste, C, fornece uma medida de detectabilidade de um tecido relativamente anormal e pode ser estimado pela equação 2.8,

$$C = \frac{A - B}{A} \tag{2.8}$$

onde A e B são as densidade de contagens, ou seja, o número de contagens por área, em um tecido normal e em um anormal, respectivamente (BAILEY, 2005; SAHA, 2005).

Para uma dada imagem, um número mínimo de contagens é necessário para um contraste de imagem satisfatório. Mesmo com a resolução espacial adequada do tomógrafo PET, a falta de contagens suficientes pode originar um contraste inadequado devido ao aumento do ruído no sistema. Esta densidade de contagem em um dado tecido depende da dosagem de radiofármaco administrada, da captação do mesmo no tecido, do período de digitalização e, ainda, da eficiência de detecção do sistema PET. Outros fatores podem afetar o contraste da imagem como: radiações espalhadas, tamanho da lesão e movimento do paciente (SAHA, 2005).

2.2 Dectores para PET

Como já mencionado, detectores de cintilação são os mais comuns e os mais indicados para a detecção de fótons de 511 keV em sistemas PET, devido a sua eficiência de detecção e resolução em energia. A eficiência de detecção e o processamento de dados em sistemas PET depende da escolha apropriada dos seus componentes: cristal cintilador, fotodetector e eletrônica de processamento de pulsos (ALMEIDA et al., 2011; MARSDEN, 2003; HUMM; ROSENFELD; GUERRA, 2003).

Serão detalhadas nesta seção as características mais relevantes para a escolha desses componentes.

2.2.1 Cintiladores

Antes de analisar as propriedades que devem ser consideradas na escolha do cintilador para sistemas PET, é preciso entender o processo de cintilação.

2.2.1.1 Processo de cintilação

Os estados eletrônicos de energia de um átomo isolado consiste em níveis discretos de energia. Em uma estrutura cristalina, os níveis externos são perturbados por múltiplas interações entre átomos e íons e, por isso, a estrutura é alargada e dividida em três bandas: banda de condução, banda de valência e banda proibida como esquematizado na Figura 9. Na banda de condução, ficam localizados os elétrons livres, ou seja, aqueles que têm energia suficiente para migrar pelo cristal. Na banda de valência localizam-se os elétrons que estão ligados aos sítios da rede cristalina. A proibida é uma banda de energia intermediária, onde elétrons não são encontrados. A lacuna de energia que separa as bandas permitidas, valência e condução, tem uma magnitude de poucos elétrons volts (eV). Quando determinadas substâncias são introduzidas no cristal, sítios intermediários na rede cristalina são criados. Os elétrons na camada de valência podem absorver energia proveniente do fóton gama através de interação fotoelétrica ou espalhamento Compton e se excitarem para a banda de condução, ou para os sítios criados, dependendo da energia absorvida, criando lacunas na banda de valência. Ao se desexcitarem e retornarem à camada de valência, os elétrons emitem a diferença de energia dos níveis ocupados na forma de luz visível e/ou ultravioleta. Um fóton de luz pode ser detectado pelo fotodetector acoplado, sair do cristal ou ser absorvido pelo mesmo (MELCHER, 2000; WERNICK; AARSVOLD, 2004).

2.2.1.2 Propriedades dos cintiladores

Para a escolha de um cintilador ideal para a técnica PET, algumas características básicas devem ser consideradas. Nesta seção serão expostas as propriedades de um

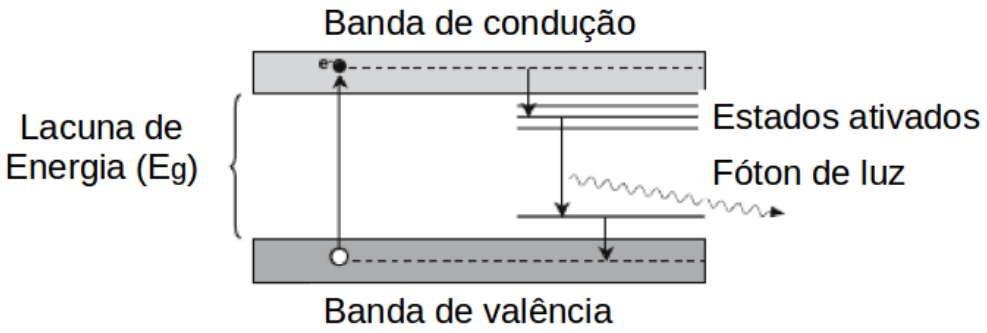


Figura 9 – Diagrama esquemático de níveis de energia em um cristal cintilador e o mecanismo de produção de luz depois da absorção de energia.

cintilador ideal para essa aplicação.

Para sistemas PET, é de suma importância a deposição total da energia do fóton gama dentro do cristal cintilador para a seleção dos fótons de 511 keV. Assim, o detector ideal deve ter alta densidade e material de alto número atômico efetivo (Z_{eff}). Uma vez depositada toda a energia do fóton gama no cristal, é ideal que a conversão da mesma em luz visível seja maximizada. A razão entre o número de fótons de cintilação e a energia depositada interfere na resolução espacial e na resolução de energia. Além disso, a função que correlaciona a fotoconversão e a energia depositada deve ser conhecida, para que a mesma possa ser estimada com precisão. O material também deve ter alta transmitância de luz óptica e o mínimo de auto absorção, para evitar perda de luz durante a trajetória do ponto de cintilação até o fotodetector. Além disso, o índice de refração do material do cristal cintilador deve ser muito próximo do índice de refração da janela do fotodetector para evitar perda de luz com o acoplamento dos mesmos. O comprimento de onda da luz emitida deve estar de acordo com a faixa de valores detectáveis pelo fotodetector acoplado (KORZHIK et al., 2007).

Sistemas com altas taxas de contagens e taxas de amostragem elevadas, como o sistema PET, exigem cristais cintiladores com pulso de emissão de luz com baixo tempo de decaimento sem remanescência (MELCHER, 2000; WERNICK; AARSVOLD, 2004).

Considerando o processo de manufatura, é desejável que o material do cintilador não seja higroscópico para seu fácil manuseio, assim como mecanicamente robusto, de modo que este possa resistir a choques térmicos e mecânicos (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

Como nenhum cintilador se comporta de forma ideal, essas propriedades importantes para sistemas PET devem ser ponderadas e avaliadas quanto ao seu custo-benefício.

As três principais propriedades de um cintilador para aplicação em sistemas PET são (WERNICK; AARSVOLD, 2004; MARSDEN, 2003; NASSALSKI et al., 2005):

Coeficiente de atenuação O coeficiente de atenuação de um cintilador é caracterizado pela distância média (comprimento de atenuação, $1/\mu$) percorrida pelo fóton antes de depositar sua energia no cristal e está diretamente relacionado com o número atômico e a densidade do material. Para sistemas PET com alta sensibilidade, é desejável que o cristal tenha alto poder de freamento, ou seja, baixo comprimento de atenuação, para que haja alta eficiência na detecção de fótons de 511 keV.

Constante de decaimento A constante de decaimento define as características temporais do sistema PET. Um tempo de decaimento curto é desejável para processar cada pulso individualmente em altas contagens, reduzindo o tempo morto. Entretanto, o tempo morto do sistema dependerá também da eletrônica associada.

Resolução intrínseca de energia A resolução intrínseca de energia de um cristal cintilador surge devido as inomogeneidades do cristal, não-linearidade de produção de luz e sua distribuição estatística.

A Tabela 1 exibe as propriedades dos materiais de cristais cintiladores que são atualmente utilizados em sistemas PET. Tais valores estão relacionados a apenas um único cristal (NASSALSKI et al., 2005; KORZHIK et al., 2007; WERNICK; AARSVOLD, 2004).

Entre os cintiladores citados, o iodeto de sódio ativado com tálio (NaI(Tl)) possui maior produção de luz, resultando em boa resolução espacial e boa resolução de energia. Porém, o seu tempo de decaimento é o segundo mais alto, aumentando o tempo morto do sistema e a taxa de coincidências aleatórias. O cristal germanato de bismuto (BGO), apesar de não ter uma boa produção de luz e ter um longo tempo de decaimento, possui alta densidade, o que contribui para o aumento da sensibilidade do sistema PET. Os cristais baseados em lutécio, como o oxiortossilicato de lutécio (LSO) e o cerium-doped Lutetium Yttrium Orthosilicate (LYSO), são os que apresentam as melhores características. Eles possuem alta produção de luz, curto tempo de decaimento e alta densidade, fatores que melhoram a sensibilidade do sistema, e minimizam o tempo morto, as taxas de eventos aleatórios e a incidência de sobreposição de pulsos. Entretanto, os cintiladores baseados em lutécio possuem radioatividade intrínseca, produzindo um radiação de fundo natural, o que aumenta o ruído em aplicações de baixa taxa de contagem.

A resolução espacial da maioria dos sistemas PET é diretamente relacionada com o tamanho dos segmentos de cristais discretos. Entretanto, a necessidade de manipulação individual dos blocos discretizados aumenta o tempo de produção e o custo envolvido.

Tabela 1 – Propriedades físicas de alguns cristais cintiladores com possibilidade de aplicação em PET (NASSALSKI et al., 2005; KORZHIK et al., 2007; WERNICK; AARSVOLD, 2004)

Nome	ρ (g/cm^3)	Z_{eff}[a]	Fótons/ MeV (MeV^{-1})	t[b] (ns)	λ_{em}[c] (nm)	Índice de refração	Higros-cópico
BGO	7,13	76	8.200	300	505[f]	2,15	Não
LSO	7,40	66	31.000[d]	40-47	420	1,82	Não
LYSO	7,10	60	32.000	41	420	1,81	Não
NaI:Tl	3,67	51	37.700	230	415	1,85	Sim
GSO	6,71	57	7.600	30-60	430	1,85	Não
LGSO	6,50	59	17.000	36-41[d]	430[f]	1,81-1,83	Não
BaF_2	4,89	53	9950	0,8	220	1,49	Não

[a] Z_{eff} é o número atômico efetivo;
[b] t é o tempo de decaimento;
[c] λ_{em} é o comprimento de onda da emissão da cintilação.
[d] O trabalho de (KORZHIK et al., 2007) apresenta valores de fótons/MeV de: 27.000 e 12.500 para os cristais LSO e GSO,respectivamente.
[e] O trabalho de (KORZHIK et al., 2007) apresenta o tempo de decaimento de 65 ns para o LGSO.
[f] O trabalho (NASSALSKI et al., 2005) apresenta os λ_{em} = 480 nm e λ_{em} = 425 nm para o BGO e LGSO, respectivamente.

Mais recentemente, a discretização do cristal pode ser processada a laser (LEWELLEN; JANES; MIYAOKA, 2004), e a automação na realização deste processo torna-o mais acessível e confiável. Outra alternativa é o uso de cristais monolíticos associados a um sofisticado algoritmo para a estimativa da posição em 3D da interação do fóton gama dentro do bloco cristal. Deve-se enfatizar também que a técnica em impressão 3D com diversos materiais tem sido considerada uma forma eficiente na fabricação de refletores e guias de luz, possibilitando a máxima coleta de luz, tanto para um cristal discreto, quanto para um monolítico.

2.2.2 Fotodetectores em PET

A detecção de baixos níveis de luz é a chave do processo para técnicas de imagens médicas baseadas em detecção de radiação usando cintiladores. Geralmente, os fotodetectores usados em PET podem ser divididos em duas categorias: os tubos de fotomultiplicadoras (PMT) e os semicondutores (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

Para manter a qualidade do sinal, um fotodetector deve preencher alguns requisitos importantes. Entre eles estão (WERNICK; AARSVOLD, 2004):

Eficiência Quântica é a conversão de fótons em fotoelétrons para garantir um sinal de alta amplitude. A eficiência quântica ρ é a razão do número de elétrons primários

produzidos no fotodetector, n_p, e o número de fótons incidentes, n_f.

$$\rho = \frac{n_p}{n_f} \tag{2.9}$$

Leitura de sinal a velocidade de leitura de sinal deve ser considerada uma vez que sistemas PET necessitam da informação do tempo de chegada do fóton para selecionar os eventos de coincidência.

Resolução de amplitude em combinação com o cintilador, pode melhorar a resolução de energia do sistema, essencial para fazer a seleção de fótons de 511 keV. A amplitude de resolução depende da eficiência quântica, do ganho interno e do ruído da eletrônica do fotodetector.

Eficiência de detecção de fótons depende da eficiência quântica (EQ), de fatores geométricos e da tensão aplicada. Tal característica é válida apenas para fotomultiplicadoras de silício (SiPM).

As PMT são convencionais para a medida e detecção de baixos níveis de luz de cintilação. Porém, os dispositivos semicondutores são mais compactos comparados às PMT, oferecendo novas opções de design, aumentando a competitividade em termos de desempenho e custo, especialmente para aplicações que exigem alta resolução e um sistema compacto, como PET dedicado para estudos pre-clínicos. Essas opções serão descritas nas seções seguintes (WERNICK; AARSVOLD, 2004; MARSDEN, 2003).

2.2.2.1 Tubo fotomultiplicador

O tubo fotomultiplicador é constituído de uma janela de entrada de luz, o fotocátodo, uma estrutura de coleta de elétrons, os estágios de amplificação (dinodos) e o anodo (KNOLL, 1999; LEO, 1994). A luz é transmitida do cintilador para a PMT através da janela de entrada, geralmente um vidro de borosilicato, e excita o fotocátodo. O fotocátodo é feito de uma camada fina de material semicondutor que facilita a interação fotoelétrica, tendo uma eficiência quântica de 15% a 25%, dependendo do comprimento de onda. Os fótoelétrons (elétrons primários) emitidos pelo fotocátodo são acelerados pelo alto campo elétrico e direcionados para o primeiro dinodo, que libera elétrons secundários. Consecutivamente, os outros dinodos liberam elétrons quando interagem com elétrons do dinodo anterior, multiplicando-os e formando cascatas de elétrons, que são coletadas pelo ânodo, produzindo um pulso elétrico. Nesse processo de amplificação, cada elétron primário contribui com um ganho de 10^6 elétrons, que ocorre em um período de poucos nanossegundos e fornece um corrente facilmente detectável. A maioria dos sistemas PET usam fotomultiplicadoras redondas ou quadradas de canal único, com dimensão de 1 a 5 cm de diâmetro, que podem ser visualizadas na Figura 10. Entre as vantagens das PMT estão o

alto ganho e, consequentemente, uma boa relação sinal-ruído (SRN - *signal-to-noise ratio*), estabilidade e rápida resposta (LEO, 1994; KNOLL, 2000; WERNICK; AARSVOLD, 2004).

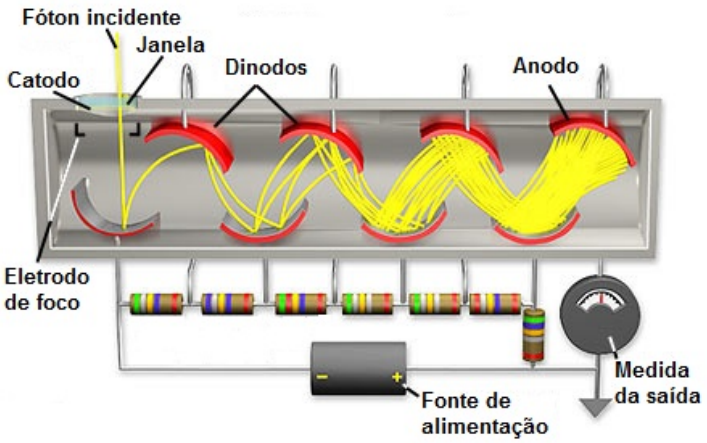


Figura 10 – Esquema de uma PMT. Foto adaptada do site da Olympus America (http://www.olympusmicro.com)

Uma variação dessa tecnologia é a fotomultiplicadora sensível à posição (PS-PMT - *Position Sensitive Photomultiplier Tube*) (KNOLL, 2000), que fornecem informação espacial bidimensional da luz detectada. Nessa configuração, tem-se as três principais técnicas de estruturas: multi-dinodos, malha de dinodos próximos e dinodos de canais de metal. A Figura 11 ilustra o esquema da PS-PMT.

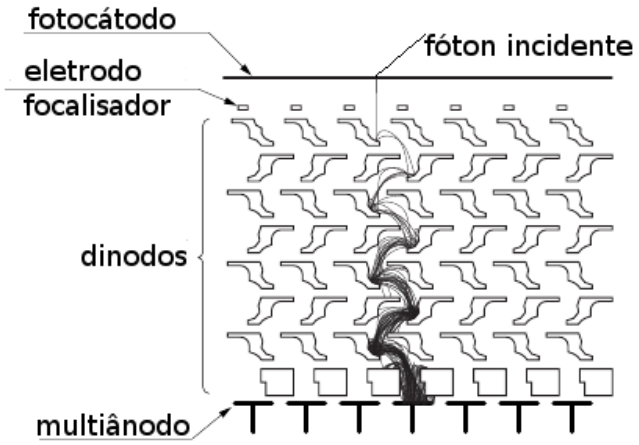


Figura 11 – Esquema de uma PS-PMT

As PMT são muito sensíveis aos campos magnéticos, os quais interferem na deflexão das trajetórias do elétrons. A sensibilidade ao campo magnético depende fortemente do tipo de PMT, especialmente do tamanho da janela de entrada e tipos de dinodos. Por isso, não é recomendável o uso de PMT em sistemas que usem a técnica de ressonância magnética nuclear em conjunto ao sistema PET (GUERRA et al., 2009).

2.2.2.2 Fotodiodo de Avalanche

O fotodiodo de avalanche (APD - *Avalanche Photodiode*) (RONCALI; CHERRY, 2011; MOEHRS et al., 2006; LEVIN et al., 2003; RENKER, 2002) é um detector semicondutor compacto baseado em um estrutura de junção $p - n$ modificada. Seu mecanismo é baseado na multiplicação por avalanche, a qual ocorre no semicondutor com a aplicação de uma tensão de polarização inversa, geralmente mais alta quando comparada a outros fotodetectores de silício. Quando um fóton com energia superior à energia de largura de banda do APD interage com o diodo na região de avalanche, há formação de um par elétron-lacuna. O intenso campo elétrico criado pela diferença de potencial acelera o elétron, o qual ioniza os átomos ao longo de sua trajetória formando novos pares de elétron-lacuna, que repetem tal comportamento. Tal processo propicia a criação de um ganho de corrente de até 100 vezes para o sinal elétrico gerado nos eletrodos do APD. O esquema do processo de avalanche é mostrado na Figura 12 (BONIFACIO, 2011).

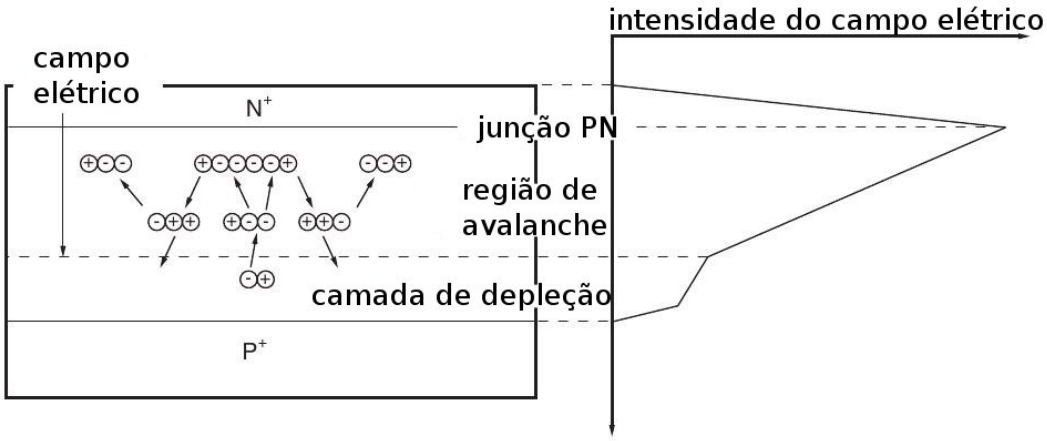


Figura 12 – Esquema de um fotodiodo de avalanche (BONIFACIO, 2011)

Sua compacidade é uma vantagem para sistemas como PET dedicados do tipo PEM (*Positron Emission Mamography*), além de ter alta eficiência quântica e ser insensível aos campos magnéticos externos. Porém, comparadas às PMT convencionais, possuem ganho na ordem de mil vezes menor. Além disso, as condições de operação para APD são um desafio, uma vez que estes podem exigir sistema de resfriamento para adequar a relação de sinal-ruído. Assim, cuidados com a temperatura e a tensão de operação são necessários para uma operação estável do APD. Por isso, as características de desempenho e o custo em seu uso geralmente não são suficientes para substituir os sistemas baseados em PMT convencionais.

2.2.2.3 Fotomultiplicadora analógica de silício

As fotomultiplicadoras analógicas de silício (aSiPM - *analog silicon photomultiplier*) (RONCALI; CHERRY, 2011; MOEHRS et al., 2006), também conhecidas como

fotomultiplicadoras de estado sólido (SSPM - *solid state photomultiplier*), são uma solução alternativa e apresenta muitas vantagens em relação às PMT e aos APD. Uma SiPM é composta de uma matriz de microcélulas de APD operando em modo Geiger conectadas em paralelo em um mesmo substrato, permitindo que a leitura do número de fótons seja discretizada. Uma célula individual, ou G-APD (*geiger mode avalanche photodiode*), consiste de uma junção $p - n$ com uma camada de depleção muito fina ($\sim$ 0,7 μm) entre as camadas $p+$ e $n+$. A avalanche ocorre na presença de um alto campo elétrico, o qual pode acelerar as cargas e gerar a avalanche. Os pares de elétron-lacuna gerados pelos fótons incidentes são capazes de dar o gatilho para a descarga Geiger quando o dispositivo está operando acima da tensão de ruptura ($V_{breakdown}$), ou seja, acima da tensão reversa mínima para o SiPM conduzir (HAEMISCH et al., 2012).

A aSiPM, quando exposta a fonte de baixa intensidade de luz (número de fótons « número de microcélulas), fornece, uniformemente, um bom ganho entre as células, produzindo um pulso de saída com amplitude proporcional ao número de fótons que são convertidos na descarga Geiger pelo dispositivo (HAEMISCH et al., 2012).

O sinal de saída é uma soma analógica de cada corrente individual de todas as células. Por isso, o bom desempenho intrínseco das G-APD não é utilizada por completo. O sinal gerado é deteriorado pelas capacitâncias dos interconectores no *chip*, pelos fios de conexão e pelas cargas externas. Em sistemas como o PET, que comportam muitos canais de saída de sinal, dispositivos dedicados a leitura e processamento dos sinais são necessários para condicionar e digitalizar os sinais provenientes da SiPM. Como a resposta de um único fóton é na ordem de mV, os sinais podem ser facilmente afetados pelo ruído da eletrônica ou uma linha de base instável, devido a alto nível de contagem escura, dificultando a detecção e o armazenamento da informação de um único fóton (HAEMISCH et al., 2012).

A Figura 13 mostra um sensor único de fótons típico com sistema de leitura para a detecção de luz de cintilação baseado em aSiPM (HAEMISCH et al., 2012).

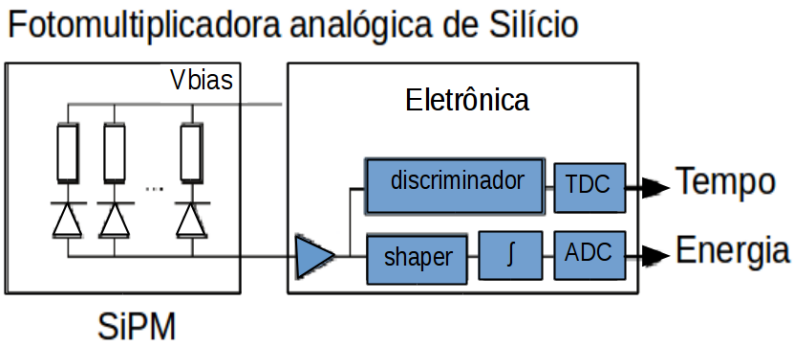


Figura 13 – Representação esquemática de uma aSiPM (HAEMISCH et al., 2012).

As SiPM possuem alto ganho, igual ou menor que as PMT convencionais, e sua

tensão de operação é da ordem de dezenas de volts. Elas são insensíveis ao campo magnético, sendo boas candidatas na aplicação de sistemas PET/RM. Além disso, possuem propriedades de tempo compatíveis com sistemas PET com tempo de voo (ESPANA et al., 2010). Porém, como as APD, as SiPM exigem cuidados com o controle da temperatura para uma operação estável, devido ao seu ganho ser sensível à variação da mesma.

2.2.2.4 Fotomultiplicadora digital de silício

As fotomultiplicadoras digitais de silício (dSiPM - *digital Silicon Photomultipliers*) (HAEMISCH et al., 2012), assim como as aSiPM, consistem de uma matriz de microcélulas operando em modo Geiger, cada uma capaz de detectar um único fóton. A configuração em série dos elementos desse sistema, diferente da aSiPM, possibilita o uso apenas dos elementos com pouco ruído eletrônico, melhorando a resolução em energia, pois reduz a taxa de contagens de escuro dos sensores. Devido a saída digital da dSiPM, a mesma funcionalidade descrita pela Figura 13 para aSiPM pode ser realizada em um único *chip* (Figura 14). As G-APD são integradas com um circuito convencional CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) no mesmo substrato. Cada G-APD é conectada ao seu próprio circuito de leitura, o qual também fornece meios de dissipação ativa e recarga. Cada célula, composta da G-APD e do bloco eletrônico correspondente, pode ser conectada a um conversor temporal-digital através do bloco *Trigger Network*. Um barramento de dados síncrono separado pode ser usado para conectar cada célula a um contador de fótons. Eventualmente, tabelas de referências e outros dados de pós processamento poderiam ser implantados no mesmo *chip*, facilitando o processamento de sinais e compactando ainda mais o sistema (HAEMISCH et al., 2012; BRAGA et al., 2014).

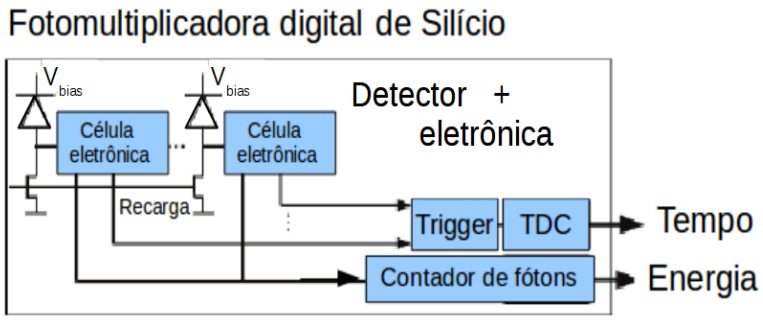


Figura 14 – Representação esquemática de uma dSiPM (HAEMISCH et al., 2012).

2.2.2.5 Comparação dos diferentes fotodetectores em PET

Algumas propriedades dos fotodetectores mais utilizados em sistemas PET são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Propriedades dos principais fotodetectores utilizados em PET (WERNICK; AARSVOLD, 2004)

Propriedades	PMT	APD	aSiPM	dSiPM
Ganho	10^6	10^2	10^6	10^6
Tensão de Operação	alta	média	baixa	baixa
Sensibilidade a Temperatura	baixa	alta	baixa	baixa
Mecanicamente Robusto	baixo	médio	alto	alto
Sensível a luz externa	sim	não	não	não
Eletrônica de leitura	simples	complexo	simples	integrado
Compacidade	não	sim	sim	sim
Sensibilidade a Campo Magnético	sim	sim[a]	não	não
Ruído	baixo	médio	alto	alto

[a] Devido à exigência de eletrônica externa perto do detector

Entre as vantagens sobre a PMT convencional e o APD, está o fato da aSiPM ser insensível a campos magnéticos, de possuir alto ganho, igual ou superior a uma PMT convencional, e de ser operada a uma tensão moderada (< 100 V); assim, a aSiPM é forte candidata a aplicações em sistemas híbridos PET/MRI.

2.3 Processamento de sinais para PET

Os pulsos provenientes do fotodetector devem ser processados para extrair as informações necessárias para a reconstrução da imagem. As informações a serem obtidas pelo processamento do pulso são: tempo de chegada, energia e localização do evento dentro do cristal. O processamento de pulsos é feito por circuitos eletrônicos que podem ser divididos em dois grandes grupos: analógico, que trata de sinais com valores contínuos, e digital, que utiliza valores discretos. Convencionalmente, a eletrônica utilizada para o processamento de sinal tem sido um misto desses dois grupos de circuitos elétrônicos, onde o circuito consiste de: um pré-amplificador, que condiciona o sinal elétrico sem degradar significativamente a relação sinal-ruído; um amplificador linear, onde o sinal proveniente do pré-amplificador é amplificado e filtrado; discriminadores temporais, onde é determinado o tempo de chegada para ser processado e analisado pela unidade de coincidência; e analisador de amplitude de pulso (PHA - *pulse-height analyzer*), que seleciona o intervalo de energia para os eventos processados. A Figura 15 esquematiza o processamento de sinal básico para sistemas PET convencionais (WERNICK; AARSVOLD, 2004). A eletrônica atual para sistemas PET modernos é mais complicada que a exemplificada na Figura 15, podendo ser contituída de módulos para a determinação da POI, usualmente baseados na lógica Anger, para a coleção de dados para a correção de tempo morto, por exemplo (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

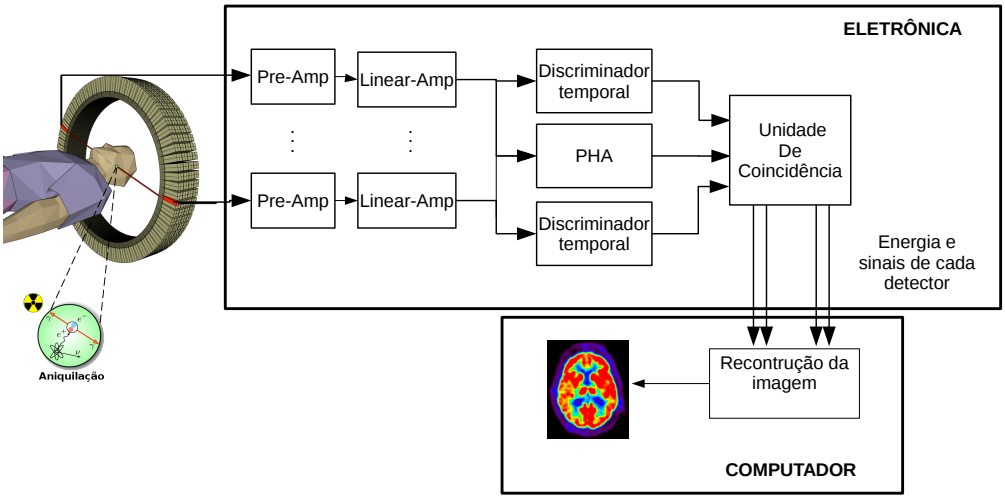


Figura 15 – Diagrama em bloco do sistema de detecção gama convencional. Figura adaptada de (LANGNER, 2003) e (WERNICK; AARSVOLD, 2004).

Em uma abordagem digital, a eletrônica associada a cada canal do bloco detector, esquematizado na Figura 16, é reduzida a um pré-amplificador, um filtro *anti-aliasing*, que restringe a largura de banda do sinal seguindo o teorema de Nyquist, e um conversor analógico-digital (ADC - *Analog to Digital Converter*) em amostragem automática (LÜKE,

1999; SUNDSTROM; MURMANN; SVENSSON, 2009). O sinal então, é processado em um FPGA, onde todas as informações de tempo, energia e posição podem ser extraídas.

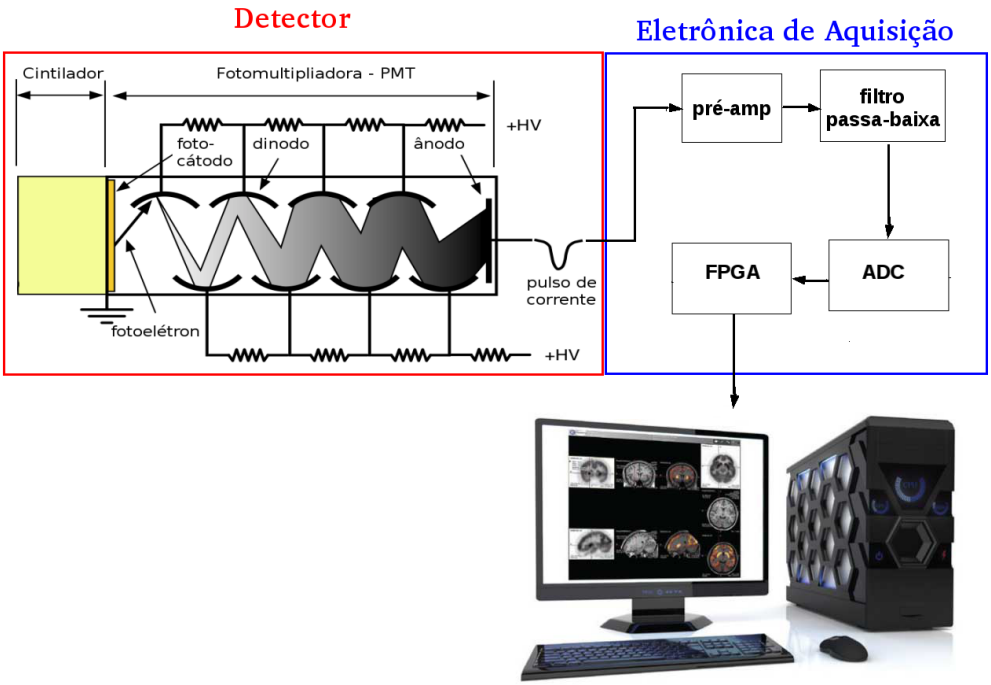


Figura 16 – Diagrama em bloco do sistema de detecção gama

A representação digital, foco deste estudo, possui algumas vantagens em relação à representação analógica em aplicações eletrônicas. Dentre essas, estão que dados digitais podem ser processados e transmitidos de forma mais eficiente e confiável que dados analógicos, além de fácil armazenamento (memorização). Outra vantagem é que dados digitais são menos afetados por ruído, flutuações indesejadas na tensão, que dados analógicos. Conversores de pulsos analógico-digital (ADC - *Analog to Digital Converter*) em modo conversão contínua (*free running*) são utilizados em sistemas modernos de comunicação. Eles são utilizados para digitalizar a forma de onda dos pulsos e, a partir disso, extrair toda a informação para a reconstrução da imagem de forma mais precisa. Esta informação extra pode ser usada, por exemplo, para remover pulsos de empilhamento, estimar tempo de voo e implementar correções da profundidade da posição de interação do fóton no cristal.

Trabalhos recentes obtiveram bons resultados de performance na abordagem do processamento de sinais totalmente digitais na plataforma FPGA, utilizando métodos para recuperação de linha de base, marcação de tempo, cálculo de energia assim como rejeição de empilhamento de pulsos (BOUSSELHAM, 2007; HASELMAN, 2011) e utilizando método para a determinação da posição de interação do fóton gama dentro do cristal, como por exemplo métodos estatísticos (DEWITT et al., 2010; JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011) e metódos baseados em rede neurais (YONGGANG et al., 2011).

Cada componente eletrônico para processamento de pulsos para este trabalho será melhor detalhado nas seções seguintes.

2.3.1 Pré-Amplificador

O primeiro elemento em uma cadeia de fluxo de processamento de sinais é, usualmente, o pré-amplificador, o qual faz a interface entre o detector e o circuito de processamento de pulso. Umas das funções do pré-amplificador é limitar a capacitância, maximizando a razão sinal-ruído. O uso do pré-amplificador evita problemas que possam ocorrer quando cabos de diferentes comprimentos são introduzidos entre o detector e o filtro *anti-aliasing*, além de fornecer a combinação da impedância entre o detector, o cabo e o *anti-aliasing*. Três tipos mais comuns de pré-amplificadores podem ser encontrados: o sensível à tensão, o sensível à carga e o sensível à corrente (KNOLL, 1999; FABRIS; MADDEN; YAVER, 1999). O mais convencional é o sensível à tensão, que consiste basicamente de uma configuração que fornece um pulso de saída com amplitude proporcional à amplitude de tensão aplicada nos terminais de entrada. No pré-amplificador sensível à carga, a tensão de saída é proporcional a carga integrada total em um pulso fornecido nos canais de entrada.

2.3.2 Filtro *anti-aliasing*

Filtros *anti-aliasing* constituem uma das aplicações mais comuns da eletrônica e são aplicados em sistemas distintos, como por exemplo, aquisição e processamento de sinais de áudio, vídeo e de dados. Tais filtros são tipos de circuitos cujo o ganho depende da frequência do sinal de entrada e têm como função selecionar, rejeitar ou igualar uma faixa de frequência de um sinal elétrico. Como os conversores analógico-digital (ADC) são limitados em banda pelo teorema de amostragem (LÜKE, 1999; SUNDSTROM; MURMANN; SVENSSON, 2009), que limita a frequência de amostragem à um frequência mínima de duas vezes a frequência contida no sinal a ser amostrado para que possa ser reproduzido com melhor precisão, o filtro *anti-aliasing* antecede o ADC com a finalidade de eliminar as frequências que estão fora da largura de banda do ADC. Os filtros *anti-aliasing* são amplamente usados com a finalidade de eliminar ruídos do sistema, minimizando a degradação da informação desejada (CHO et al., 2011).

2.3.3 Conversor analógico-digital

O conversor analógico digital é um dispositivo capaz de converter um sinal analógico com amplitude e tempo contínuos, representando todos os valores de entrada em pequenas frações da gama analógica (V_{FS}) utilizando um número limitado de códigos digitais, como esquematizado na Figura 17 (WALDEN, 1999).

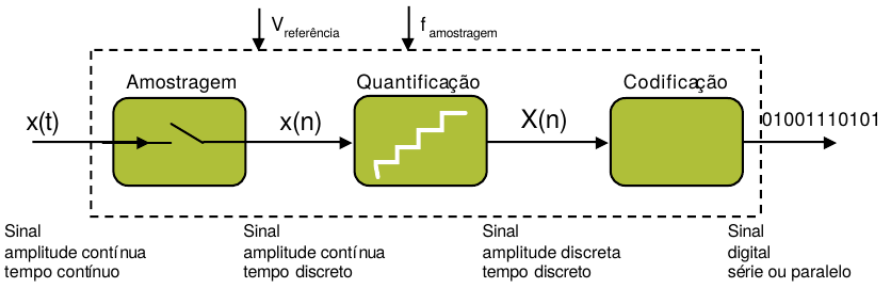


Figura 17 – Fluxo esquemático do processo de conversão do sinal analógico-digital. Figura adaptada de <http://paginas.fe.up.pt/ jms/E3/conversoresAD.pdf>.

O desempenho de um ADC é medido através de três variáveis principais: taxa de amostragem, quantização e linearidade.

Taxa de amostragem No processo de digitalização, obtém-se amostras do sinal em instantes de tempo discretos. A taxa de amostragem é, basicamente, a frequência de leitura das amostras do sinal analógico para a conversão em um sinal digital. Os ADC podem ser operados em uma ampla escala de frequências de amostragem. Os tipos mais rápidos têm sua frequência na ordem de 10^6 SPS ou MSPS (*Mega Samples Per Second* ou 10^6 amostras por segundo). Muitos processos de aquisição de dados baseados em sensores, como sistemas PET, necessitam ser extremamente rápidos e por isso são utilizados conversores com altas taxas de amostragem.

Quantização Os valores analógicos são contínuos, existindo infinitos valores possíveis entre os extremos da escala. Para representar na forma digital todos esses possíveis valores, teria que usar um número infinito de bits. Como há um número limitado de valores digitais, uma vez que os mesmos são representados em números binários, a precisão de conversão da informação é limitada pelo número de bits. O número de valores ou tensões em um sistema digital é 2^n, sendo n o número de bits escolhido. Quanto maior o número de bits utilizado, maior será a precisão.

Linearidade Um conversor ideal é caracterizado por uma curva de conversão linear, não apresentando desvios na correspondência entre valor analógico e digital. No entanto, na prática, tais desvios podem ocorrer, resultando em menor precisão em determinadas faixas de valores. Esta imprecisão é mais grave nos tipos de maior definição, pois os desvios podem ter a mesma ordem de grandeza da quantização escolhida, afetando a precisão final da conversão.

2.3.4 Memórias

As memórias são componentes eletrônicos usados para o armazenamento de dados. Sistemas digitais exigem algum tipo de memória para o armazenamento de dados e

instruções para o seu funcionamento. As memórias são utilizadas em diferentes aplicações e são selecionadas a partir das propriedades que o sistema exige como: velocidade de leitura e escrita de dados, capacidade de armazenamento, volatilidade da informação, consumo entre outras (PEDRONI, 2010) .

As memórias podem ser classificadas em dois tipos de acordo com sua capacidade de retenção de dados: memórias voláteis, as quais perdem a informação armazenada quando não há alimentação elétrica, e memórias não voláteis, as quais preservam a informação armazenada mesmo quando não estão energizadas. Dentro de cada uma dessas classificações existem diversos grupos classificatórios que serão expostos a seguir (FLOYD, 2007; PEDRONI, 2010).

2.3.4.1 Memórias Voláteis

As memórias voláteis podem ser classificadas em dois grupos: memórias de acesso aleatório (RAM - *random access memory*) e memórias de acesso sequencial. As memórias RAM possuem mecanismo de endereçamento físico, fazendo com que os dados possam ser lidos ou escritos na posição de memória referente ao endereço fornecido. As memórias SRAM (*Static Random Access Memory*), DRAM (*Dynamic* RAM) e SDRAM (*Synchronous DRAM*) são exemplos de memórias de acesso aleatório. As memórias de acesso sequencial têm sua escrita e leitura de dados apenas em uma determinada sequência. Como exemplos de memória sequencial estão as memórias FIFO (*First In, First Out*) e os registradores de deslocamento (FLOYD, 2007).

Dentre as opções de memória de acesso aleatório há as memórias estáticas (SRAM) e as memórias dinâmicas (DRAM e SDRAM). As memórias dinâmicas exigem que a informação armazenada seja constantemente atualizada para que a mesma não seja perdida, ao contrário das memórias estáticas que preservam sua informação enquanto for mantida ligada. As memórias dinâmicas possuem células de memória menores, menor consumo de energia e possuem maior capacidade de armazenamento quando comparadas as SRAM. No entanto, as SRAM possuem maior taxa de transferência de dados e a vantagem de não precisar atualizar periodicamente as informações armazenadas (FLOYD, 2007).

Chips SRAM convencionais são assíncronos, assim como as DRAM. SRAM modernas e SDRAM são síncronas, tendo as entradas e saídas registradas e todas as operações são controladas diretamente pelo *clock* do sistema ou por um *clock* derivado deste. Tais dispositivos permitem operação de taxa de dados dupla (DDR -*dual data rate*), que consiste em processar dados, ler ou escrever, em ambas as transições de *clock* (PEDRONI, 2010), descida e subida, e operação taxa de dados quádrupla (QRD - *quad data rate*), obtida com a utilização de dois barramentos de dados independentes, um para dados de entrada (escrita) e outros para dados de saída (leitura), ambos funcionando em

modo DDR.

A família SDRAM também pode ser encontrada em DDR2, DDR3. A DDR2 é diferente da DDR em sua contrução interna, que permite duas vezes a taxa de dados. A adição mais recente à família SDRAM é a DDR3, que pode atingir uma velocidade de transferência de dados superior a 3 vezes a da DDR. As principais características das SDRAM DDR, DDR2 e DDR3 são comparadas na Tabela 3 (PEDRONI, 2010).

Tabela 3 – Comparação entre as memórias SDRAM DDR, DDR2 e DDR3 (PEDRONI, 2010)

Características	DDR	DDR2	DDR3
Alimentação (V)	2,5	1,8	1,5
Velocidade de:			
Clock de memória (MHZ)	100-200	100-200	100-200
Clock de I/O (MHz)	100-200	200-400	400
Transferência/segundo (MTps)	200-400M	400-800M	800-1,6G
Bytes/segundo (GBps)	1,6-3,2	3,2-6,4	6,4-12,8
Densidade típica dos chips	128Mb a 1Gb	256Mb a 2Gb	512Mb a 4Gb

2.3.4.2 Memórias Não-Voláteis

As memórias não-voláteis são também denominadas, seguindo questões históricas, de memória apenas de leitura (ROM - *read-only memory*). Entre as memórias ROM estão as memórias programáveis por máscara (MP-ROM - *Mask-Programmed* ROM) e as ROM programáveis (PROM - *Programmable* ROM), que têm apenas funções de leitura e podem ser programadas uma única vez no processo de manufatura e pelo usuário, respectivamente. Porém, há memórias não-voláteis com opção de leitura e escrita como a memória programada eletricamente (EPROM - *Electrically Programmable ROM*), a memória programada eletricamente e apagável (EEPROM - *Electrically Erasable Programmable* ROM) e a memória *flash*. A memória EPROM pode ser programada ou reprogramada por meio do fornecimento de tensões adequadas em cada pino, porém para que seja possível apagar os dados gravados, a memória deve ser exposta a raios ultravioleta. Diferente das memórias EPROM, as EEPROM podem ter seus dados gravados e apagados fornecendo tensões estipuladas em seus pinos (PEDRONI, 2010; FLOYD, 2007).

A memória *flash*, também denominada de EEPROM *flash* é uma combinação de EPROM e EEPROM e o procedimento é eletricamente programável/apagável como a EEPROM. Sua alta densidade e baixo custo a transformaram na escolha preferida quando é necessário armazenamento não volátil reprogramável.

As memórias citadas nesta seção podem ser utilizadas com diferentes tecnologias. A Tabela 4 mostra a comparação das principais características dessas memórias (PEDRONI, 2010).

Tabela 4 – Comparação entre as principais memórias RAM e ROM

	SRAM	DRAM	ROM	PROM	EPROM	EEPROM	*flash*
Categoria	Escrita Leitura	Escrita Leitura	Leitura	Leitura	Leitura Escrita	Leitura Escrita	Leitura Escrita
Escrita	Elétrica	Elétrica	Máscaras	Elétrica	Elétrica	Elétrica	Elétrica
Apagamento	Elétrica	Elétrica	Não	Não	Luz UV	Elétrica	Elétrica
Volatilidade	Sim	Sim	Não	Não	Não	Não	Não
Localização	interna	interna	interna externa	interna externa	interna externa	interna externa	externa
Velocidade	Variada [a]	média	média-rápida	média-rápida	rápida (leitura)	rápida (leitura)	média lenta
Custo por bit	muito alto alto	médio	baixo	baixo	baixo	médio	médio

[a] pode ser tão rápida quanto um processador.

2.3.5 Field Programmable Gate Array - FPGA

O *Field Programmable Gate Array* (FPGA) é um dispositivo lógico programável constituído por blocos lógicos configuráveis (CLB - *Configurable Logic Block*), ou seja, elementos básicos com funções lógicas ligadas por conexões também configuráveis, e por blocos de entrada e saída, mais conhecidos por blocos IOB (*input/output block*), como esquematizado na Figura 18.

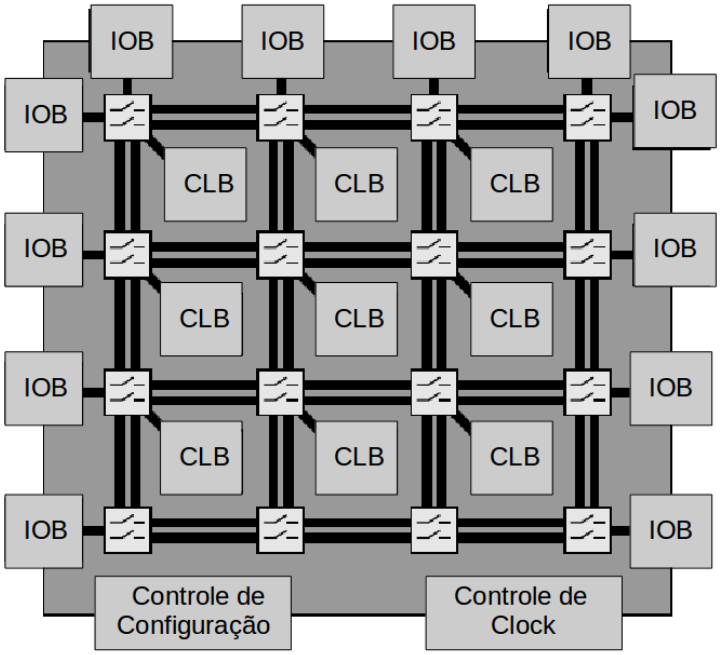


Figura 18 – Ilustração representativa de um dispositivo de FPGA, onde IOB representam os blocos de entrada e saída e os CLB os blocos lógicos programáveis. Adaptação de (BAILEY, 2011)

Além dessas características básicas, a maioria dos FPGA fornece a possibilidade de sincronização de *clock* para controlar um sinal de uma fonte externa. A rede de distribuição de *clock* fornece sinais de *clock* para todas as partes do FPGA, limitando a diferença de fase de *clock* (*clock skew*) entre as diferentes seções do esquema do FPGA. Existe também a lógica dedicada para a configuração do FPGA, a qual é usada para programar o dispositivo. O FPGA, ao invés de estar restrito a uma função de *hardware* pré-determinada, permite ao projetista programar funções e reconfigurar o *hardware* sempre que necessário. Esta flexibilidade, associada a potentes ferramentas de desenvolvimento e modelagem, permite ao usuário acesso a projetos de circuitos integrados complexos sem os altos custos de engenharia associados.

2.3.5.1 Blocos lógicos

A menor unidade de lógica dentro do FPGA é uma célula lógica composta por uma pequena *look-up table* (LUT), basicamente uma memória que fornece uma saída dado um conjunto de variáveis de entrada, e por um *flip-flop* na saída, componente cuja saída responde apenas à mudança da entrada. O *flip-flop* é usado para registrar o sinal de saída. Em alguns FPGA, ambas as saídas podem ser fornecidas, como exemplifica o esquema de uma célula lógica na Figura 19. Em outros FPGA, um multiplexador pode ser usado para selecionar a saída (BAILEY, 2011).

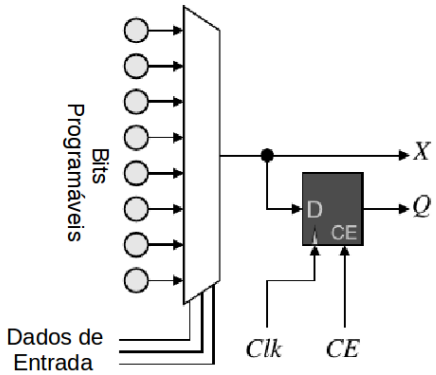


Figura 19 – Ilustração representativa de um dispositivo de célula lógica usada em FPGA (BAILEY, 2011).

A LUT pode aplicar qualquer função nos dados de entrada. Funções mais complexas podem ser implantadas por níveis múltiplos de cascata de LUT, conectando o sinal de saída X, representado na Figura 19, na entrada da próxima célula lógica (BAILEY, 2011).

2.3.5.2 Interconectores

A proposta de conectores programáveis fornece maior flexibilidade ao projetista, conectando diferentes blocos lógicos de acordo com a funcionalidade desejada.

A análise do custo-benefício para o projeto a ser implantado deve ser feita para melhor configuração entre blocos lógicos e interconectores. Se poucas linhas interconectoras são fornecidas, a área disponível para blocos lógicos aumenta, porém não teria interconectores suficientes para a implantação de circuitos mais complexos. Assim, a configuração mais promissora para um número suficiente de interconectores disponíveis para a maioria das aplicações é uma rede de conectores. A rede de conexão para a maioria dos dispositivos FPGA é baseada na estrutura de rede mostrada na Figura 18. Cada ponto de interseção da rede forma uma chave para possíveis conexões entre as linhas horizontais e verticais (BAILEY, 2011).

2.3.5.3 Blocos de Entrada e Saída

Os blocos de saída e entrada (IOB) possibilitam a conexão dos sinais entre o FPGA e dispositivos externos, possibilitando a conexão com diversos componentes. Grande parte dos IOB pode ser programada como de entrada, de saída ou ambos, e são conectados diretamente à lógica interna do FPGA. Diversas funcionalidades podem ser fornecidas por um IOB genérico, esquematizado na Figura 20, com cada multiplexador controlado por uma configuração de bit programável.

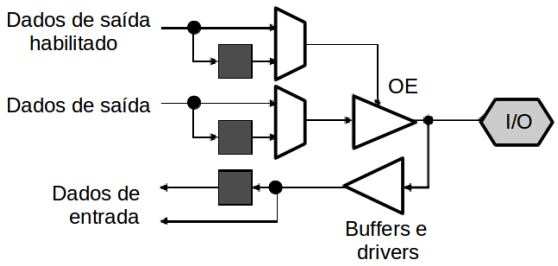


Figura 20 – Ilustração representativa de um dispositivo IOB usado em FPGA (BAILEY, 2011).

Além disso, novos dispositivos FPGA podem incluir eletrônica de entrada e saída dedicados a gerenciar algumas conexões e protocolos usuais, como, por exemplo, uma memória DDR.

2.3.5.4 Controle de *clock*

Os FPGA são dispositivos síncronos, ou seja, exigem um sinal de *clock*. No entanto, múltiplos *clocks* podem ser usados em um projeto, registrador, memórias síncronas e IOB.

Um *clock* de domínio é definido como o que controla o sistema completo. Assim, é importante que todos os CBL ligados ao domínio de *clock* tenham a chegada do sinal de *clock* simultânea, uma vez que um sinal de *clock* defasado, ou seja a diferença entre o tempo de chegada do sinal de *clock* em um registrador e o seu sucessivo, pode reduzir a margem de tempo e afetar a velocidade máxima de *clock* do projeto (BAILEY, 2011).

2.3.5.5 Configuração

Todas as estruturas e opções dentro de FPGA são controladas pelos bits de configuração. O dispositivo é configurado através de um arquivo binário com as instruções do projeto. Para que este arquivo seja gerado e implantado é necessário estabelecer um fluxo de projeto, que pode ser dividido em passos:

1. Descrever um projeto utilizando uma linguagem de programação de alto nível para descrição de *hardware* (HDL - *Hardware Description Language*) (BENFICA, J., 2009);

2. Utilizar um programa de design de FPGA para compilar o código em HDL criado, gerando um programa binário que contenha todas as informações necessárias para programar um FPGA. Nesta etapa o código será sintetizado, traduzido nas estruturas de *hardware*, e a posição atual das estruturas serão escolhidas e conectadas usando a planta de rotas configuráveis, além de checar possíveis erros no projeto, assegurando que o mesmo se encaixe corretamente no FPGA a ser utilizado;

3. Por último, a implantação do programa no dispositivo é feita através de uma memória *flash* ou de uma conexão direta entre computador e um FPGA. Se houver qualquer problema ou alteração no design basta voltar ao código de descrição ou às configurações do *software* para realizar as mudanças necessárias e recompilar e reprogramar o novo binário no FPGA.

Na maioria dos dispositivos FPGA, os dados de configuração são armazenados em uma célula SRAM dentro do dispositivo. No entanto, alguns FPGA com memória *flash* estão disponíveis no mercado. FPGA com memória *flash* são não voláteis, como visto na seção 2.3.4.2, retendo a configuração mesmo depois de desligadas, podendo ser programados automaticamente, assim que o FPGA for ligado (BAILEY, 2011).

2.3.6 FPGA e outras possíveis soluções para a eletrônica de aquisição

As principais tecnologias concorrentes do FPGA para aplicação em PET são os microcontroladores (MCU - *microcontroller unit*), processadores de sinais digitais (DSP -

Digital Signal Processor) e dispositivo lógico programável complexo (CLPD - *Complex Programmable Logic Device*).

Os MCU são circuitos integrados digitais constituídos por microprocessador, memória e uma série de periféricos já embutidos em um mesmo encapsulamento. Tais circuitos são capazes de executar uma sequência de instruções específicas do MCU. Assim como os MCU, os DSP são microprocessadores que executam tarefas em série, porém de alto desempenho e com arquitetura e instruções otimizadas para processar sinais digitais. Para certas aplicações, o FPGA pode superar os microprocessadores (HASELMAN, 2011), pois pode calcular em paralelo e ser configurado para executar o algoritmo de circuito personalizado. Com a execução de tarefas em paralelo, várias operações podem ser efetuadas na análise de um mesmo dado em um único ciclo, diferentemente dos microprocessadores. Outra vantagem sobre os MCU e DSP é a possibilidade de definir o tamanho da palavra de dados. Assim, quando os operadores são menores que a palavra padrão (32 ou 64 bits), o FPGA dedicará apenas o número exato de bits necessário, desde que configurado adequadamente. Por outro lado, se um algoritmo é uma longa série de tarefas interdependentes, o microprocessador vai superar o FPGA, porque pouco paralelismo pode ser extraído. Por exemplo, se o cálculo de uma série de instruções onde cada uma depende do resultado da sua instrução anterior, não haveria nenhuma maneira de criar uma implementação paralela, e, tendo a frequência do *clock* maior que o FPGA, o DSP seria uma ótima solução (HASELMAN, 2011).

Uma outra alternativa para o projeto seria o CLPD, dispositivo programável baseado na tecnologia EEPROM, onde basta que o processo de configuração seja feito apenas uma vez e os dados continuam gravados na memória. O FPGA tem como tecnologia de implementação a memória estática RAM e, por este motivo, toda vez que o dispositivo é reiniciado perde-se a programação. No entanto, as células de armazenamento podem ser carregadas automaticamente através de uma memória *flash* EEPROM. Outra diferença entre CLPD e FPGA é o número de blocos lógicos, pois apesar destes serem maiores na CLPD, a quantidade dos mesmos é reduzida, sendo direcionado para problemas simples. O FPGA permite aplicações mais complexas (HASELMAN, 2011).

2.3.7 Por quê usar FPGA no projeto?

Tradicionalmente, os circuitos de aquisição de dados têm sido compostos predominantemente de circuitos analógicos. Implementações analógicas, geralmente, funcionam muito bem, mas têm como desvantagens o consumo de energia e de grande quantidade de espaço. Os circuitos também são difíceis de montar, o que aumenta o tempo de desenvolvimento e os custos. Além disso, mudanças no circuito são bastante difíceis de serem feitas e algumas soluções só são viáveis se implementadas digitalmente. A alternativa

para o processamento dos pulsos com circuitos analógicos é utilizar um conversor de sinais analógico-digital (ADC) e processá-los digitalmente. Como discutido anteriormente, as opções de processamento de pulso digital em um sistema PET são essencialmente microprocessadores (MCU e DSP), CLPD e FPGA (HASELMAN, 2011). Um sistema PET faz uso de vários canais de aquisição de dados. A mesma operação deve ser feita em todos os canais e o FPGA permite processar todos os canais simultaneamente. Assim, o paralelismo do FPGA é um recurso promissor para aplicações em PET (HASELMAN, 2011), pois possibilita aplicar a mesma operação para sinais diferentes, bem como operações diferentes para o mesmo sinal. Além disso, a reconfigurabilidade pode ser usada para atualizar o circuito e acomodar mudanças ou atualizações no sistema. FPGA é uma poderosa plataforma computacional, porém o desenvolvimento do código a ser implantado é extremamente complexo e pode ser amenizado com o uso de uma linguagem de descrição de *hardware* (HDL), como Verilog ou VHDL.

2.3.7.1 Famílias FPGA

Nesta seção, será feita uma breve comparação entre as famílias FPGA. Existem dois fabricantes principais de dispositivos FPGA no mercado: Xilinx e a Altera. Nosso interesse particular na implantação do algoritmo da determinação da posição de interação do fóton gama é o número de blocos lógicos, que permite a implantação de projetos com alta complexidade e memórias para o armazenamento de, por exemplo, tabelas de referência. A Tabela 5 mostra as principais características das famílias FPGA (BAILEY, 2011).

O processo exposto na tabela faz referência ao tamanho físico dos componentes que compõem um *chip*. Quanto menor for o tamanho de processo, menor custo e menor consumo de energia. O número de multiplicadores também é comparado. Eles podem ser implantados usando blocos lógicos, para efetuar uma séria de adições sequencialmente ou em paralelo (BAILEY, 2011).

Em termos de processo, o Altera Stratix 10 apresenta a melhor tecnologia, assim como maior número de células lógicas, e memória RAM total, além de dar suporte a dispositivos DDR4 (BAILEY, 2011).

Tabela 5 – Comparação entre algumas famílias FPGA dos fabricantes Altera e Xilinx (BAILEY, 2011)

Família Geração	Processo	Células Lógicas	RAM Total	multiplicadores	Dispositivos suportados (bits)
Spartan-6 Xilinx, 2009	45 nm	2k - 92k	147k - 4.8M	25 × 18	DDR, DDR2 DDR3, LPDDR
Artrix-7 Xilinx, 2010	28nnm	11k - 220k	737k-12.3M	25 × 18	DDR3
Virtex-7 Xilinx,2010	28nm	179k - 1222k	14M-64.5M	25 × 18	DDR3
Cyclone V Altera, 2011	28nm	25k - 301k	1,7k - 12,2M	18 × 18 50 - 684	DDR3, DDR2 LPDDR2
Stratix III Altera, 2008	65nm	48k-338k	1.8M - 16M	18 × 18 216 - 896	DDR1, DDR2 DDR3 - QDR
Stratix V Altera,2010	28nm	236k - 952k	13M - 52M	18 × 18 512 - 3,9k	DDR, DDR2 DDR3, QDR
Stratix 10 Altera,2013	14 nm TriGate	484k-5,5M	43M - 195M	18 × 19 2,3k - 10k	DDR, DDR2 DDR4, QDR
Arria 10 Altera, 2013	20nm	160k - 1.15M	9M - 53M	18 × 19 312 - 3376	DDR, DDR2 DDR3, DDR4

2.3.8 Conceitos de linguagem de descrição de *hardware* -HDL

As funcionalidades do *hardware* (ou sistema digital) de um FPGA são definidas pelo usuário, por meio de uma linguagem de descrição de *hardware*, como VHDL (*Very high-speed integrated circuits Hardware Description Language*) (ROTH; KINNEY, 2010) e Verilog (PALNITKAR, 1996). Com a HDL, é possível verificar e simular a funcionalidade do sistema antes da implantação no dispositivo, além de permitir maior flexibilidade para alterações no projeto, caso necessário. Isso torna muito mais fácil a criação, manipulação e alteração dos blocos lógicos que compõem os mais diversos circuitos. Com estas linguagens surgiram ferramentas de síntese e implantação direta dos circuitos lógicos partindo do código HDL, permitindo um grande aumento de produtividade aos projetistas. A HDL possibilita três níveis de abstração: o comportamental, que permite descrever o comportamento do circuito através de *loops* e processos, e compõem equações de multiplicação e somas; o segundo nível possibilita descrever o funcionamento do circuito em termos de lógica combinacional (por exemplo, *if*, *then*, *else* e booleana); o nível mais baixo de abstração é o estrutural, o qual representa o circuito como uma *netlist* de portas lógicas ou de chaveamento.

As HDL mais utilizadas são a VHDL e a Verilog. Ambas possuem bibliotecas padronizadas, aprovadas e publicadas pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineer*) facilitando a portabilidade entre diferentes fabricantes. Toda programação em VHDL requer ao menos duas estruturas: uma entidade (*entity*) e uma arquitetura

(*architecture*). A declaração de entidade é a parte principal do projeto, a interface que descreve entradas e saídas e o nome da função. A arquitetura é o corpo do sistema, onde são feitas as atribuições e operações, isto é, como as entradas e saídas influem no funcionamento e como se relacionam com outros sinais (ROTH; KINNEY, 2010). A linguagem Verilog descreve um sistema digital como um conjunto de módulos. Os sinais de entrada e saída de um módulo, sua interface, são designados usando portas. Os módulos podem funcionar simultaneamente e um módulo superior invoca instâncias de outros módulos. Os módulos podem conter construções comportamentais (*if*, *then* e instruções de atribuição), estruturais (expressa como um interconexão hierárquica dos módulos secundários), ou ambas (PALNITKAR, 1996).

2.3.9 Plataforma de simulação GATE

O *software* GATE foi desenvolvido pela colaboração OpenGATE com o objetivo de criar uma ferramenta modular com o propósito de facilitar o desenvolvimento de algoritmos para simulação Monte Carlo de sistemas baseados em tomografia por emissão, como os sistemas PET e SPECT. O software possui uma arquitetura em camadas diferenciando o espaço dos desenvolvedores do GATE e do usuário. As camadas destinadas ao desenvolvimento da plataforma é constituída de classes necessárias em toda simulação baseada no Geant4 para definição de geometrias, gerenciamento de tempo, definição da fonte de radiação, a eletrônica de aquisição de dados e os dados de saída. Na camada destinada ao usuário, as características de interesse na simulação são definidas utilizando linguagem de *scripts*, sem a necessidade de conhecimento de linguagem de programação.

A fonte de radiação na plataforma de simulação GATE é definida pela partícula a ser simulada (radionuclídeo, gamma, positron, entre outros) com a informação adicional de volume, direção e nergia e atividade. O tempo de meia vida da fonte simulada é, usualmente, obtida a partir do banco de dados do Geant4 (CERN, 2008b; CERN, 2006a), mas tal configuração pode ser modificada pelo usuário de acordo com sua conveniência.

O GATE possui três opções de pacote de física para interações eletromagnéticas: o Standard, o Low Energy e o PENELOPE (*PENetration and Energy LOss of Positrons and Electrons*), ambos são derivados do Geant4. Os processos físicos de espalhamento Compton, produção de pares, efeito fotoelétrico e múons podem ser simulados para energias entre 1 keV e 100 TeV utilizando o pacote Standard. Como o modelo Standard considera o núcleo atômico fixo, o espalhamento Rayleight não é considerado (CERN, 2006a). No modelo Low Energy, os processos de efeito fotoelétrico, espalhamento Rayleigh, espalhamento Compton, produção de pares,

3 Materiais e Métodos

3.1 Arranjo experimental cMice

O módulo detector cMiCE (*continous Miniature Crystal Element*), representado na Figura 21, é composto de um cristal cintilador monolítico LYSO (Saint Gobain, EUA) com dimensões 50 mm $\times$ 50 mm $\times$ 8 mm, acoplado em um matriz de 8 x 8 PMT multi-anodo (MAPMT) modelo H8500 (Hamamatsu Photonics K.K, Japão). A superfície de entrada, oposta à MAPMT, é polida e envolta por 4 camadas de material teflon e uma camada de filme refletor no topo. As superfícies laterais do cristal foram pintadas de preto com tinta enamel para reduzir o efeito de borda, consequentemente, a deterioração da resolução espacial. A matriz de MAPMT possui uma área sensível de 49 mm x 49 mm e está centrada com o cristal. Os dados foram adquiridos usando dois conversores analógico-digital, ADC modelo N792 (CAEN, Itália), com 32 canais cada e foram lidos por um computador de aquisição usando o pacote de *software* ORCA (University of North Carolina, EUA).

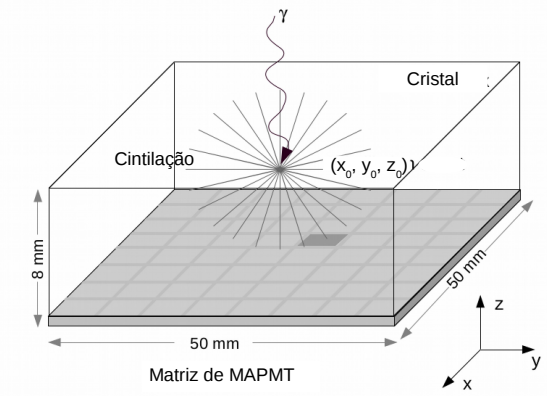


Figura 21 – Ilustração do módulo detector com o fotossensor no lado oposto à superfície de entrada do fóton gama.

Os dados foram coletados usando uma matriz de 4 $\times$ 4 com múltiplos pontos projetada para acelerar o procedimento de caracterização dos módulos detectores cMice (MIYAOKA et al., 2010). A matriz é capaz de dar suporte a 16 fontes pontuais de ^{22}Na (Isotope Products Laboratories, EUA), com espaçamento de 12,16 mm entre os pontos. O dispositivo possui, também, o mesmo número de colimadores e de detectores coincidentes, um para cada fonte pontual. Isso resulta em dezesseis feixes colimados, cada um com uma largura a meia altura, FWHM, de 0,52 mm na superfície de entrada do cristal detector cMiCE. O arranjo experimental é mostrado na Figura 22.

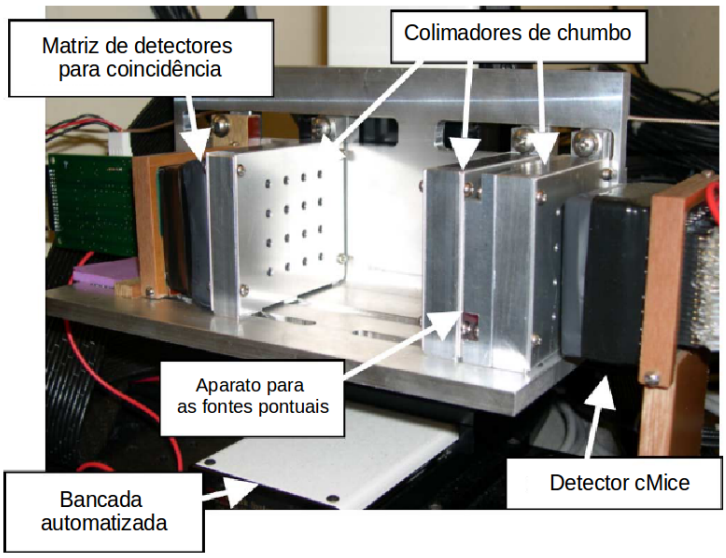


Figura 22 – Arranjo experimental para coleta de dados utilizando o módulo detector cMiCE.

A matriz de fontes é deslocada em passos iguais de 1,013 mm, resultando em 49 $\times$ 49 posições diferentes de feixe na superfície de entrada. Para cada evento coincidente de fóton detectado, a lógica Anger é aplicada para determinar o feixe que gerou o evento. Todos os dados foram filtrados pela janela de energia que tem como limite inferior 83% da energia do fotopico de 511 keV e limite superior definido como a energia do fotopico adicionado à 1,25 vezes a largura a um décimo da altura, FWTM, do fotopico, para filtrar fótons de 1274 keV provenientes da fonte de ^{22}Na.

Os dados coletados foram divididos em dois conjuntos diferentes com números iguais de eventos. Um conjunto foi separado com a finalidade de criar tabelas de referência que serão usadas em um método de determinação da POI, o qual será detalhado nos próximos capítulos. O outro conjunto será usado para testar os métodos de determinação da posição que são objeto de estudo deste trabalho. Usualmente, os conjuntos de dados são chamados de dados de calibração e dados de teste.

No processo de criação das tabelas de referência, chamadas de *Look Up Tables* (LUT), o conjunto de dados de calibração foi submetido a lógica Anger para a rejeição de espalhamento (MIYAOKA et al., 2010). Em seguida, os dados foram ajustados usando a função de Lorentz bidimensional para separar cada posição x-y em intervalos de profundidade (posições em z). A posição em z foi calculada a partir do melhor ajuste da função de Lorentz e de modo que cada conjunto de parâmetros do ajuste tivesse um quarto do número de contagens total (PIERCE et al., 2014). Os quatro intervalos de profundidade não são igualmente distribuídos ao longo dos 8 mm de profundidade do cristal. Os intervalos foram definidos com a finalidade de terem a mesma eficiência de detecção, por isso intervalos menores foram definidos próximos da superfície de entrada,

onde mais fótons são absorvidos. Os níveis de profundidade definidos são mostrados na Tabela 6. A localização central foi considerada como a posição de refênrencia em z para cada nível definido.

Tabela 6 – Localização dos níveis de profundidades pré-definidos.

	Começo mm	Centro mm	Fim mm
Nível 1	0.0000	0.7818	1.5636
Nível 2	1.5636	2.4603	3.3570
Nível 3	3.3570	4.4082	5.4594
Nível 4	5.4594	6.7297	8.0000

O processo de coleta de dados e o ajuste de Lorentz 2D (MIYAOKA et al., 2010) resulta em uma matriz com 49 $\times$ 49 $\times$ 4 (x, y, z) posições. Os dados de calibração resultam em valores da média e variância dos dados referentes a cada canal de saída da PMT utilizada. Os dados de teste serão utilizados para avaliar a resolução espacial e a taxa de processamento dos códigos de estimativa da POI implementados neste projeto. O fluxograma da Figura 23 mostra todo o procedimento para a obtenção do conjunto de dados de teste, assim como o procedimento de caracterização.

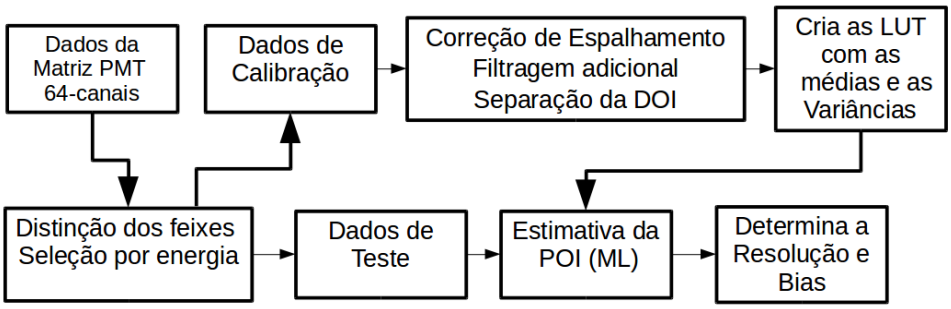


Figura 23 – Diagrama de fluxo dos processos de coleta e calibração de dados.

Para reduzir a carga computacional no processamento de sinais de 64 canais individuais, a leitura em soma linha e coluna é realizada, diminuindo o número de canais de saída para 16 canais.

3.2 PET simulado

As simulações computacionais utilizando o método de Monte Carlo permitem a extração de informações mais detalhadas dos experimentos, melhor compreensão dos resultados obtidos, assim como a validação da ferramenta computacional adotada.

Os dados utilizados para a validação dos algoritmos implementados em FPGA neste projeto foram simulados computacionalmente utilizando a versão 5.0.p1 do GATE

(*Geant4 Application for Emission Tomography*), baseado na versão 9.1.p02 do Geant4 (*GEometry ANd Tracking*) (CERN, 2008b; CERN, 2006a). O detalhamento e o conjunto de dados simulados foram obtidos nos trabalhos de (BONIFACIO, 2011; BONIFACIO; MORALLES, 2012).

3.2.1 Modelagem do Bloco Detector

O módulo detector simulado é composto de um cristal cintilador monolítico LYSO (Proteus Inc.,EUA) com dimensões 28,2 mm $\times$ 28,2 mm $\times$ 10 mm (x, y, z) acoplado a uma matriz 8 $\times$ 8 de fotodetectores de estado sólido MAPD-3N (*Multi Pixel Avalanche Photodiode*), baseado na tecnologia aSiPM (Zecotek Photonics Inc, Canada), com uma separação de 3,6 mm entre cada elemento. Cada sensor MAPD-3N possui uma área sensível de 3 $\times$ 3 mm^2 e uma camada de proteção de epóxi com espessura de 0,26 mm. O cristal escolhido é polido em todas as faces e envolvido em cinco faces com um revestimento óptico difuso de teflon.

O acoplamento óptico da matriz de fotodetectores com o cristal cintilador é feito de resina óptica termoplástica Melmount 5870 (Cargille Laboratories Inc.), que permite uma alta transmissão de fótons com comprimento de onda acima de 400 nm.

Um esquema ilustrativo do módulo detector simulado é mostrado na Figura 24.

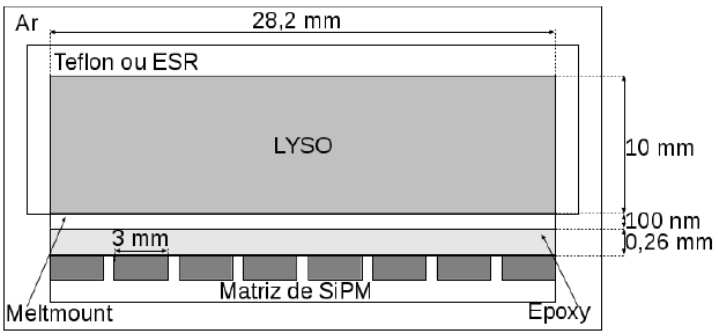


Figura 24 – Materiais e dimensões do módulo detector simulado (BONIFACIO, 2011)

3.2.2 Simulação Monte Carlo

As simulações consistiram em interações do fóton gama em diferentes posições no volume do cristal cintilador. O modelo físico de interações gama utilizado foi o Low Energy (CERN, 2006a) e foram ativados os processos físicos fotoelétrico, espalhamento Compton e Rayleigh.

Para a simulação foi configurado que os elétrons secundários só seriam gerados caso o alcance do elétron primário fosse maior que 30 cm.

Apesar do custo computacional, os processos ópticos do Geant4 foram utilizados para descrever os possíveis processos físicos em interações de fóton óptico como absorção óptica, espalhamento Rayleigh óptico, refração e reflexão nas superfícies do cristal.

A origem (0,0,0) foi considerada no centro da matriz de fotodetectores. A separação entre os pontos incidentes é de 2,3 mm. Devido à simetria, os pontos de interação foram simulados na região de $x \geq 0$ mm e $y \geq 0$ mm. Aproximadamente 2.000 eventos foram simulados para cada ponto de incidência no cristal.

3.3 Placa de aquisição e processamento de dados

A placa de aquisição *UW Phase II*, utilizada como base no desenvolvimento dos algoritmos de FPGA neste trabalho, foi projetada pelo grupo de pesquisadores do *Imaging Research Laboratory* (IRL), da Universidade de Washington. O arranjo básico da placa de aquisição foi projetado afim de minimizar o processamento de sinais analógicos e centralizar o processamento em uma plataforma FPGA. Para permitir a fácil adaptação aos diferentes módulos detectores, o sistema projetado em torno da placa de processamento digital, Phase II, utiliza uma placa adaptadora analógica. A placa analógica fornece energia e envia sinais para a placa Phase II.

A placa contém 65 canais de ADC: 64 canais que operam a 65MHz e um canal de alta velocidade com 300 MHz para detectores que possuem um canal de alta taxa de transferência, geralmente utilizado para marcação do tempo. Os 64 canais seriais do ADC podem também funcionar como canais seriais de entrada e saída padrões, além disso os mesmos podem ser substituídos por uma pequena placa que suporta o fluxo de dados digitais provenientes de dispositivos como uma fotomultiplicadora digital (dSiPM) direto para o FPGA.

A placa também é constituída de um memória *flash* de 1Gb e cinco bancos de memória SDRAM de 256Mb cada, quatro delas são destinadas ao armazenamento de dados de referência para o algoritmo de estimativa da POI.

O FPGA escolhido para compor a placa UW Phase II é um dispositivo de alta performance Altera Stratix III, onde são implementados os algoritmos para o processamento de sinais. O diagrama esquemático de bloco da placa UW Phase II é mostrado na Figura 25.

Outras características da placa incluem diversas possibilidades de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*), que é um protocolo de dados seriais síncronos utilizados na comunicação entre FPGA e periférico, conectores de monitoramento de temperatura e possíveis conectores de expansão para placas filhas.

O FPGA também é configurado com um NIOS II, que é um processador embarcado

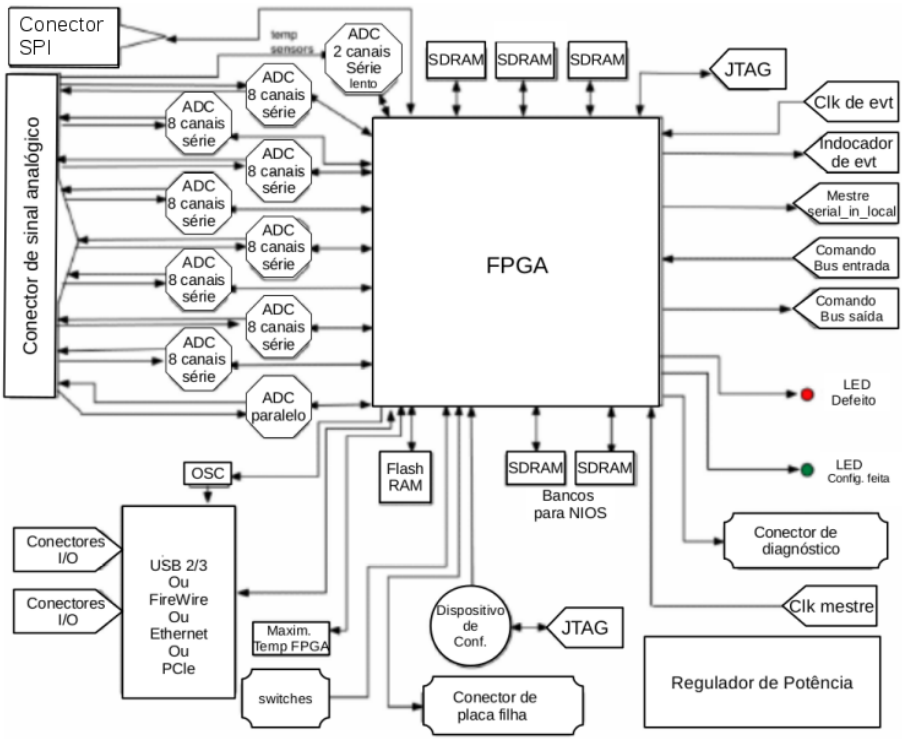


Figura 25 – Diagrama de bloco esquemático da placa UW Phase II. Figura adaptada de (LEWELLEN et al., 2014).

para controle geral, processando instruções em linguagem estruturada e comunicações entre os dispositivos. Uma memória *flash* foi incluída para o armazenamento do NIOS e das LUT. Os dados armazenados na *flash* são distribuídos para as memórias SDRAM e para o FPGA, assim que a placa é ligada. Conectores JTAG (*Joint Test Access Group*), interfaces de programação e teste de circuitos digitais padronizadas, são fornecidos para programar o FPGA, assim como testá-lo. A Figura 26 mostra a face superior da placa UW Phase II e uma visão representativa de seus conectores (LEWELLEN et al., 2014).

3.3.1 FPGA Stratix III

A família Stratix III fornece uma arquitetura de alta performance e baixa potência em comparação aos FPGA do mercado.

Esses dispositivos incluem segurança de fluxo de configuração volátil ou não-volátil e detecção automática de erros de circuitos para a identificação de corrupção de dados por erros de *software* na configuração de acesso aleatório e células de memória.

O Stratix III oferece, entre outras características (ALTERA, 2011b):

- 48k a 338k de elementos lógicos;
- 2430 a 20497 kbits de memória TriMatrix, consistindo de 3 blocos RAM para implementar memórias de porta-dupla e memórias FIFO.

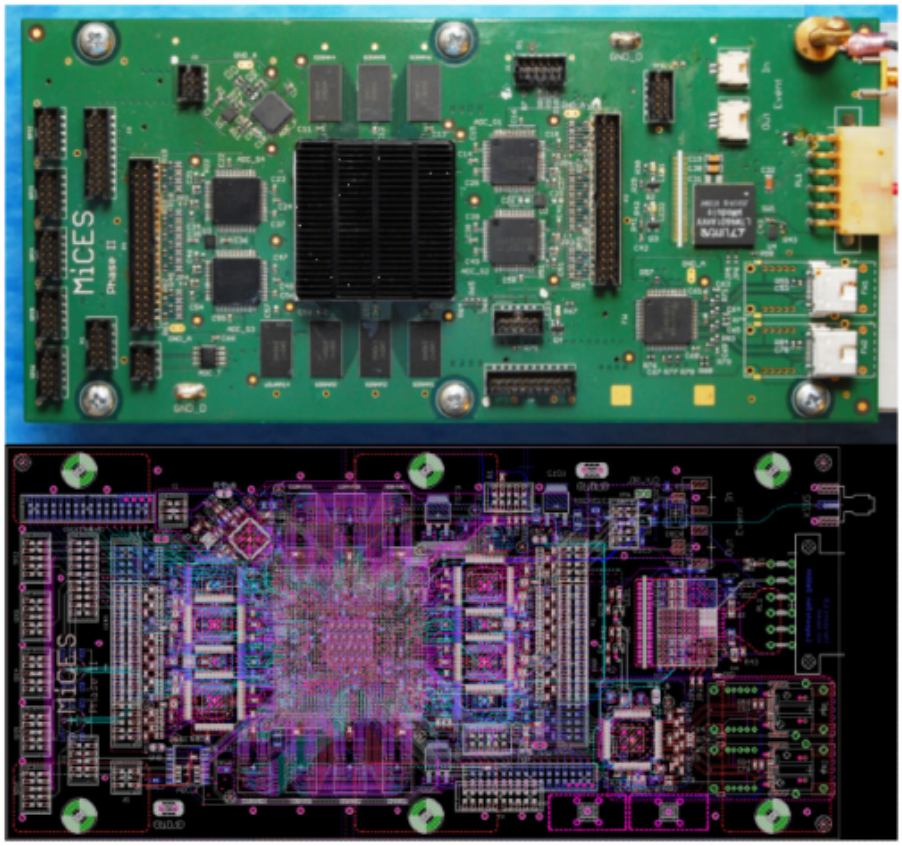


Figura 26 – Visão da superfície superior da placa UW Phase II e um esquema representativo de seus conectores, gerados pelo *software* Eagle. (LEWELLEN et al., 2014)

- Blocos de alta velocidade DSP fornecem implementação de 9 × 9, 12 × 12, 18 × 18 e 36 × 36 multiplicadores (com frequência acima de 550 MHz), funções de multiplicação acumulada.
- Suporta interface de memórias externa de alta velocidade incluindo DDR, DDR2, DDR3 SDRAM, RLDRAM II, QDR II;
- Suporte para processador Nios II.

3.3.2 Ferramenta para simulação e implementação do projeto

A complexidade do projeto de *hardware* em um FPGA aumenta proporcionalmente com a importância da simulação do circuito, que permite verificar e validar o projeto do sistema digital, evitando um demorado processo de compilação e depuração. Nesta etapa de validação, pode-se simular a lógica da aplicação e testar as funções e temporização da execução do código, o que permite verificar a propagação do sinal da lógica do projeto e interações indesejadas entre códigos executados em paralelo. Há duas maneiras de simular o circuito digital: usando um editor de onda interativa, ou usando um *testbench*. Para iniciantes, o editor de onda interativa é a melhor opção para simular o projeto, pois, através

de um *software*, é possível inserir a forma dos sinais de entrada e o programa fornece a saída simulada. O *testbench* é um arquivo de HDL não sintetizável que cria um estímulo para o código HDL do projeto. O desenvolvimento do projeto e sua simulação podem ser realizados através de ferramentas desenvolvidas pelos fabricantes de FPGA, como a Xilinx e a Altera. A edição da descrição de *hardware* pode ser realizada em um editor de texto simples ou através de uma interface. Para o processo de síntese existem diversos programas que interpretam a descrição e convertem em circuitos lógicos e/ou realizam a simulação através de sinais. Para dispositivos da Altera, alvo deste trabalho, foi utilizado o Quartus II Subscription Edition versão 10.0 (ALTERA, 2011a) e uma licença acadêmica para ter acesso a todas os dispositivos e funções disponíveis. Para a simulação e visualização dos sinais internos e globais do projeto foi utilizado o *software* ModelSim-Altera Starter versão 6.5e (MENTOR GRAPHICS, 2011). Os *softwares* possuem suporte a sistemas operacionais Linux e Windows.

3.4 Método *Statistics-Based Positioning* - SBP

Um dos métodos para a determinação da posição de interação do fóton gama dentro do bloco cintilador utilizados neste trabalho foi proposto por Ling e colaboradores (LING; LEWELLEN; MIYAOKA, 2007), do grupo Imaging Research Laboratory (IRL) da Universidade de Washington.

O método depende da caracterização da função-resposta dos fotodetectores com a posição de interação (x, y, z) do fóton gama no bloco cintilador, a partir de dados experimentais provenientes do módulo detector em questão. O método tem como hipótese que as distribuições dos sinais da posição de interação são distribuições normais independentes com médias $\mu(\vec{x})$ e desvios padrões $\sigma(\vec{x})$, sendo $\vec{x}$ a posição tridimensional de interação no cristal. O método de máxima verossimilhança (ML) é usado para estimar a posição em tridimensional da interação do fóton gama no bloco detector.

Assim, considerando as 16 sinais de saída , $M = m_1, m_2, \ldots, m_{16}$, a função densidade de probabilidade para cada canal i é dada pela equação 3.1:

$$P_i[m_i|\vec{x}] = \frac{1}{\sigma_i(\vec{x})\sqrt{2\pi}} exp\left(-\frac{(m_i - \mu_i(\vec{x}))^2}{2\sigma_i^2(\vec{x})}\right) \tag{3.1}$$

Considerando o conjunto de 16 observações independentes para cada canal, a probabilidade de obter um conjunto particular é o produto das funções de probabilidade individuais definida como a função de máxima verossimilhança, equação 3.2:

$$\mathcal{L}(m_i|\vec{x}) = P(m_1, m_2, \ldots, m_n|\vec{x}) = \prod_{i=1}^{16} P_i[m_i|\vec{x}] \tag{3.2}$$

Para simplificar e facilitar a minimização da função $\mathcal{L}$, aplica-se a função logarítmica, obtendo a equação 3.3:

$$log\mathcal{L}(m_i|\vec{x}) = \sum_{i=1}^{16} log\left[\frac{1}{\sigma_i(\vec{x})\sqrt{2\pi}} exp\left(-\frac{(m_i - \mu_i(\vec{x}))^2}{2\sigma_i^2(\vec{x})}\right)\right] \tag{3.3}$$

A posição de interação do evento pode ser estimada pelo estimador da função de ML dado pela equação 3.4:

$$\hat{p}_{\mathrm{mle}} = \arg\min\left[\sum_{i}^{16} \frac{(m_i - \mu_i(\vec{x}))^2}{2\sigma_i^2(\vec{x})} + ln(\sigma_i(\vec{x}))\right] \tag{3.4}$$

Duas tabelas de referência, LUT, são criadas relacionando as posições pré-definidas da interação do fóton gama com as médias e as variâncias das distribuições de sinais. Para a elaboração das LUT, uma interpolação polinomial por segmentos, cúbica (*cubic spline*), é aplicada no conjunto de dados de calibração ($49 \times 49 \times 4$), descrita na seção

3.1, resultando em uma LUT com 127 $\times$ 127 $\times$ 4 pontos nas coordenadas x, y e z, respectivamente. Os pontos no plano xy têm um espaçamento entre eles de 0,3858 mm por 0,3858 mm, na coordenada z possui os mesmos intervalos descritos na seção 3.1.

Um fator a ser considerado para otimizar o processo de minimização da função é o número de posições ($\vec{x}$) a serem testadas. Com um total de 64.516 posições na tabela de referência, fica inviável, em termos de recursos computacionais, realizar uma busca exaustiva para estimar a melhor solução para a função de máxima verossimilhança, uma vez que perderia a característica de processamento em tempo real. Uma busca hierárquica foi usada para encontrar a melhor solução do método SBP usando aproximadamente 0,15% do número de operações da busca exaustiva.

3.4.1 Design do Algoritmo

A colaboração com o laboratório IRL foi estabelecida com o intuito de obter experiência na prática de programação utilizando linguagem de descrição de *hardware* para sistemas PET. Assim, o projeto desenvolvido durante o intercâmbio foi adequar o algoritmo do método tridimensional SBP, que foi inicialmente desenvolvido e implementado no FPGA Stratix II DSP *Development Board Professional Edition* (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011), para uma nova configuração do bloco detector cMiCE. O trabalho de (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011) na avaliação do algoritmo usando dados provenientes de simulação Monte Carlo. Neste trabalho o algoritmo tem seu desempenho avaliado pela primeira vez utilizando dados experimentais.

com busca hierárquica , usando dados simulados e uma configuração diferente do módulo detector.

A busca hierárquica começa com o cálculo da função ML para o ponto central da LUT e se expande considerando oito posições simétricas em torno do mesmo. O ponto mais provável tornar-se o ponto central da varredura no próximo estágio de varredura e o mesmo processo é aplicado. A varredura torna-se mais refinada a cada estágio, até que a solução mais provável seja estimada no estágio final. A busca hierárquica permite que o processo de minimização seja feito em diferentes estágios, criando um fluxo de varredura em uma arquitetura *pipeline*.

A arquitetura *pipeline* foi avaliada para diversas configurações de varredura tridimensional em comparação com o fluxo de varredura bidimensional (DEWITT et al., 2010). A melhor configuração encontrada pelo trabalho (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011) é mostrada na figura 27 e cada estágio é descrito a seguir.

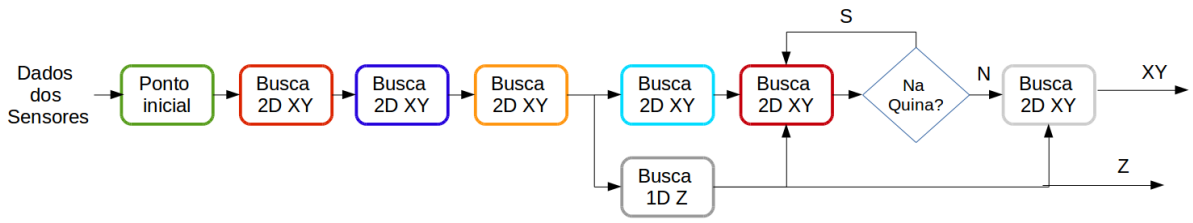


Figura 27 – Fluxograma do algoritmo implementado no FPGA (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011).

Algumas ideias e configurações vindas do algoritmo tridimensional SBP, implementado previamente, foram utilizadas neste trabalho. Por exemplo, ambas as implementações usam soma dos sinais em linha e coluna da matriz de fotodetectores. No entanto, neste trabalho somente os 10 canais ao redor do canal com máxima leitura do sinal foram usados para processamento do algoritmo, resultando em uma melhor performance computacional na estimativa da posição. O uso de apenas 10 canais de saída na implementação resulta em uma redução de 6:1 no tamanho da LUT, comparado à configuração usando os 64 canais individuais.

A seleção dos 10 canais é feita no estágio inicial, estágio 0, onde a probabilidade do ponto central da LUT, no plano x-y, é estimada. Os estágios 1, 2, 3 e 4 calculam 8 pontos ao redor do ponto mínimo estimado pelo estágio precedente. Os estágios 1-4 apenas executam uma varredura planar bidimensional (x-y). A varredura em profundidade (z) é processada em paralelo ao estágio 4. A melhor solução bidimensional (x-y) é mantida a partir do estágio 3 e uma varredura linear em Z é executada considerando todos os 4 níveis de profundidade. Depois que a profundidade de interação é estimada no estágio de varredura 1D Z, a profundidade é, então, usada como parte da varredura planar nos estágios 5 e 6.

Em um caso ideal, a busca hierárquica produziria o mesmo resultado que a busca exaustiva, considerando que o conjunto de soluções forma um paraboloide hiperbólico, com um gradiente consistente para a solução mais provável. Por outro lado, este cenário é raramente encontrado na prática e o conjunto de soluções, geralmente, tem mínimos locais. Portanto, a busca hierárquica pode convergir para um mínimo local, ao invés de convergir para o mínimo global. Mínimos locais podem degradar a exatidão da estimativa da posição de interação, comprometendo a resolução espacial da imagem reconstruída da imagem. Mínimos locais e ruídos,que afetam bastante a exatidão do sistema, têm alta ocorrência nas bordas do cristais, onde os sinais são truncados e reflexões são mais prováveis de ocorrerem. Em estudo anterior, foi determinado que existe uma alta probabilidade deste efeito acontecer nos vértices do cristal, isto é, até 5 mm das superfícies laterais (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011). Para minimizar o efeito do mínimos locais no sistema, o estágio 6 processa uma varredura mais refinada. Melhorias foram feitas usando uma varredura

5 × 5 para dados localizados próximos a borda do cristal e uma varredura 7× 7 para dados localizados na vértice do cristal. Assim, dependendo da localização do ponto (x-y) estimado no estágio 5, o último estágio poderá fazer uma varredura 3 × 3, 5×5 ou 7 ×7. Um exemplo da busca hierárquica para um evento ocorrido na vértice do cristal é mostrado na figura 28.

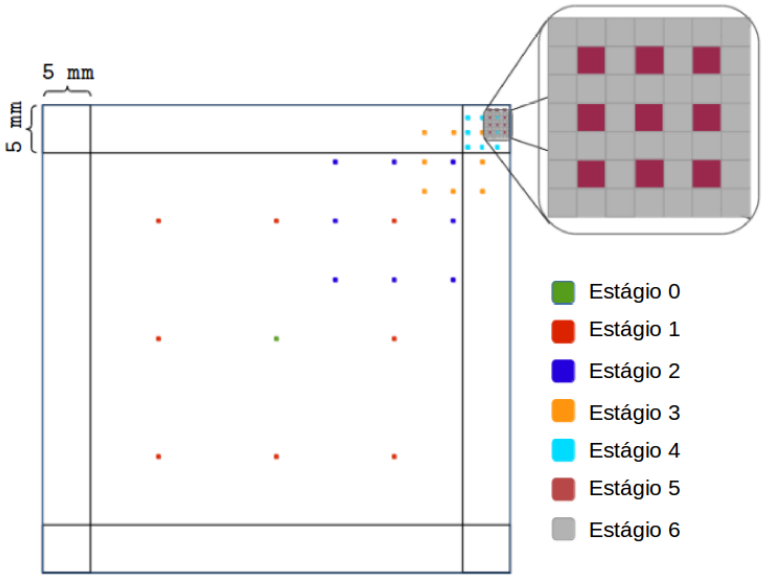


Figura 28 – Exemplo da busca hierárquica para um evento ocorrido no vértice do cristal.

A varredura 7 × 7 exige 5 vezes mais recursos computacionais que a varredura 3 x 3 feita pelos estágios anteriores. Cálculos paralelos dos pontos excedentes seriam uma solução ideal, porém exigiriam múltiplas tabelas completas de dados e, consequentemente, maior exigência de memória, tornando tal solução impraticável. No entanto, quando o fluxo de varredura fica estagnado durante a varredura 7× 7 na execução dos pontos extras, as tabelas dos estágios precedentes ficam inutilizadas. Em um esforço para aumentar a taxa de processamento de eventos, foi proposto o processamento de 9 pontos da varredura 7×7 usando o estágio 5 da *pipeline*. Essa técnica foi relatada por (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011).

Durante a modificação do algoritmo foram encontradas algumas inconsistências listadas a seguir:

Equação não balanceada: Para o armazenamento dos termos que constituem a função do estimador da função de ML, os termos são multiplicados por um fator de potência de dois e convertidos os valores decimais em valores inteiros. Para o cálculo correto do estimador pelo algoritmo no FPGA, a equação deve ser balanceada de acordo

com os fatores multiplicados anteriormente. Tal procedimento não era realizado na versão original do algoritmo.

Variáveis tipo *signed*: Os dados armazenados na LUT são inteiros do tipo *unsigned*, ou seja, possuem valores absolutos. Durante o cálculo do estimador no algoritmo, valores do tipo *signed*, ou seja, valores não absolutos devem ser usados. Segundo a boa prática de programação, para que seja feita essa modificação de tipo de variável deve ser adicionado pelo menos um bit para o armazenamento da informação do sinal (positivo ou negativo). Tal prática não era seguida, resultando, para os dados experimentais utilizados neste trabalho, valores diferentes do esperado no cálculo do estimador, por exemplo em uma operação de multiplicação.

Estágio 6: A lógica utilizada no algoritmo para o estágio 5 calcular 8 pontos paralelamente para otimizar a minimização na varredura 7×7 no estágio 6, não estava funcionando de forma correta, deixando uma lacuna. Neste trabalho o algoritmo foi corrigido e o estágio 5 verifica se o ponto estimado por ele está localizado na região da borda ou do vértice do cristal; caso positivo, o estágio 5 calcula 8 pontos para a varredura 7×7, caso contrário, o fluxo de eventos segue normalmente.

Condição de contorno: O algoritmo não apresentava condição de borda das LUT. Assim, para pontos estimados no estágio 5 à duas ou três posições da borda da LUT, considerando a varredura 5×5 e 7×7, respectivamente, a varredura não era extinta e continuava no outro lado do cristal, podendo resultar em uma estimativa da posição no lado oposto do valor de referência. Tais condições foram introduzidas no algoritmo.

3.4.2 Implementação no FPGA

Como visto na introdução da seção 3.4, o método SBP exige muitos cálculos da função de máxima verossimilhança para cada interação. Com a finalidade de reduzir o número de cálculos, uma vez que a plataforma FPGA não é muito eficiente para cálculos como divisão e funções transcendentais, as quais exigem uma abordagem interativa, a equação 3.4 foi rearranjada utilizando três principais termos, como representado pela equação 3.6 (DEWITT et al., 2010).

$$\hat{p}_{\mathrm{mle}} = \arg\min \sum_{i=1}^{16} \left[[m_i - \overbrace{\mu_i(\vec{x})}^{A}] \cdot \frac{\overbrace{1}^{B}}{\sqrt{2}(\sigma_i(\vec{x}))} \right]^2 + \underbrace{ln(\sigma_i(\vec{x}))}_{C} \tag{3.5}$$

$$\hat{p}_{\mathrm{mle}} = \arg\min \sum_{i=1}^{16} [[m_i - A] \cdot B]^2 + C \tag{3.6}$$

As variáveis A, B e C são calculadas previamente e armazenadas nas LUT, substituindo os valores das médias ($\mu(\vec{x})$) e dos desvios padrões ($\sigma(\vec{x})$) (DEWITT et al., 2010). Se cada termo tem valores de 2 bytes, então o tamanho total de uma LUT completa é maior que 6 Mbytes (3 [termos] $\times$ [2bytes] $\times$ [16 canais] $\times$ [127 $\times$127 $\times$ 4]). Tal exigência de memória excede o limite de memória interna de 1MB disponível no dispositivo Stratix III que é utilizado na placa de aquisição de dados Phase II. Devido a solução de fluxo de varredura e à metodologia de busca hierárquica, podem ser usadas tabelas de tamanhos diferentes para cada estágio e somente a parte com os possíveis pontos da LUT referentes à cada estágio são exigidos para armazenamento na memória interna do FPGA. Os tamanhos das tabelas aumentam em cada estágio; o último estágio contém a LUT completa, incluindo todos os dados possíveis. Os diferentes tamanhos para cada estágio são mostrados na tabela 7.

Tabela 7 – Memória exigida pelo método SBP

Memória	Estágio	Dimensão da LUT	Nº de posições na LUT	Tamanho da memória Bytes
Interna	0	2D	1×1	96
	1	2D	4×4	1.54k
	2	2D	8×8	6.14k
	3	2D	16×16	24.58k
Externa	4	2D	32×32	98.30k
	3D	3D	16×16×4	98.30k
	5	3D	64×64×4	1.58M
	6	3D	127×127×4	6.19M

É importante enfatizar que todos os possíveis níveis em profundidade são usados para o estágio tridimensional e também nos estágios 5 e 6, diferenciando-se dos algoritmos tridimensional anteriormente implementados. Devido ao módulo detector cMiCE ser composto de um cristal cintilador com uma profundidade menor que a configuração simulada por Johnson-Williams (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011), o número de regiões de profundidade diminuiu de 15 para 4. Na implementação anterior, somente 2 dos 15 níveis de profundidade e 8 de 15 níveis eram utilizados nos estágios 5 e 6, respectivamente. Outra diferença é o número de canais na configuração anterior, a qual usava 32 canais de saída, o dobro do número usado neste trabalho. Essa mudança diminuiu o uso da memória em todos os estágios de varredura bidimensional (estágios de 0-4) pela metade. Além disso, houve grande diferença no estágio 6, onde o armazenamento de memória diminui cerca de 25%. A exigência total de memória é reduzida em torno de 34%, em comparação à implementação anterior (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011).

3.5 Método baseado em um modelo teórico - TMBP

O método TMBP (*Theoretical-Model-Based Positioning*) foi desenvolvido na CNEN em colaboração com a USP e é baseado na estimativa de parâmetros de um modelo que descreve a distribuição de sinal dos fótons ópticos coletados pela matriz do fotodetector (BONIFACIO, 2011). Os parâmetros estimados pelo modelo são a posição tridimensional de interação (POI) do gama no cristal e uma constante, Nph_{BG}. As hipóteses do modelo para a distribuição de sinais e restrições de parâmetro são descritas ao longo desta seção. A primeira aproximação considera que a absorção e o espalhamento dos fótons ópticos dentro do cristal, na resina óptica e nas camadas de epóxi são desprezíveis. Somente reflexões e refrações nas superfícies são consideradas. O modelo assume que a POI e a energia depositada podem ser determinadas por meio da densidade de fótons ópticos medidos em cada elemento da matriz fotomultiplicadora. O modelo também descreve as reflexões especulares nas faces do cristal usando três fontes virtuais distribuídas de forma simétrica, conforme representado na figura 29.

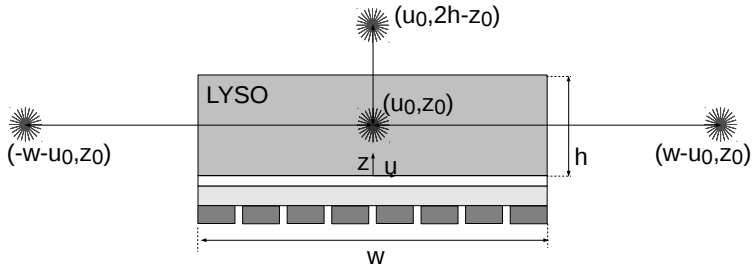


Figura 29 – Representação das três fontes virtuais que descrevem as reflexões nas faces do cristal (BONIFACIO, 2011).

Visto que o módulo detector físico cMiCE utilizado neste projeto tem suas superfícies laterais pintadas de preto, foi utilizada apenas um fonte virtual no topo do cristal detector, desprezando qualquer reflexão na superfície lateral. Portanto, para o módulo cMiCE apenas uma fonte virtual é considerada como é mostrada na Figura 30. Contudo a configuração original do método TMBP, ou seja, a que utilzia as 3 fontes virtuais será utilizada o módulo detector simulado.

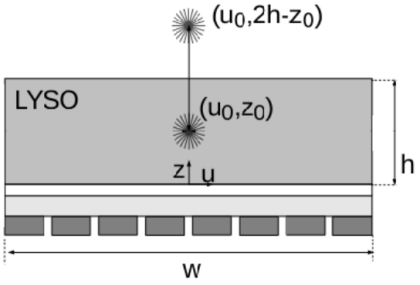


Figura 30 – Esquema ilustrativo da fonte virtual do método TMBP para o módulo cMiCE

Duas funções descrevem o número de fótons ópticos detectados pela soma em linha, N_{ph_l}, e em coluna, N_{ph_c}, Equação 3.7 e 3.8, respectivamente.

$$Nph_l = Nph_d(x_l, x_0, z_0) + \sum_{k=1}^{3} Nph_{vk}(x_l, x_0 + x_k, z_0 + z_k) + Nph_{BG_l} \tag{3.7}$$

$$Nph_c = Nph_d(y_c, y_0, z_0) + \sum_{k=1}^{3} Nph_{vk}(y_c, y_0 + y_k, z_0 + z_k) + Nph_{BG_c} \tag{3.8}$$

onde $Nph_d(x_l, x_0, z_0)$ e $Nph_d(y_c, y_0, z_0)$ são as somas dos sinais em linha e em coluna, respectivamente, que incidem diretamente na matriz fotodetectora, ou seja, são detectados sem sofrerem reflexões ou espalhamentos no cristal. Os termos $Nph_{vk}(y_c, y_0 + y_k, z_0 + z_k)$ descrevem as fontes virtuais nas faces do detector representando a contribuição das reflexões especulares na superfícies do cristal. Para o módulo cMiCE, apenas um termo que descreve a fonte virtual é utilizado. O termo $N_{ph_{BG_{l,c}}}$ representa os fótons ópticos que tiveram pelo menos uma reflexão dentro do cristal e não possuem informação sobre a posição de interação do fóton gama, porém são importantes para melhorar a resolução de energia.

O modelo supõe que a projeção da luz incidente na matriz de fotodetector nos planos x-z e y-z é representada pela distribuição de Cauchy-Lorentz (Equação 3.9), onde u representa a posição x ou y do centro de cada elemento da matriz de fotodetectores, u_0 representa a posição de interação x_0 ou y_0 e z_0 é a profundidade de interação (DOI):

$$f_c(u; u_0, z_0) = \frac{1}{z_0 \left[1 + \left(\frac{u - u_0}{z_0}\right)^2\right]} = \frac{z_0}{[(u - u_0)^2 + z_0^2]} \tag{3.9}$$

Adicionalmente, a transmitância do feixe de luz através das interfaces do acoplamento óptico entre o cristal cintilador e a matriz fotodetectora é considerada no modelo. A transmitância é descrita a partir do formalismo matricial de Maxwell para múltiplas camadas com espessuras e índices de refração diferentes. Toda a descrição matemática pode ser encontrada no trabalho de Bonifácio (BONIFACIO, 2011). De forma a simplificar o modelo, os dados obtidos através do formalismo matricial são ajustados por uma função exponencial que descreve aproximadamente o comportamento da transmitância para ângulos de incidência menores que o ângulo crítico:

$$\overline{T}(\theta) = a \cdot e^{b\theta} + T_0 \qquad \forall\ \theta \geqslant 0 \tag{3.10}$$

onde os parâmetros a, b e T_0 são fatores provenientes de ajuste na transmitância (BONIFACIO, 2011) e o ângulo de incidência θ pode ser representado em função da POI do fóton

gama (u_0, z_0) e da posição u das intensidade dos fótons ópticos coletados pela matriz, Equação 3.11:

$$\theta = \arctan\left(\frac{u-u_0}{z_0}\right) \qquad \forall\ \arctan\left(\frac{u-u_0}{z_0}\right) \geqslant 0 \tag{3.11}$$

Sendo $\overline{T}$ a transmitância mencionada e f_c a distribuição de Cauchy, tem-se que a distribuição completa da probabilidade do sinal é dada pela Equação 3.12:

$$Nph_d(u_l, u_0, z_0) = A_d \int_{u_l-\Delta u/2}^{u_l+\Delta u/2} f_c(u, u_0, z_0) \cdot \overline{T}(u, u_0, z_0) du \qquad \forall\ \arctan\left(\frac{u-u_0}{z_0}\right) \geqslant 0 \tag{3.12}$$

onde A_d é o fator de normalização da distribuição e Δu é a dimensão da célula fotodetectora ao longo do eixo correspondente. Resolvendo a integral e definindo a função-resposta R do elemento l da matriz fotodetectora como na Equação 3.13 (BONIFACIO, 2011):

$$R(u_l, u_0, z_0) = \left[\frac{a}{b} \cdot e^{b \arctan\left(\frac{u-u_0}{z_0}\right)} + T_0 \arctan\left(\frac{u-u_0}{z_0}\right)\right]_{u_l-\Delta u/2}^{u_l+\Delta u/2} \tag{3.13}$$

Tem-se a distribuição de probabilidade do sinal para cada fonte considerada (BONIFACIO, 2011), ou seja, o evento de cintilação e as 3 fontes virtuais, representando as possíveis reflexões nas laterais, como:

$$Nph_d(u_l, u_0, z_0) = A_d R(u_l, u_0, z_0) \tag{3.14}$$

$$Nph_{v1}(u_l, u_0, 2h - z_0) = A_{v1} R(u_l, u_0, 2h - z_0) \tag{3.15}$$

$$Nph_{v2}(u_l, w - u_0, z_0) = A_{v2} R(u_l, w - u_0, z_0) \tag{3.16}$$

$$Nph_{v3}(u_l, -w - u_0, z_0) = A_{v3} R(u_l, -w - u_0, z_0) \tag{3.17}$$

Os fatores de normalização podem ser calculados por meio das seguintes relações (BONIFACIO, 2011):

$$A_d = \frac{(Nph_{total} - Nph_{BG} N_{el}) \sum_{l=1}^{8} R(u_l, u_0, z_0)}{\sum_{l=1}^{8} \left[R(u_l, u_0, z_0) + R(u_l, u_0, 2h - z_0) + R(u_l, w - u_0, z_0) + R(u_l, -w - u_0, z_0)\right]} \tag{3.18}$$

$$A_{v1} = \frac{(Nph_{total} - Nph_{BG}N_{el}) \sum_{l=1}^{8} R(u_l, u_0, 2h - z_0)}{\sum_{l=1}^{8} \left[R(u_l, u_0, z_0) + R(u_l, u_0, 2h - z_0) + R(u_l, w - u_0, z_0) + R(u_l, -w - u_0, z_0) \right]} \tag{3.19}$$

$$A_{v2} = \frac{(Nph_{total} - Nph_{BG}N_{el}) \sum_{l=1}^{8} R(u_l, w - u_0, z_0)}{\sum_{l=1}^{8} \left[R(u_l, u_0, z_0) + R(u_l, u_0, 2h - z_0) + R(u_l, w - u_0, z_0) + R(u_l, -w - u_0, z_0) \right]} \tag{3.20}$$

$$A_{v3} = \frac{(Nph_{total} - Nph_{BG}N_{el}) \sum_{l=1}^{8} R(u_l, -w - u_0, z_0)}{\sum_{l=1}^{8} \left[R(u_l, u_0, z_0) + R(u_l, u_0, 2h - z_0) + R(u_l, w - u_0, z_0) + R(u_l, -w - u_0, z_0) \right]} \tag{3.21}$$

sendo Nph_{total} é o número total de fótons coletados pela matriz fotodetectora e N_{el} é o número de elementos da matriz.

O modelo permite que a função de ML e dos mínimos quadrados não-linear (NLS) possam ser utilizados para a estimativa dos parâmetros. Considerando que não houve diferença significativa na eficiência do ajuste em linguagem estruturada (BONIFACIO, 2011) e o número de operação aritméticas inferior, a função de ML foi escolhida para ser implementada neste projeto.

Dado um conjunto de números de fótons detectados dos 16 canais em linha/coluna, $m_1, m_2, ..., m_{16}$ e considerando que tais valores obedecem uma distribuição de Poisson, a função de ML ($\mathcal{L}$) é dada pela Equação 3.22:

$$\mathcal{L}(\vec{p}|m_i) = \prod_{i=1}^{N} fdp(m_i|\vec{p}) = \prod_{i=1}^{N} \frac{e^{-(Nph_i)}(Nph_i)^{m_i}}{m_i!} \tag{3.22}$$

como a função $\mathcal{L}$ é positiva, o logaritmo da função é mais conveniente para simplificar a estimativa, sendo assim, temos o estimador representado na Equação 3.23:

$$\hat{p}_{\text{mle}} = \arg\min \ -\sum_{i=1}^{N} (m_i \ln(Nph_i) - Nph_i) \tag{3.23}$$

O método de estimativa dos parâmetros pode ser dividido em duas etapas: a primeira etapa é a estimativa inicial dos parâmetros, que estima a posição de interação em 2D através da média truncada da distribuição de sinais; na segunda, o ajuste dos dados é feito através do método de ML que tem como saída as coordenadas da posição

tridimensional do evento e a radiação de fundo, representado por uma constante. Em ambas as etapas, a única calibração necessária é a calibração em energia.

3.5.1 Implementação no FPGA

Na primeira etapa do algoritmo TMBP é feita uma estimativa inicial da posição 2D da interação do fóton gama dentro do cristal. Para isso, foi implementado um algoritmo, utilizando a linguagem de *hardware* Verilog, para a determinação dos valores iniciais das posições x_0 e y_0 de cada evento, que é feita por meio da média ponderada com truncamento e remoção de *outiliers*, ou seja, pontos que se afastam da tendência da distribuição dos sinais coletados (BONIFACIO, 2011).

Seja i o índice do i-ésimo sinal dos 16 canais das somas em linha ou coluna dos sinais da matriz de PMT, ao longo do eixo x ou y. Dados todos os valores das intensidades de cada sinal e suas respectivas posições, o seguinte procedimento foi seguido (BONIFACIO, 2011):

1. Determinar o índice do sinal de maior intensidade, definido como I_{max};
2. Selecionar todos os sinais com intensidade $I_i > 0,4I_{max}$;
3. Caso seja selecionado apenas o sinal de máxima intensidade, considerar os dois canais de saída vizinhos.
4. Fazer varreduras em todos os canais de saída a partir do fotopico e desprezar possíveis picos na cauda da distribuição do sinal.
5. Calcular a média ponderada dos sinais selecionados usando a Equação:

$$\bar{u} = \frac{\sum\limits_{i_s}(I_{i_s} - 0.4I_{max})u_{i_s}}{\sum\limits_{i_s}(I_{i_s} - 0.4I_{max})} \tag{3.24}$$

onde $\bar{u}$ representa as coordenada x ou y estimada, u_{is} são as coordenada x ou y do centro de cada elemento da matriz fotodetectora, I_{is} intensidade do sinal i com intensidade maior ou igual a 40% da intensidade máxima, I_{max}.

Para o cálculo da estimativa inicial pelo algoritmo em HDL implementado no FPGA, foram utilizados apenas valores com pontos fixos. Além disso, os endereços de memória da LUT foram adotados como as coordenadas do centro de cada elemento da matriz fotodetectora, u_{is}, que está relacionado com a posição em milímetros. O uso do endereço das memórias facilita o processo de varredura no algoritmo implementado em FPGA, uma vez que a busca do ponto mínimo utiliza os valores armazenados na LUT e é dependente do valor de estimava inicial. Como as LUT são criadas com um espaçamento

fixo entre os pontos, os valores adotados são uma aproximação dos valores reais das coordenadas. As relações de aproximação para os módulos detectores simulado e cMiCE são apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores reais e adotados como as coordenadas do centro de cada elemento da matriz fotodetectora para o algoritmo do TMBP implementado no FPGA, considerando os módulos simulado e cMiCE

Simulado			cMiCE		
Valores reais (mm)	Valores adotados Endereço	(mm)	Valores reais (mm)	Valores adotados Endereço	(mm)
-12,60	5	-12,78	-21,37	8	-21,51
-9,00	22	-9,03	-15,20	24	-15,31
-5,40	39	-5,29	-9,50	40	-9,12
-1,80	55	-1,76	-2,91	56	-3,04
1,80	71	1,76	3,29	72	3,04
5,40	87	5,29	9,50	88	9,12
9,00	104	9,03	15,70	104	15,31
12,60	121	12,78	21,90	120	21,51

Essa estimativa é uma boa aproximação da posição de interação no plano x-y (BONIFACIO, 2011) e é base para os futuros estágios na implementação do método completo, sendo a estimativa inicial o primeiro estágio implementado.

Como já mencionado, há alto consumo computacional no FPGA para o cálculo de, principalmente, funções transcendentes, como a função logarítmica e funções trigonométricas utilizadas no método de estimativa tridimensional, ou seja, a segunda parte do algoritmo. Visando simplificar a implementação e otimizar o consumo computacional no FPGA, foram criadas tabelas de referências (LUT) que armazenam a função resposta (R), Equação 3.13, do detector em relação às posições do evento, estimada através dos parâmetros e materiais utilizados no bloco detector. A escolha para o armazenamento da função resposta ao invés da distribuição completa (Nph) é justificada pois o termo de normalização é dependente do número de fótons total do evento de entrada, Nph_{total}.

Foram analisadas duas configurações para a implementação do método TMBP, uma considerando sete e a outra considerando quatorze níveis de profundidade. Portanto, tem-se diferentes tabelas de referência para cada configuração analisada. Para o plano x-y são armazenadas 127 posições. Os valores e intervalos entre as posições consideradas na criação da LUT dependem das dimensões do bloco detector a ser utilizado. O intervalo das posições pré-definidas para o módulo simulado é de 0,2203 mm, e para o módulo cMiCE é mantido um espaçamento de 0,3858 mm.

Para a coordenada z, os níveis das diferentes configurações não são igualmente distribuídos, tendo intervalos menores próximos a superfície de entrada do fóton gama. Os

intervalos de profundidade são expostos nas tabelas 9 e 10 para as configurações com 7 e 14 níveis em z considerando cada módulo detector utilizado neste trabalho.

Tabela 9 – Níveis de profundidade para o método TMBP na abordagem de 7 níveis de profundidade

Níveis	Intervalos de profundidade	
	Simulado (mm)	cMiCE (mm)
1	0,00 - 1,02	0,00 - 0,87
2	1,02 - 2,13	0,87 - 1,80
3	2,13 - 3,35	1,80 - 2,82
4	3,35 - 4,70	2,82 - 3,92
5	4,70 - 6,23	3,92 - 5,14
6	6,23 - 7,97	5,14 - 6,48
7	7,97 - 10,0	6,48 - 8,00

Tabela 10 – Níveis de profundidade para o método TMBP na abordagem de 14 níveis de profundidade

Níveis	Intervalos de profundidade	
	Simulado (mm)	cMiCE (mm)
1	0,00 - 0,50	0,00 - 0,43
2	0,50 - 1,02	0,43 - 0,87
3	1,02 - 1,56	0,87 - 1,33
4	1,56 - 2,13	1,33 - 1,80
5	2,13 - 2,72	1,80 - 2,30
6	2,72 - 3,35	2,30 - 2,82
7	3,35 - 4,00	2,82 - 3,36
8	4,00 - 4,70	3,36 - 3,92
9	4,70 - 5,44	3,92 - 4,51
10	5,44 - 6,22	4,51 - 5,14
11	6,22 - 7,07	5,14 - 5,79
12	7,07 - 7,97	5,79 - 6,48
13	7,97 - 8,94	6,48 - 7,22
14	8,94 - 10,0	7,22 - 8,00

As LUT foram criadas explorando a simetria do modelo, assim possuem dimensões de 127 $\times$ 7 ou 127 $\times$ 14, x ou y e z, respectivamente. Cada termo armazenado possui uma resolução de 16 bits (ou seja 2 bytes), resultando em um tamanho de 14,2 kbytes (1 [termo] $\times$ 127 [x ou y] $\times$ 7 [z] $\times$ 8 [canais]) e 28,4 kbytes (1 [termo] $\times$ 127 [x ou y] $\times$ 14 [z] $\times$ 8 [canais]), para as configurações de 7 e 14 níveis de profundidade, respectivamente.

Contudo, para o uso do estimador da função de ML, a distribuição do sinal, Nph, e o seu logaritmo são necessários, de acordo com a Equação 3.23. Portanto, além da

LUT que armazena a função resposta do detector, há também uma LUT com os valores logarítmicos que variam de 0,01 à 2621,44, onde há uma saturação na função logarítmica. A LUT com os logaritmos armazenados possui termos de 2 bytes cada, resultando em 524,3 kbytes.

A sequência de varredura no método TMBP explora uma das principais características do FPGA: o paralelismo. A varredura é dividida em 3 ou 4 estágios dependendo da configuração abordada.

A configuração com 7 intervalos em profundidade tem 3 estágios descritos a seguir:

Estágio 1 Cálculo da estimativa inicial das coordenadas x e y;

Estágio 2 As estimativas iniciais x e y são consideradas fixas e é feita a varredura nos sete intervalos em z;

Estágio 3 Caso as estimativas iniciais x e y, mantidas no estágio 2, estejam localizadas na região central do cristal, estas não são alteradas. Entretanto, se forem localizadas na borda ou vértice, é feita uma varredura considerando os próximos quatorze pontos a partir da estimativa inicial em direção à superfície lateral do cristal. As varreduras em x e y são divididas em dois blocos cada, dividindo a varredura de quatorze pontos. Essa divisão em blocos é importante para aumentar a taxa de transferência de dados e diminuir a latência do sistema, uma vez que são processados em paralelo.

Para finalizar a determinação da POI, é feita a seleção do melhor ajuste no plano x-y e, uma vez que, com a projeção do sistema tridimensional em 2D, há uma estimativa de z para cada coordenada x e y, ou seja, para dados somados em linha obtém-se uma estimativa de x, z_x, e para dados somados em coluna, têm-se y, z_y. A DOI é selecionada de acordo com a coordenada x ou y que está mais distante da superfície lateral do bloco, uma vez que é esperado que o método tenha melhor estimativa na região mais próxima ao centro do cristal. A sequência de varredura é esquematizada na figura 31.

Na configuração com 14 níveis de profundidade, o mesmo processo da configuração com 7 níveis é feito até o estágio 3. Porém, no estágio 2, ou seja, na primeira varredura em z, apenas são considerados os níveis pares, conforme a Tabela 6. A varredura com os outros 7 pontos restantes, os níveis ímpares, é feita no estágio 4, mantendo os valores de x e y determinados no estágio 3. A seleção final da DOI é feita com o mesmo critério da abordagem de sete níveis de profundidade. Esta configuração foi testada a fim de analisar uma possível melhora na estimativa da coordenada z.

A sequência de varredura fornece a possibilidade de analisar diferentes eventos simultaneamente. Porém, para que isto seja possível, cada bloco de varredura deve ter acesso a uma memória com os dados da função resposta do detector e uma memória

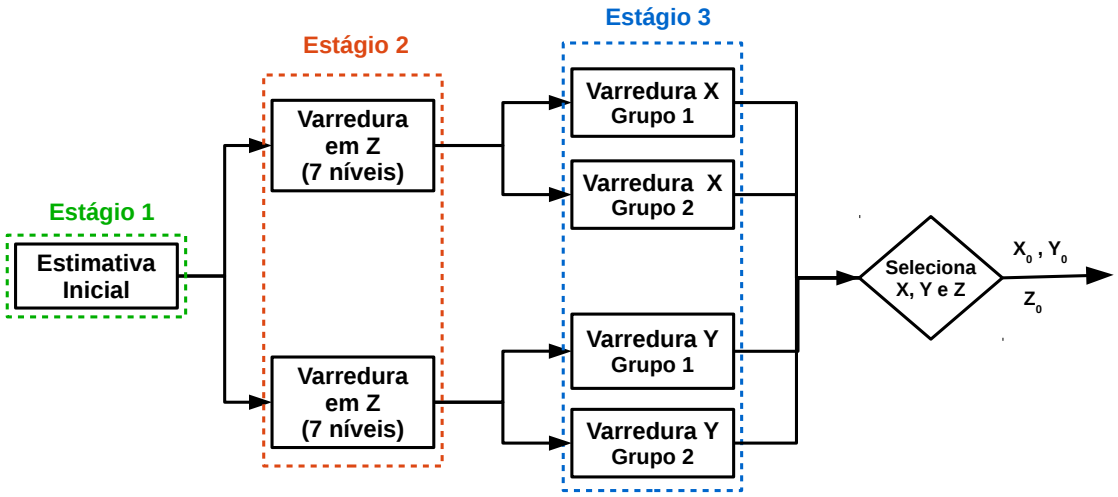


Figura 31 – Fluxograma da método TMBP implementado no dispositivo FPGA com a configuração de 7 níveis de profundidade.

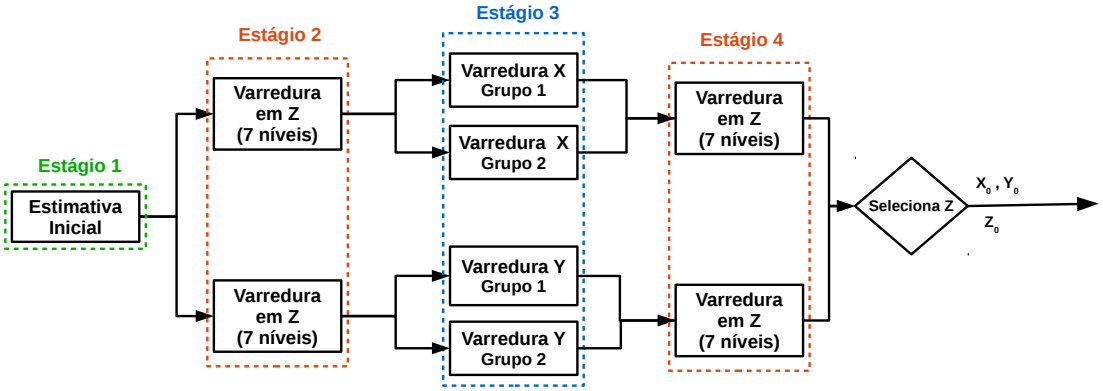


Figura 32 – Fluxograma da método TMBP implementado no dispositivo FPGA com a configuração de 14 níveis de profundidade.

com os dados da LUT com os valores logarítmicos. Foram utilizados os 6 bancos de memórias SDRAM para o armazenamento das tabelas de referência com os valores logarítmicos e 3 memórias internas RAM, com 2 portas de leitura simultânea cada, para o armazenamento dos valores da função resposta do detector para a configuração com 7 níveis de profundidade, pois cada LUT com valores logarítmicos possui 524,3 kbytes, sendo necessário, aproximadamente, 1,5 Mbytes de memória interna, a qual excederia o limite de memória do Stratix III. Com essa escolha, tem-se a exigência de 3 LUT com valores da função resposta e 6 LUT com valores logarítmicos, totalizando uma exigência de memória interna de 42 kbytes e de memória externa de aproximadamente 3 Mbytes para a abordagem do método com 7 níveis de profundidade.

Para a configuração com 14 intervalos de profundidade, há uma exigência de 4 LUT da função resposta e 8 LUT com valores logarítmicos, totalizando 113,6 kbytes de memória interna e 4,2 Mbytes de memória externa. Para a análise dessa configuração, foram simuladas mais duas memórias externas SDRAM, pois a placa UW Phase II possui apenas 6 bancos de memórias com acesso simultâneo.

O algoritmo foi testado a partir da simulação da *UW Phase II board* utilizando códigos de *testbench* e o software ModelSim versão 6. Os dados provenientes da simulação do módulo detector foram utilizados para a validação dos códigos e, posteriormente, o algoritmo foi analisado utilizando dados experimentais do módulo detector cMiCE.

4 Resultados e discussão

Para analisar a resolução espacial do algoritmo em FPGA, foram elaborados os gráficos de contorno da FWHM para cada posição de interação de referência, assim como o desvio padrão (σ) da POI nas coordenadas x, y e z, calculados em relação a posição real da interação dentro do cristal e a diferença absoluta média ($\overline{bias}$) entre o valor médio da posição estimada e seu valor de referência. Tais parâmetros são necessários para analisar a dispersão dos dados e quantificar possíveis tendências de deslocamento da distribuição dos dados.

Para a análise de desempenho computacional do algoritmo, foram analisadas a taxa de transferência dos eventos e a latência, ou seja, o tempo total necessário para processar um evento.

4.1 Resolução Espacial

4.1.1 Método SBP

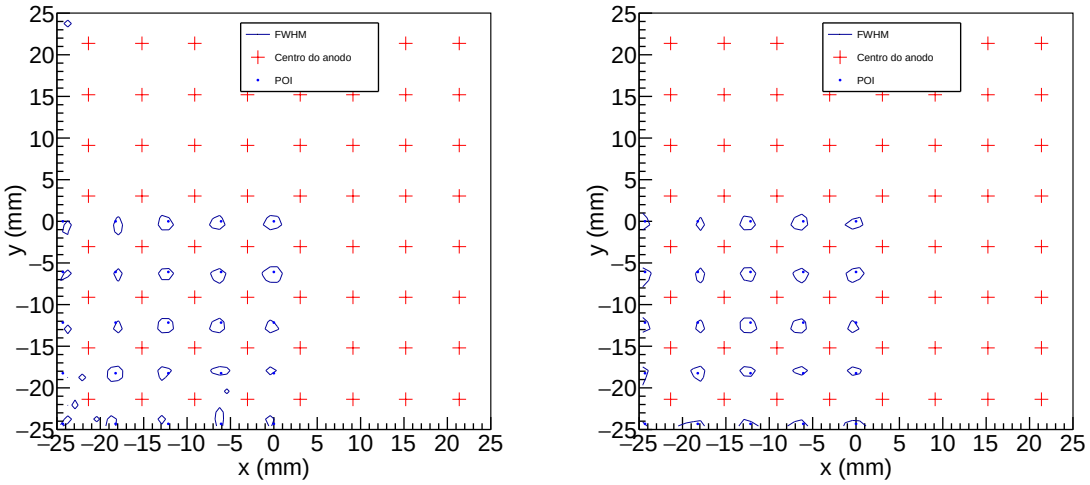
A análise do algoritmo em FPGA do método SBP foi feita utilizando os dados provenientes do módulo detector cMiCE. Para a comparação entre o algoritmo anterior e o aperfeiçoado neste trabalho, a equação foi balanceada e um bit foi adicionado para o armazenamento da informação do sinal em ambos os algoritmos.

A Figura 33 mostra as curvas de contorno dos valores de FWHM no plano x-y para o método 3D SBP, onde (a) é referente ao algoritmo anterior (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011) e (b) ao desse trabalho. Os pontos pretos representam a POI e os marcadores vermelhos representam o centro de cada elemento de PMT.

Pode-se perceber diferença entre os gráficos de contorno referentes aos algoritmos anterior e deste trabalho, especialmente nas bordas, onde fica explícito haver inconsistências na execução do algoritmo. Outra inconsistência no código fica exposta com a presença de um contorno próximo ao ponto (-25, 25) do gráfico 33a.

As curvas de contorno, referente ao resultado deste trabalho, apresentam melhor precisão na região central do detector do que nas regiões periféricas, e melhor exatidão nas regiões das bordas e vértices em comparação a lógica Anger (ANGER, 1958; ANGER; ROSENTHAL, 1959; KNOLL, 2000). Geralmente, a estimativa de posição por métodos baseados na lógica Anger apresentam um comportamento não linear significante próximo às bordas e vértices.

A Tabela 11 lista os valores de desvio padrão e $\overline{bias}$ para a POI nas coordenadas x,



(a) Algoritmo anterior

(b) Este trabalho

Figura 33 – Gráficos de contorno FWHM considerando os algoritmos desenvolvidos anteriormente (a) e neste trabalho (b).

y e z. Três diferentes regiões do bloco cristal cintilador, definidas na seção 3.4.1, foram analisadas separadamente: central, bordas e vértices. O valor entre parêntesis representa o erro de cada medida apresentada.

Tabela 11 – Valores de desvio padrão e $\overline{bias}$ das coordenadas X, Y e Z para diferentes regiões do cristal.

Regiões	Método	σ_x (mm)	σ_y (mm)	σ_z (mm)	$\overline{bias_x}$ (mm)	$\overline{bias_y}$ (mm)	$\overline{bias_z}$ (mm)
Todas	Anterior	2,52(1)	5,78(3)	2,28(1)	0,56(10)	1,18(42)	1,18(17)
	Este trabalho	1,43(1)1	1,22 (1)	1,62(1)	0,30(2)	0,32(2)	0,67(8)
Central	Anterior	1,36(1)	1,16(1)	1,15(1)	0,24(2)	0,26(2)	0,31(3)
	Este trabalho	1,39(1)	1,11(1)	1,16(1)	0,20(1)	0,22(1)	0,32(3)
Bordas	Anterior	4,21(3)	6,96(4)	2,30(2)	0,92(19)	1,44(13)	1,77(25)
	Este trabalho	1,44(2)	1,39(2)	2,09(2)	0,46(4)	0,48(4)	1,19(15)
Vértice	Anterior	7,34(6)	11,20(9)	1,93(2)	1,54(56)	3,40(1,46)	0,94(13)
	Este trabalho	1,86(6)	1,41(5)	3,10(10)	0,52(4)	0,58(5)	2,21(82)

Os valores de desvio padrão dos resultados deste trabalho variam, considerando as regiões central, bordas e vértices, separadamente, de 1,39 mm a 1,86 mm, de 1,11 mm a 1,41 mm de 1,16 mm a 3,10 mm para x, y e z, respectivamente. Os valores de $\overline{bias}$ para o plano x-y variam de 0,20 mm na região central a 0,58 mm nos vértices e para z há uma variação de 0,32 mm na região central para 2,21 mm na região de vértice do cristal.

Os resultados de desvio padrão referentes ao algoritmo anterior variam de 1,36 mm a 7,34 mm, de 1,16 mm a 11,20 mm, 1,15 mm a 2,30 mm para x, y e z, respectivamente. Os valores de $\overline{bias}$ para o plano x-y variam de 0,24 mm na região central a 3,40 mm na região de vértice. Para os valores referentes à coordenada z, os valores de $\overline{bias}$ variam de 0,31 mm a 1,77 mm. A análise de z foi realizada usando a informação baseada nos parâmetros do melhor ajuste de Lorentz.

Os valores de desvio padrão no plano x-y para o algoritmo anterior do 3D SBP mostram valores significativamente maiores aos valores encontrados para o algoritmo deste trabalho nas regiões da borda e vértice. Essa discrepância está relacionada com o fato de 8 pontos nas bordas e vértices não serem utilizados na estimativa, além do problema de definição limítrofe nas bordas do cristal cintilador, especialmente para os valores na coordenada y, onde fica evidente a inconsistência ao ser observado um contorno no ponto (-25, 25) no gráfico de contorno, Figura 33a, contribuindo com a assimetria entre as coordenadas x e y. Isto acontece durante as buscas refinadas 5×5 e/ou 7×7, quando a melhor solução fornecida pelo estágio 5 está localizada a menos de 2 e/ou 3 pontos, respectivamente, do limite da LUT. Os valores na região central não apresentam discrepância significativa entre os valores das duas implementações de 3D SBP quando comparado às regiões de borda e vértice.

Os valores de σ e $\overline{bias}$ mostram uma tendência em aumentar da região central ao vértice. Este comportamento é esperado devido aos efeitos de borda, como foi mencionado anteriormente. Na região do vértice, este efeito torna-se mais aparente, pois é influenciado por ambas as superfícies laterais.

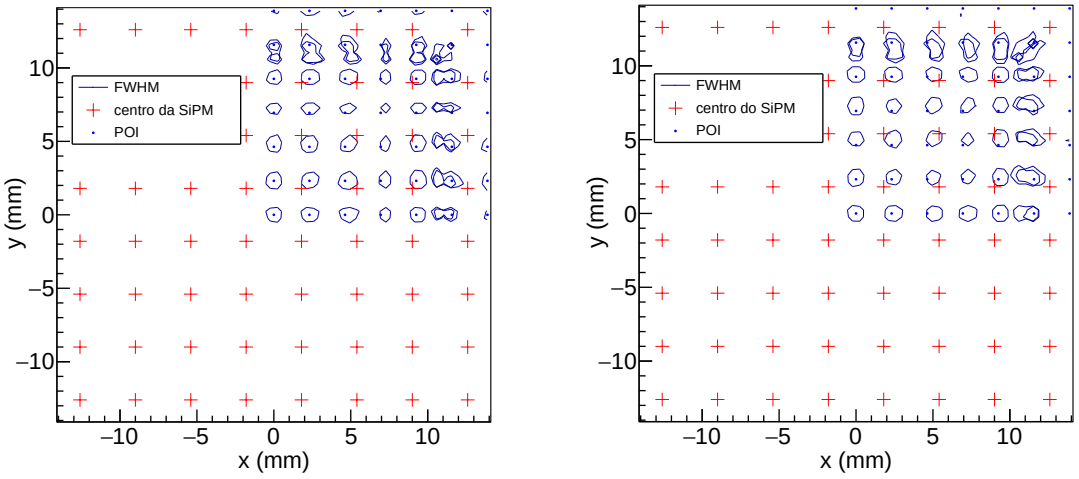
4.1.2 Método TMBP

PET simulado

Para a validação do funcionamento do algoritmo em FPGA, foram utilizados os dados simulados pelo código Monte Carlo Gate (JAN et al., 2004), conforme exposto na seção 3.2. Foram comparados os resultados de resolução espacial do algoritmo da estimativa inicial e do método completo TMBP em FPGA e utilizando um código em linguagem estruturada de alto nível do *software* de análise de dados ROOT (BRUN; RADEMAKERS, 1997). Os dados considerados para a análise foram convertidos em números inteiros. Nesta análise, os dados com valores negativos provenientes da simulação

foram considerados nulos e o mesmo número de eventos foram analisados para cada posição de referência no plano x-y.

Os gráficos de contorno da estimativa inicial (EI) podem ser analisados na Figura 34, onde são mostradas as curvas de contorno referentes ao algoritmo em FPGA e em linguagem estruturada.



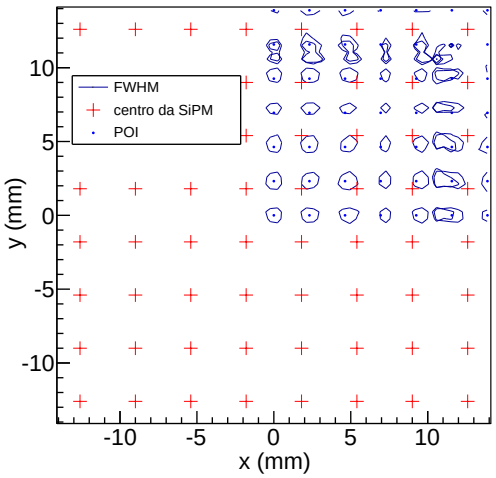
(a) FPGA (b) Linguagem estruturada

Figura 34 – Gráficos de contorno do FWHM referentes ao método de estimativa inicial para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA

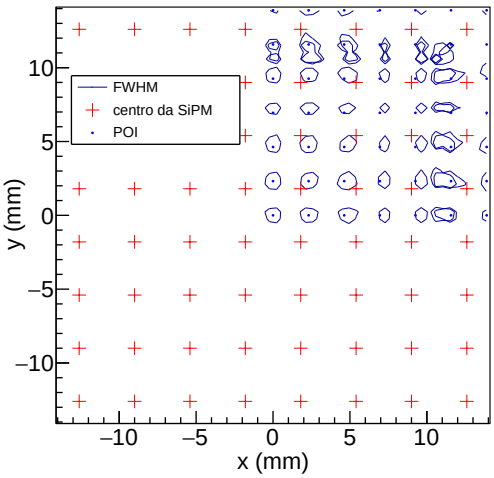
É possível notar uma tendência de deslocamento para a região central a partir das bordas do cristal. Esse tipo de distorção é inerente ao método e possui a mesma origem da lógica Anger, mas com efeitos reduzidos por causa do uso da média truncada com remoção de *outliers* em vez da média ponderada (BONIFACIO, 2011). O comportamento do algoritmo implementado no FPGA é similar ao do algoritmo em linguagem estruturada na região central do cristal, porém há diferenças nas bordas e, principalmente, na região do vértice. Essa diferença pode ser atribuída ao fato do algoritmo em FPGA para EI utilizar pontos fixos e a referência adotada como o centro de cada elemento da matriz fotodetectora tem uma aproximação mais deslocada para a borda que os valores reais utilizados no algoritmo em linguagem estruturada.

A Figura 35 mostra os gráficos de contorno dos valores de FWHM obtidos a partir do algoritmo completo do método TMBP, considerando a configuração com 7 e 14 intervalos em profundidade. As figuras 35a e 35b são referentes aos algoritmos em FPGA com 7 e 14 profundidades, respectivamente, e a Figura 35c é referente a linguagem estruturada.

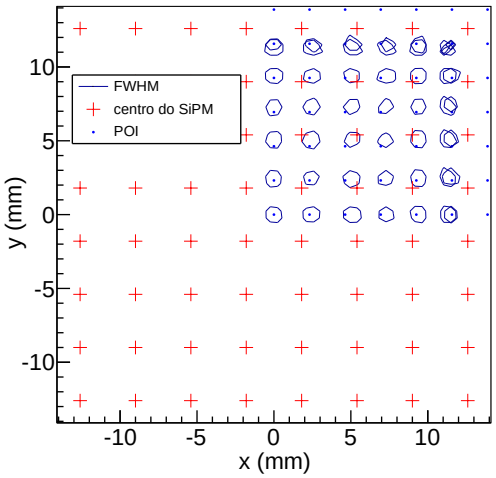
São verificadas mudanças nos gráficos de contorno nas bordas e vértice. Os gráficos de contorno para o algoritmo em FPGA apresenta, qualitativamente, maior exatidão que o algoritmo em linguagem estruturada para as posições nas bordas já percebida nos gráficos



(a) FPGA - 7 profundidades



(b) FPGA - 14 profundidades

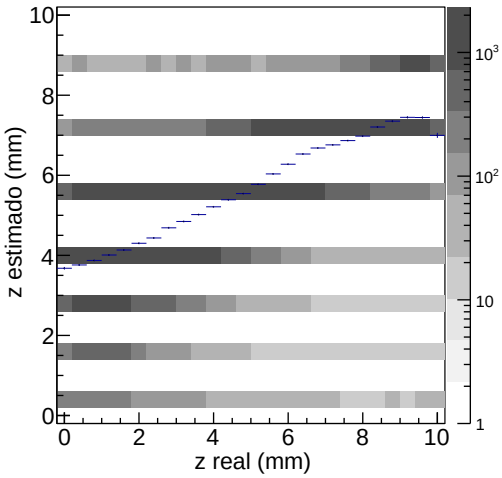


(c) Linguagem Estruturada

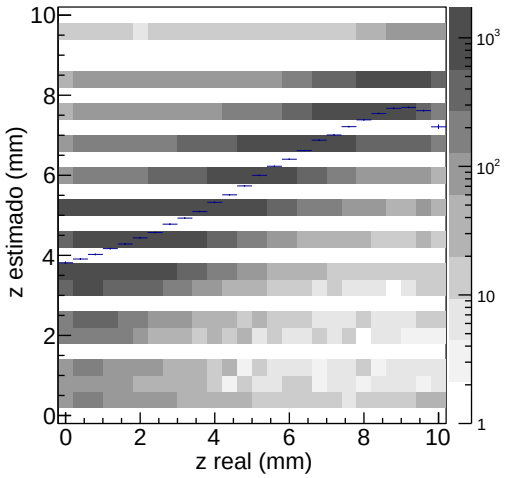
Figura 35 – Gráficos de contorno do FWHM referentes ao método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades

de contorno da estimativa inicial, porém ainda apresentam uma tendência de deslocamento para o centro. Há ainda diferenças entre os gráficos de contorno dos resultados em FPGA considerando as diferentes abordagens nas regiões de borda e vértice. Isto pode ser esperado, uma vez que os níveis de profundidade considerados no estágio 2 são distintos, alterando o resultado de maximização no estágio 3, onde são feitas as buscas em x e y.

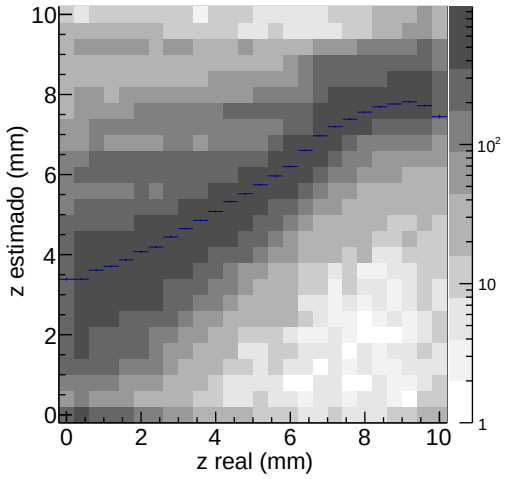
As figuras 36, 37, 38 e 39 apresentam as distribuições da DOI, estimada em função da posição z de referência usando o método ML, ou seja, o TMBP completo. As distribuições (a), (b) e (c) são referentes às configurações com 7 e 14 níveis de profundidade e os resultados do algoritmo em linguagem estruturada, respectivamente. A escala de intensidade de cinza indica a frequência de ocorrência dos eventos registrados e as cruzes indicam o valor médio de z calculado para cada z de referência.



(a) FPGA 7 profundidades - Todas



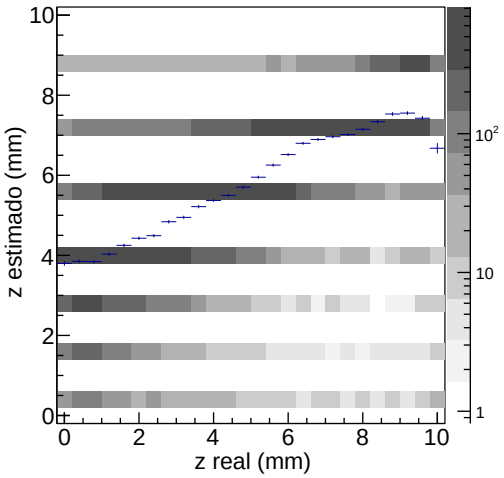
(b) FPGA 14 profundidades - Todas



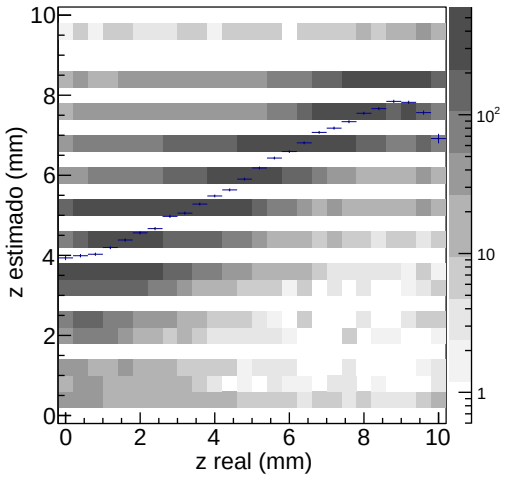
(c) Linguagem estruturada - Todas

Figura 36 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando todas as regiões do cristal

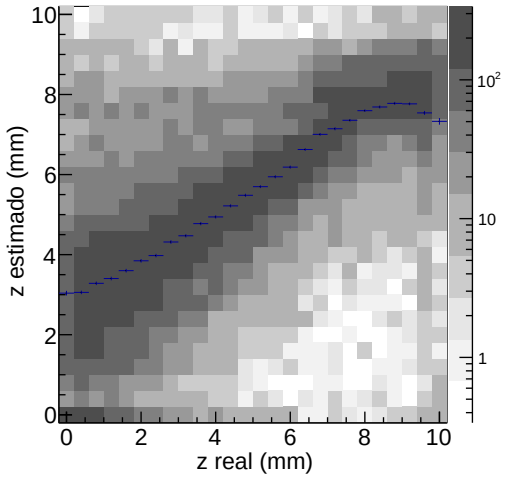
Pode-se perceber uma concentração de valores estimados na origem do gráfico da DOI para o algoritmo em linguagem estruturada, o qual não é observado no algoritmo FPGA. Isto ocorre, pois, em linguagem estruturada, o algoritmo utilizado para o ajuste, o pacote Fumili do *software* de análise ROOT (BRUN; RADEMAKERS, 1997), às vezes, não converge considerando as condições impostas pelo método, resultando em uma concentração no valor inicial pré-determinado, no caso o valor zero (BONIFACIO, 2011). No algoritmo implementado no FPGA, todas as possíveis profundidades são analisadas, pois tais condições já são consideradas na criação da tabela de referência.



(a) FPGA 7 profundidades - Centro



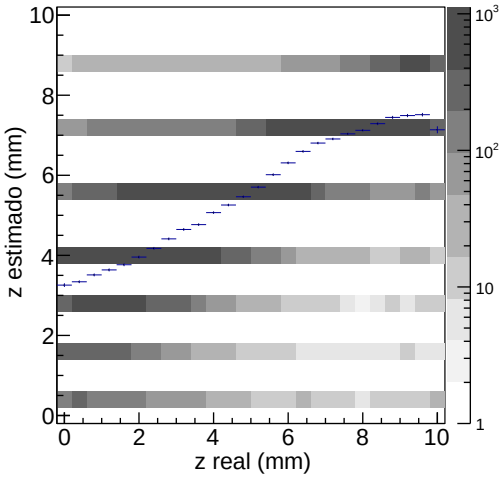
(b) FPGA 14 profundidades - Centro



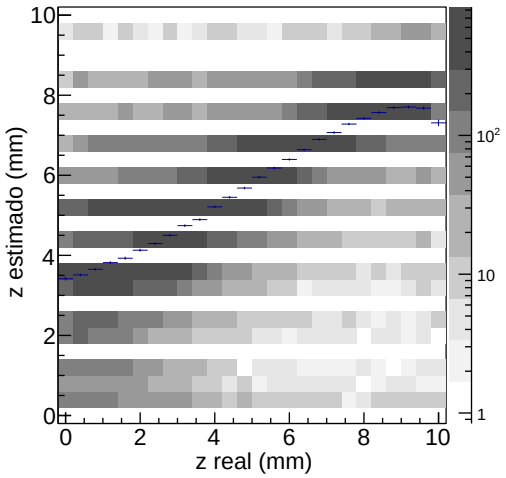
(c) Linguagem estruturada - Centro

Figura 37 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando a região central do cristal

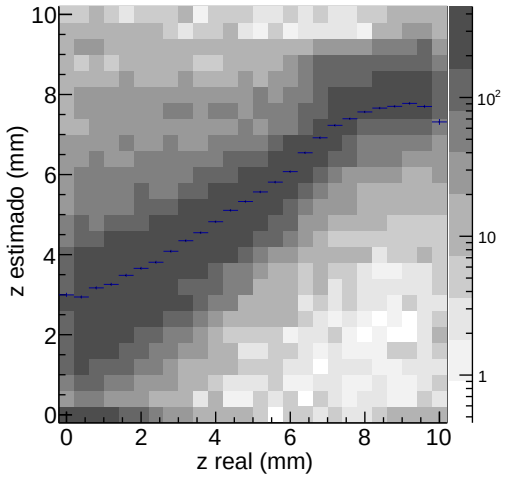
Analisando as diferentes regiões do cristal, há uma não-linearidade nas regiões de extremidade, como acontece com o algoritmo em linguagem estruturada, porém levemente mais acentuada nas regiões de centro e borda do cristal entre 0 e 4 mm de profundidade, devido à granularidade dos valores de profundidade utilizados na criação da tabela de referência. Apesar da região de vértice apresentar maior distorção na linearidade para ambos os algoritmos, o algoritmo em FPGA apresenta melhor estimativa entre 0 e 4 mm de profundidade. A estimativa nas profundidades entre 6 e 10 mm é subestimada para ambos os algoritmos, de forma bastante similar. Essas distorções são intrínsecas do método, devido às aproximações feitas para simplificar o modelo, conforme exposto no trabalho de Bonifácio (BONIFACIO, 2011).



(a) FPGA 7 profundidades - Borda



(b) FPGA 14 profundidades - Borda

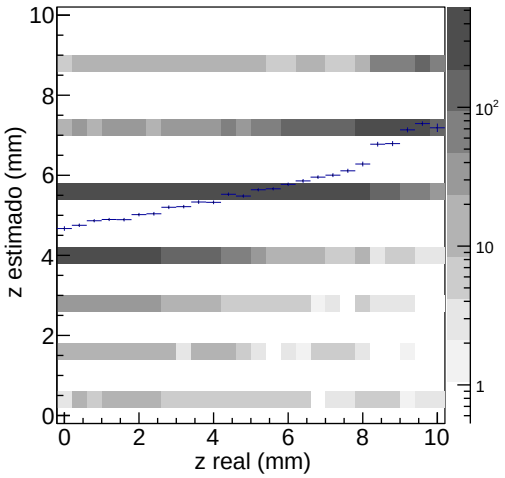


(c) Linguagem estruturada - Borda

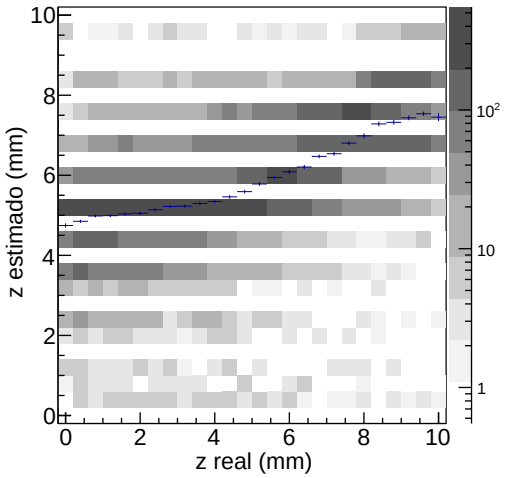
Figura 38 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando a região de borda do cristal

A Tabela 12 lista os valores de $\overline{bias}$ e o desvio padrão para as coordenadas x e y. Três diferentes regiões do bloco cristal cintilador foram analisadas separadamente: central, bordas e vértices. As regiões foram definidas na seção 3.4.1. Na tabela, o parâmetro M representa o método analisado e Nz o número de níveis de profundidade das diferentes abordagens do método.

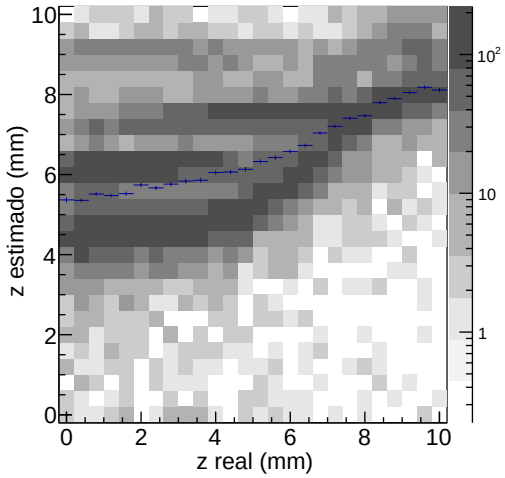
Não há variação acima de um desvio padrão entre os métodos de EI, a primeira etapa do método TMBP, e a estimativa feita utilizando o método de ML, exceto na região de vértice, tanto considerando o algoritmo em linguagem estruturada quanto em FPGA. Entretanto, utilizando o método TMBP completo, é adicionada a informação da profundidade de interação, a qual é importante para a redução do efeito de paralaxe. A determinação da coordenada z tem uma dispersão que varia de 2,42(1) à 2,73(2) mm da



(a) FPGA 7 profundidades - Vértice



(b) FPGA 14 profundidades - Vértice



(c) Linguagem estruturada - Vértice

Figura 39 – Gráficos da relação entra a DOI estimada e a DOI de referência do método TMBP para linguagem estruturada e algoritmo em FPGA com as configurações de 7 e 14 profundidades considerando a região de vértice do cristal

região central para a região de vértice, considerando o algoritmo em FPGA e uma variação de 2,27(2) à 3,12(3) mm para a o código utilizando linguagem estruturada;

Apesar do uso de ponto fixo no algoritmo em FPGA, ao contrário do algoritmo em linguagem estruturada, que usa ponto flutuante e das posições de centro de cada elemento da SiPM serem definidas em referência ao endereço da LUT utilizada nos estágio que sucedem a EI, não há degradação na estimativa da POI pelo algoritmo em FPGA em relação ao algoritmo em linguagem estruturada.

Tabela 12 – Valores de desvio padrão das coordenadas X e Y para diferentes regiões do cristal utilizando o método de estimativa inicial e o método TMBP completo utilizando a função de ML para dados simulados utilizando o algoritmo implementado no FPGA e algoritmo em linguagem estruturada. O parâmetro M representa o método analisado e Nz o número de níveis de profundidade das diferentes abordagens do método.

Região	M	Lógica	Nz em Z	σ_x (mm)	σ_y (mm)	σ_z (mm)	$\overline{bias}_x$ (mm)	$\overline{bias}_y$ (mm)	$\overline{bias}_z$ (mm)
Todas	EI	FPGA		2,00(1)	1,98(1)	-	0,46(10)	0,45(10)	-
		C++		2,14(1)	2,11(1)	-	0,51(10)	0,52(10)	-
	ML	FPGA	7	1,99(1)	1,98(1)	2,39(1)	0,43(9)	0,46(10)	1,50(21)
			14	1,99(1)	1,98(1)	2,40(1)	0,44(9)	0,45(10)	1,54(23)
		C++		2,10(1)	2,08(1)	2,39(1)	0,45(8)	0,44(9)	1,35(20)
Central	EI	FPGA		2,09(1)	2.06(1)	-	0,12(2)	0,10(2)	-
		C++		2,21(1)	2,19(1)	-	0,20(3)	0,22(3)	-
	ML	FPGA	7	2,09(1)	2,06(1)	2,42(1)	0,12(2)	0,10(2)	1,57(30)
			14	2,09(1)	2,05(2)	2,45(1)	0,12(2)	0,10(2)	1,62(31)
		C++		2,19(2)	2,19(2)	2,27(2)	0,21(4)	0,20(3)	1,28 (24)
Bordas	EI	FPGA		1,97(1)	1,95(1)	-	0,53(15)	0,53(15)	-
		C++		2,12(1)	2,10(1)	-	0,59(15)	0,59(15)	-
	ML	FPGA	7	1,96(1)	1,96(1)	2,22(1)	0,50(14)	0,53(15)	1,34(25)
			14	1,97(1)	1,95(1)	2,25(1)	0,50(14)	0,53(15)	1,41(27)
		C++		2,10(1)	2,03(1)	2,14(1)	0,51(13)	0,49(13)	1,13(21)
Vértice	EI	FPGA		1,92(1)	1,93(1)	-	0,86 (28)	0,87 (29)	-
		C++		2,02(2)	1,97(1)	-	0,87(29)	0,88(29)	-
	ML	FPGA	7	1,87(1)	1,92(1)	2,73(2)	0,82(27)	0,88(28)	1,87(36)
			14	1,88(1)	1,91(1)	2,69(2)	0,83(26)	0,87(28)	1,79(34)
		C++		1,92(2)	2,03(2)	3,12(3)	0,71(26)	0,72(28)	2,06(40)

Os valores de $\overline{bias}$ sofrem um aumento nas regiões de borda e vértice considerando todos os algoritmos e configurações analisadas. Os valores de $\overline{bias}$ para o método implementado no FPGA no plano x-y, variam de 0,10(2) à 0,88(28) mm da região central ao vértice, para ambas configurações. Os valores de $\overline{bias_z}$ variam entre 1,57(30) à 1,87(36)mm. Essa tendência crescente de deslocamento para o centro nas regiões de borda e vértice, já observada na estimativa inicial, é esperada devido ao efeito de múltiplas reflexões nas superfícies laterais do cristal. Tais reflexões contribuem para perda de informação da posição de interação do fóton gama no interior do cristal e é chamado de "efeito de borda". Não há diferença significativa entre as configurações de 7 e 14 intervalos de profundidade implementadas no FPGA.

Uma análise apurada entre os algoritmos em linguagem estruturada e em FPGA pode ser feita através dos gráficos de comparação entre as discrepâncias considerando cada coordenada de referência no plano x-y, que podem ser visualmente localizada nos gráficos de contorno, Figura 35.

Para que uma medida esteja dentro do nível de aceitação considerando seu valor de referência, assim como o acordo entre duas medidas, a discrepância entre elas deve ser menor que, pelo menos, duas vezes o valor do desvio padrão da média da estimativa (SANTORO et al., 2008). Os valores de discrepância em relação ao valor de referência, considerando a estimativa inicial (EI) são mostrados nas Figuras 40, 41. Os valores representados nos gráficos com um quadrado são provenientes do algoritmo em FPGA, assim como os representados com um círculo preenchido são provenientes do algoritmo em linguagem estruturada. O gráfico inferior a cada distribuição mostra a discrepância entre as medidas provenientes de cada algoritmo (FPGA e linguagem estruturada). Para visualização direta da análise, as barras de erros representam o dobro do valor do desvio padrão da média de cada estimativa. No caso do gráfico inferior, a barra representa o dobro do desvio padrão da média propagado, considerando o desvio padrão da média das medidas provenientes do algoritmo em FPGA e em linguagem estruturada.

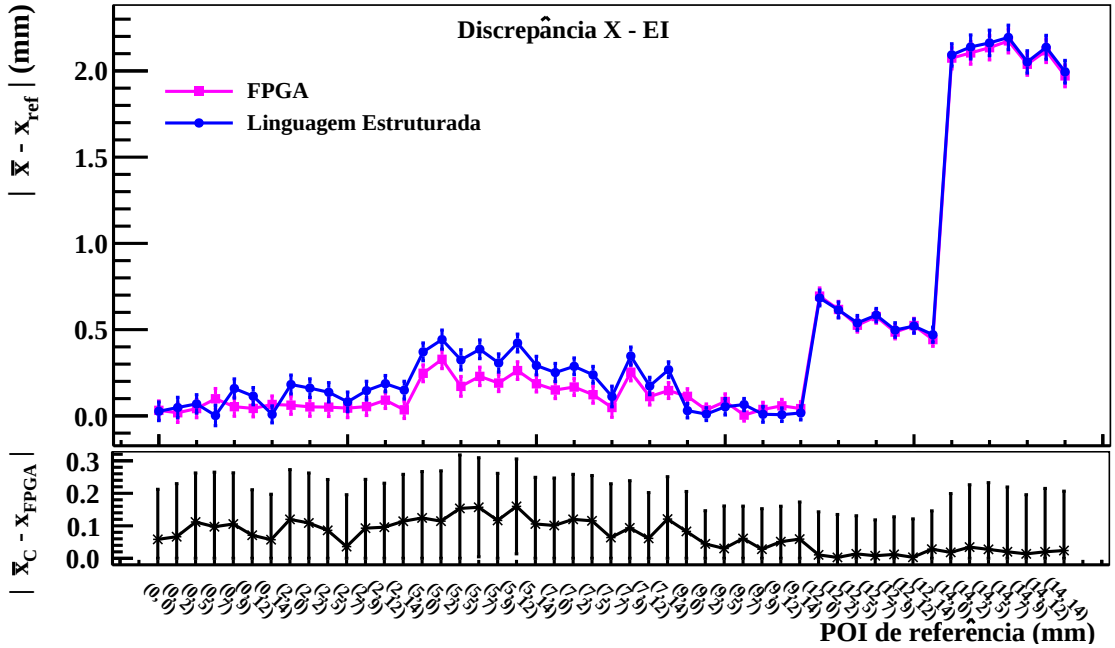


Figura 40 – Valores de discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores de determinados pelo algoritmo implementado no FPGA e linguagem estruturada

A mesma análise foi realizada para os resultados provenientes do método TMBP completo (ML), e são mostradas nas Figuras 42, 43, 44 e 45, considerando as duas configurações abordadas, respectivamente.

As distribuições das discrepâncias demonstram que há diferença acima de duas vezes o erro da média entre os valores de referência e os valores estimados, nos pontos posicionados até aproximadamente 3 mm da superfície lateral do cristal, o que enfatiza a contribuição do efeito de borda intrínseco ao método como já mencionado.

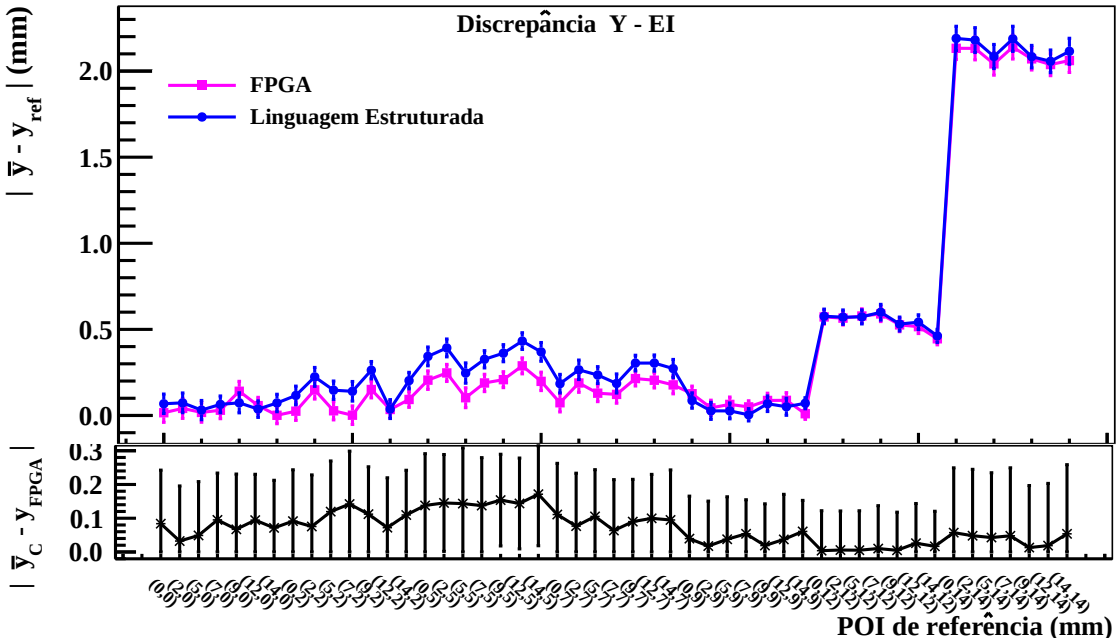


Figura 41 – Valores de discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores de determinados pelo algoritmo implementado no FPGA e linguagem estruturada

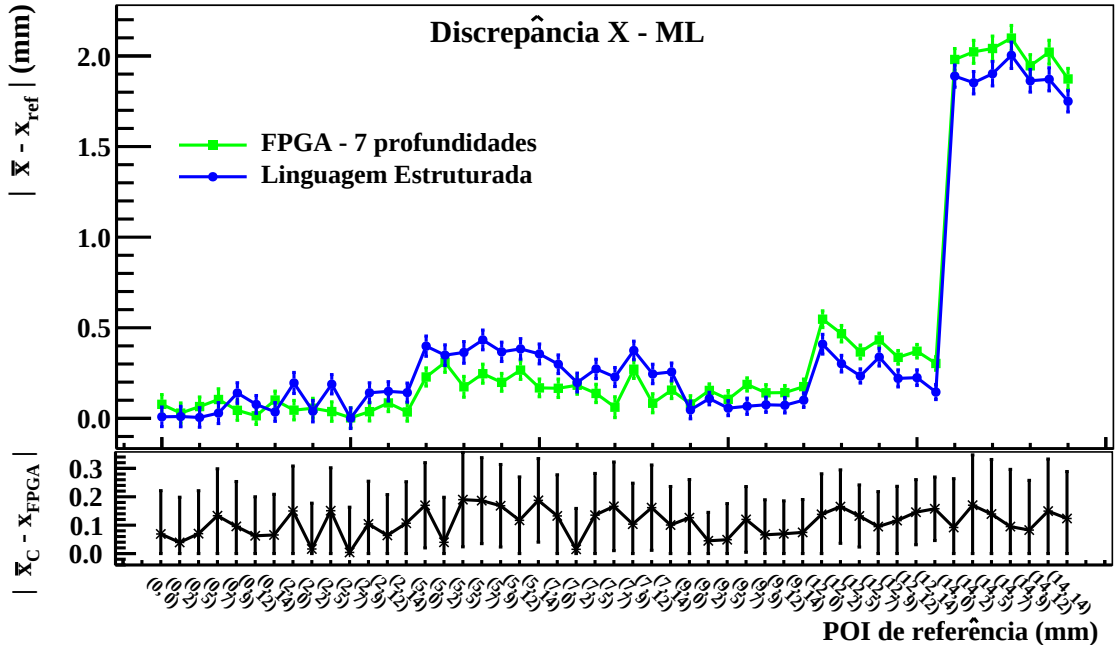


Figura 42 – Valores de discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores de determinados pelo algoritmo implementado no FPGA com configuração de 7 profundidades e linguagem estruturada

O algoritmo em FPGA analisa apenas as posições da LUT a uma distância de aproximadamente 3 mm do ponto estimado no estágio de EI, diferente do algoritmo em linguagem estruturada, que não possui a mesma limitação. Com isso, os valores estimados

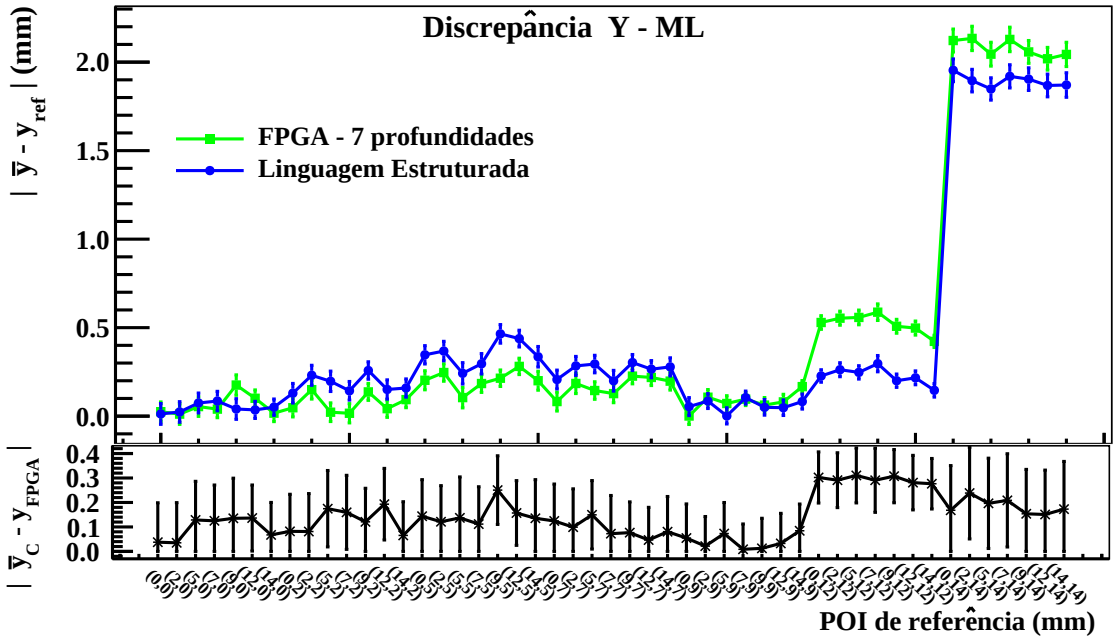


Figura 43 – Valores de discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores de determinados pelo algoritmo implementado no FPGA com configuração de 7 profundidades e linguagem estruturada

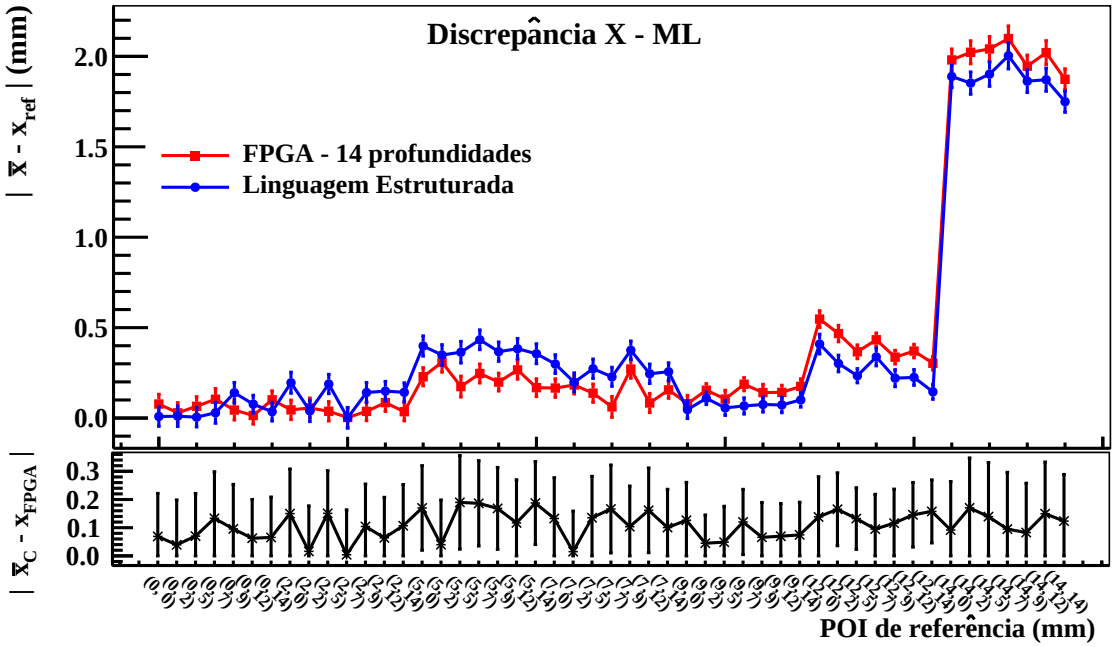


Figura 44 – Valores de discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores de determinados pelo algoritmo implementado no FPGA com configuração de 14 profundidades e linguagem estruturada

da POI proveniente do algoritmo do TMBP completo em FPGA e de linguagem estrutura apresentam maior discrepância entre si nas regiões de borda e vértice quando comparados ao valores da EI.

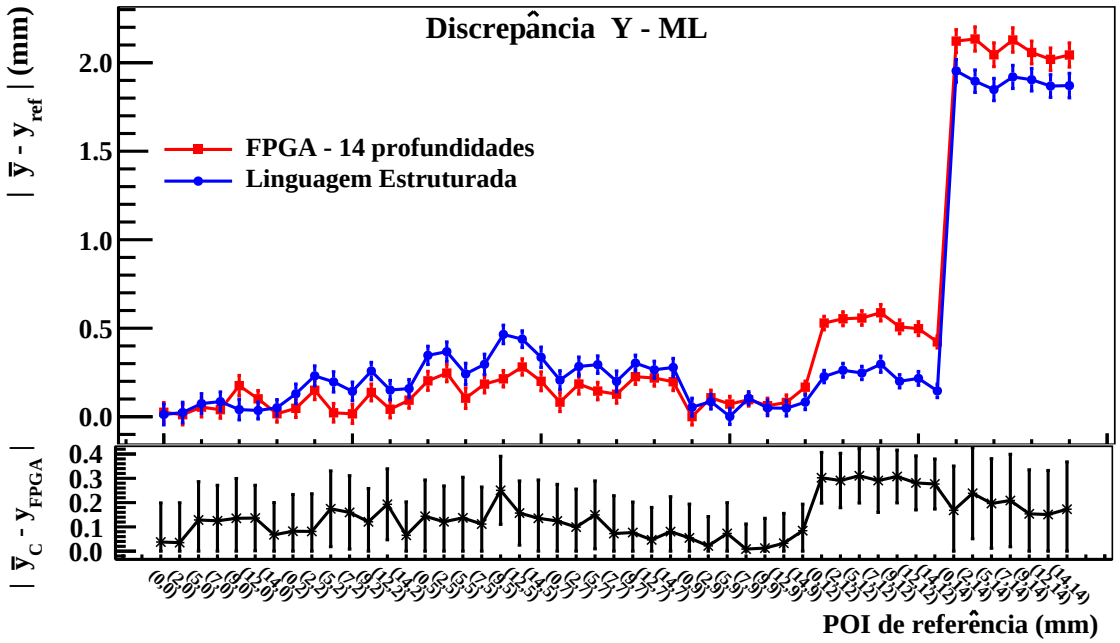


Figura 45 – Valores de discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores de determinados pelo algoritmo implementado no FPGA com configuração de 14 profundidades e linguagem estruturada

A análise da discrepância entre as medidas na coordenada z, ou seja, da DOI, não pode ser feita para cada posição de referência, pois para uma única posição no plano x-y há diversas posições de referência em z, o que dificulta obter o número de eventos suficiente para tal análise. Por isso, as profundidades estimadas pelos algoritmos implementados em linguagem estruturada e no FPGA serão analisadas para todos os valores de referência da profundidade, porém não diferenciando as posições de referência no plano x-y. Na Tabela 13 são mostrados os resultados para a coordenada z. Os valores em parêntesis representam os erros das medidas apresentadas.

Tabela 13 – Valores de discrepância entre as estimativas de profundidade, z provenientes do algoritmo em linguagem estruturada, z_C, e implementado no FPGA, z_{FPGA} em relação ao valor de referência, z_{ref}, assim como entre as mesmas.

z_{ref} (mm)	$\overline{z}_C - z_{ref}$ (mm)	$\overline{z}_{FPGA} - z_{ref}$ (mm) 7 Z's	$\overline{z}_{FPGA} - z_{ref}$ (mm) 14 Z's	$\overline{z}_C - \overline{z}_{FPGA}$ (mm) 7 Z's	$\overline{z}_C - \overline{z}_{FPGA}$ (mm) 14 Z's
0,8	2,70(6)	2,90(4)	3,10(4)	0,22(6)	0,39(7)
1,1	2,30(4)	2,60(3)	2,80(3)	0,31(4)	0,45(5)
1,5	2,10(4)	2,30(3)	2,50(3)	0,26(4)	0,41(5)
1,9	1,90(4)	2,10(3)	2,30(3)	0,23(4)	0,39(5)
2,3	1,60(4)	1,80(3)	2,00(3)	0,23(4)	0,36(5)
2,7	1,40(4)	1,60(3)	1,80(3)	0,23(4)	0,35(5)
3,1	1,10(4)	1,30(3)	1,50(3)	0,24(4)	0,38(5)
3,5	1,00(4)	1,20(3)	1,30(3)	0,23(4)	0,33(5)
3,9	0,78(3)	1,00(3)	1,10(3)	0,22(4)	0,30(5)
4,2	0,66(3)	0,79(3)	0,87(3)	0,13(4)	0,21(5)
4,6	0,52(3)	0,60(3)	0,69(3)	0,08(4)	0,17(4)
5,0	0,34(3)	0,40(3)	0,51(3)	0,03(4)	0,18(4)
5,4	0,11(3)	0,15(3)	0,35(3)	0,01(4)	0,24(4)
5,8	0,04(3)	0,01(2)	0,23(3)	0,02(4)	0,19(4)
6,2	0,16(3)	0,10(2)	0,09(3)	0,04(4)	0,07(4)
6,5	0,34(3)	0,27(2)	0,14(3)	0,07(4)	0,21(4)
6,9	0,35(3)	0,38(2)	0,31(3)	0,05(3)	0,03(4)
7,3	0,33(3)	0,63(2)	0,44(3)	0,29(3)	0,11(4)
7,7	0,44(3)	0,92(2)	0,69(3)	0,47(3)	0,25(4)
8,1	0,67(3)	1,20(2)	0,88(3)	0,54(3)	0,20(4)
8,5	0,88(3)	1,50(3)	1,10(3)	0,58(3)	0,21(4)
8,8	1,10(3)	1,60(3)	1,30(3)	0,49(4)	0,17(4)
9,2	1,40(3)	1,90(3)	1,50(3)	0,41(4)	0,08(4)
9,6	1,80(3)	2,20(3)	1,90(3)	0,37(4)	0,14(4)

Na Tabela 13, pode-se notar que, apesar da maior granularidade dos níveis e profundidade entre 0 e 4 mm, há uma discrepância significativa nos valores de referência e os valores estimados em FPGA. Comparando as diferentes abordagens dos algoritmos em FPGA, tem-se que na região entre 0,8 e 5,0 mm, há melhor estimativa na abordagem com 7 níveis de profundidade. Entretanto, na região entre 6,9 e 9,6 mm, a abordagem com 14 níveis profundidade apresenta melhor precisão. Apesar de maior granularidade na

abordagem com 14 níveis de profundidade, não houve uma melhora no efeito intrínseco do método em superestimar os valores de z na região entre 0 e 4 mm quando comparado à abordagem com 7 níveis de profundidade. O fato da abordagem de 14 níveis ter mais possibilidades em níveis acima de 4 mm, em relação à abordagem de 7 níveis, pode fazer com que haja maior tendência de superestimar os valores de z na região inferior do cristal. O contrário acontece na região superior do cristal, ou seja, entre 6,9 e 10 mm. Apesar deste efeito, não há diferença significativa quando comparamos os valores de desvio padrão e $bias$ de ambas as abordagens. O algoritmo em FPGA apresenta valores de desvio padrão e $\overline{bias}$ na estimativa da posição de interação aplicáveis a sistemas PET.

Neste trabalho, não foram analisadas configurações com o número de níveis de profundidade acima de 14, pois quanto maior forem as posições a serem testadas para o ajuste, menor será a taxa de eventos analisados por segundo e maior será a memória exigida para o algoritmo do método no FPGA, diminuindo o desempenho computacional do algoritmo implementado, e aumentando o custo do projeto.

Como não houve diferença significativa na resolução espacial entre as duas abordagens implementadas em FPGA, o critério de escolha é feito a partir da exigência de memória para cada abordagem. Assim, o método TMBP com configuração de 7 níveis de profundidade é o mais apropriado para uso, visto que tem uma exigência de memória 29,5% menor que a configuração com 14 níveis de profundidade.

Dados experimentais: cMice

Na validação do algoritmo de determinação da posição utilizando dados gerados por simulação de Monte Carlo, é possível ter controle e conhecimento exato do ponto de interação do fóton gama no cristal cintilador. Porém, efeitos reais associados com dados experimentais podem levar à resolução espacial inferior em relação aos dados simulados. Assim, é importante a validação do método utilizando dados experimentais para avaliar seu desempenho em um experimento real.

Seguindo o método de avaliação da resolução espacial descrito nas seções anteriores, o gráfico de contorno do FWHM da estimativa inicial para o plano x-y do método utilizando dados experimentais provenientes do módulo detector cMice, seção3.1, é mostrado na Figura 46.

O gráfico de contorno, Figura 47, ilustra boa precisão na região central do detector, porém pouca exatidão na região de borda e vértice. Este deslocamento é inerente ao método e pode ser visto nos gráficos de contorno com dados simulados, tanto na implementação com linguagem estruturada, quanto em linguagem HDL.

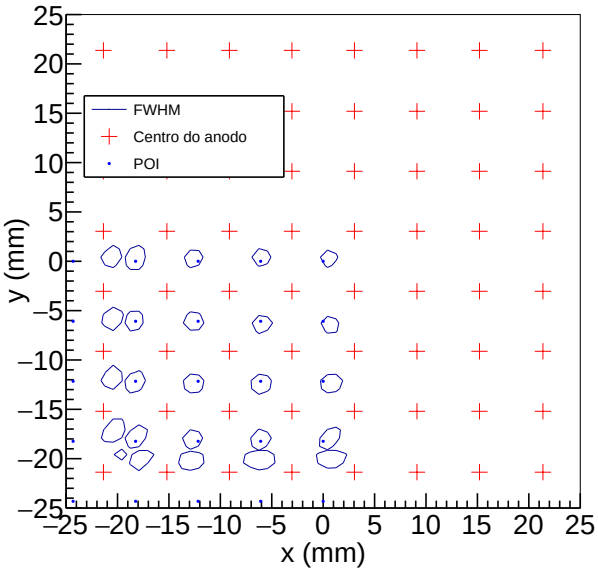
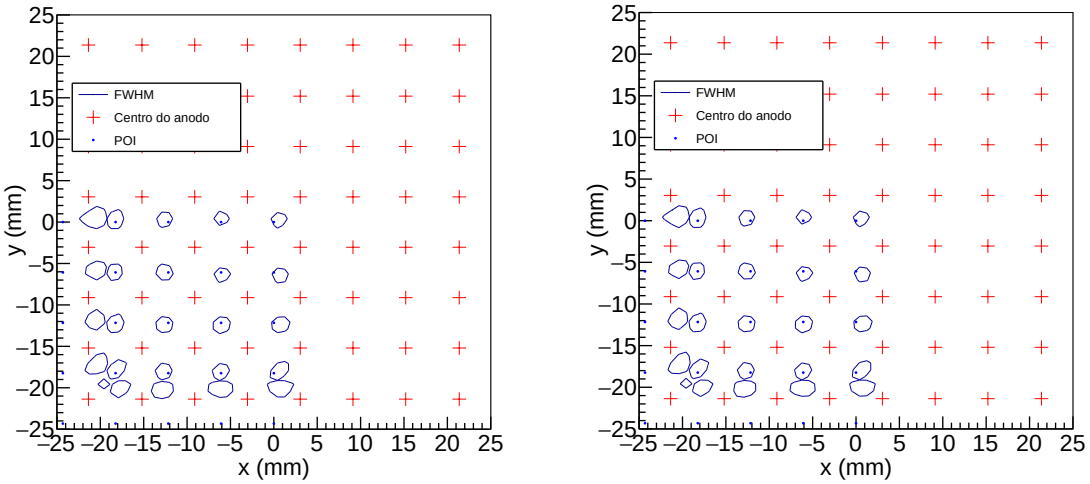


Figura 46 – Gráfico de contorno do FWHM no plano x-y da estimativa inicial do método TMBP para dados experimentais do bloco detector cMice.



(a) ML - 7 profundidades

(b) ML - 14 profundidades

Figura 47 – Gráfico de contorno do FWHM no plano x-y do método completo TMBP para as configurações de 7 e 14 intervalos de profundidades considerando os dados do bloco detector cMiCE.

Analisando os dados quantitativos de desvio padrão e $\overline{bias}$ para diferentes regiões do cristal, mostrados na Tabela 14, pode-se perceber a tendência de deslocamento na distribuição de dados ao notar que o $\overline{bias}$ tem aumento significativo nas regiões próximas às superfícies laterais.

Tabela 14 – Valores de desvio padrão das coordenadas x e y para diferentes regiões do cristal utilizando o método de estimativa inicial para dados experimentais provenientes do cMice, utilizando o algoritmo implementado no FPGA.

Regiões	Método	N. de níveis em Z	σ_x (mm)	σ_y (mm)	σ_z (mm)	$\overline{bias}_x$ (mm)	$\overline{bias}_y$ (mm)	$\overline{bias}_z$ (mm)
Todas	EI		2,01(1)	2.36(1)	-	0,88(6)	0,93(7)	-
	ML	7	2,03(1)	2,27(1)	3,44(1)	0,86(6)	0,90(7)	2,49(8)
		14	2,03(1)	2,28(1)	3,46(1)	0,87(6)	0,90(7)	2,49(8)
Central	EI		1,56(1)	1,78(1)	-	0,38(2)	0,30(2)	-
	ML	7	1,56(1)	1,73(1)	3,55(1)	0,38(2)	0,28(2)	2,48(10)
		14	1,56(1)	1,73(1)	3,65(1)	0,38(2)	0,28(2)	2,59(11)
Bordas	EI		2,37(1)	2,88(1)	-	1,44(13)	1,70(14)	-
	ML	7	2,38(1)	2,75(1)	3,31(1)	1,37(13)	1,62(14)	2,56(13)
		14	2,38(1)	2,75(1)	3,20(1)	1,38(13)	1,63(14)	2,38(13)
Vértice	EI		3,43(4)	3,77(4)	-	3,09 (32)	3,41 (31)	-
	ML	7	3,60(3)	3,75(3)	2,91(3)	3,24(34)	3,42(32)	2,19(41)
		14	3,61(3)	3,76(3)	2,83(2)	3,24(34)	3,43(32)	2,14(36)

Os desvios-padrão variam de 1,56(1) mm a 3,77(4) mm, apresentando maior dispersão no vértice do bloco detector. Apesar das superfícies laterais serem pintadas de preto a fim de diminuir o efeito de borda, ainda há perda de informação da posição de interação nesta região. Os valores de $\overline{bias}$ variam de 0,30(2) mm a 3,43(32) mm, evidenciando a tendência de deslocamento da borda para a região central encontrada no gráfico de contorno de aproximadamente 3,5 mm. Os valores de dispersão para a coordenada de profundidade, z, variam de 2,83(2) à 3,65(1) mm e os valores de $bias_z$ variam de 2,14(36) à 2,59(11) mm. Ambos não apresentam uma diferença significativa entre a região central e a região de vértice.

Para a comparação entre o resultado proveniente do método SBP, seção 4.1.1, e o resultado proveniente do método TMBP para os dados do experimentos cMiCE, é feito o mesmo procedimento para a análise das discrepâncias da seção 4.1.2. As posições de referência para os gráficos de comparação podem ser visualizadas nos gráficos de contorno, Figura 47.

Como o método SBP 3D não possui uma estimativa inicial, apenas os resultados provenientes do método TMBP com a estimativa utilizando a máxima verossimilhança são comparados. As figuras 48, 49, 50 e 51 mostram a discrepância entre os valores estimados e de referência para ambos os métodos considerando o TMBP com as configurações de 7 e 14 níveis de profundidade na coordenada x e y, respectivamente.

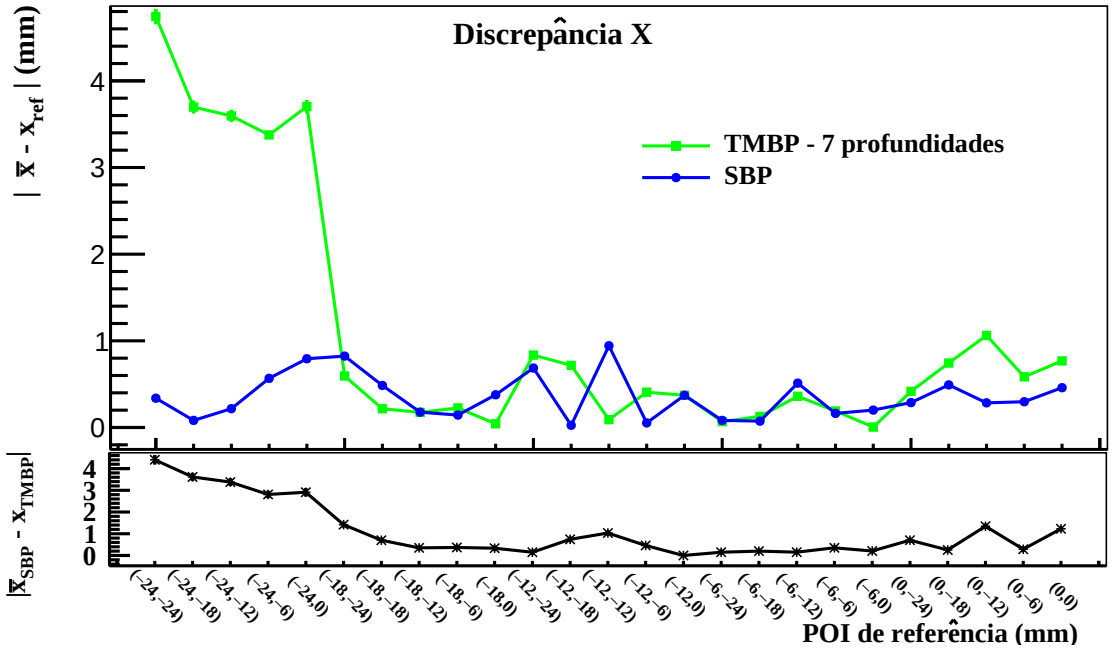


Figura 48 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 7 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA

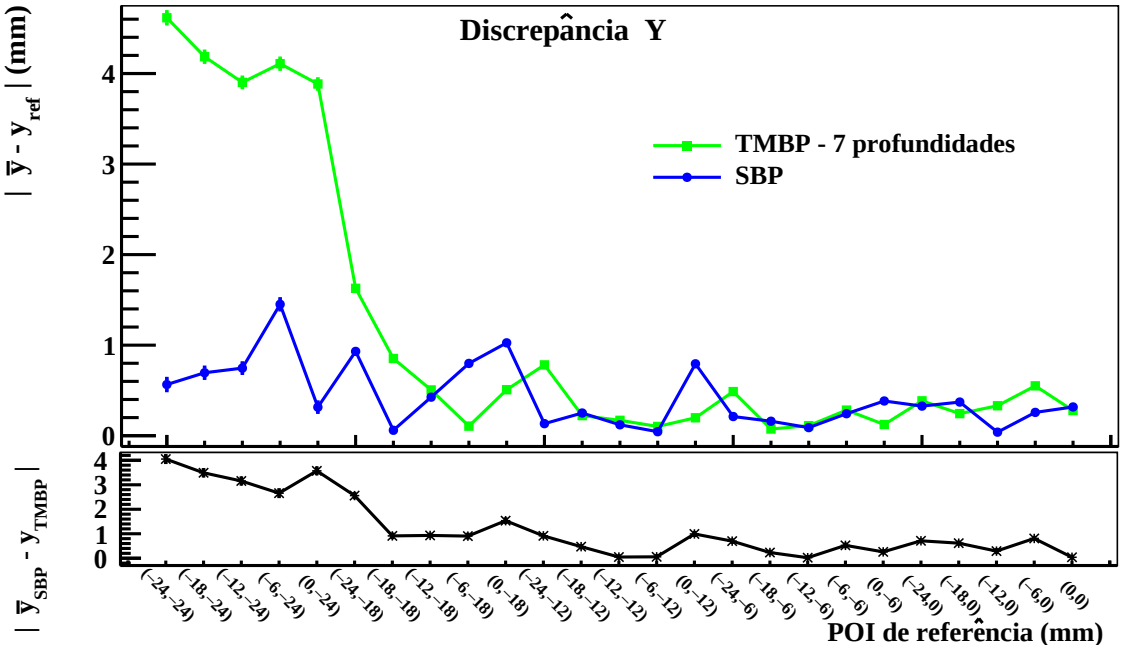


Figura 49 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 7 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA

Há discrepância significativa entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP na região de borda e vértice. O método SBP tem melhor exatidão na estimativa na maioria das posições de referência analisadas. Isso pode ser explicado,

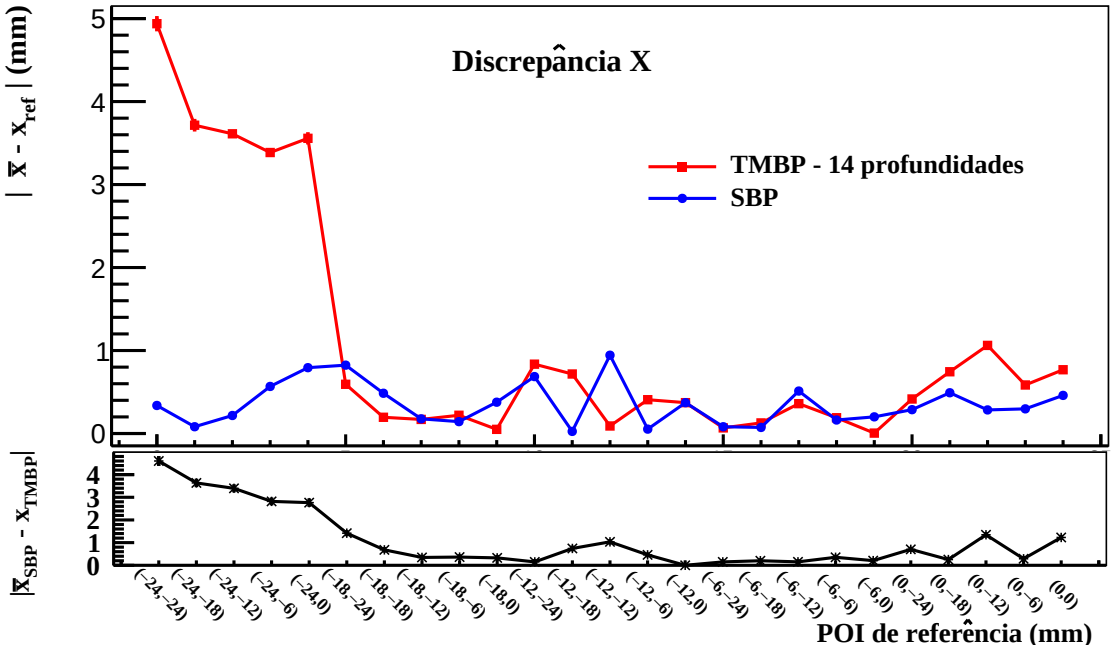


Figura 50 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada x, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 14 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA

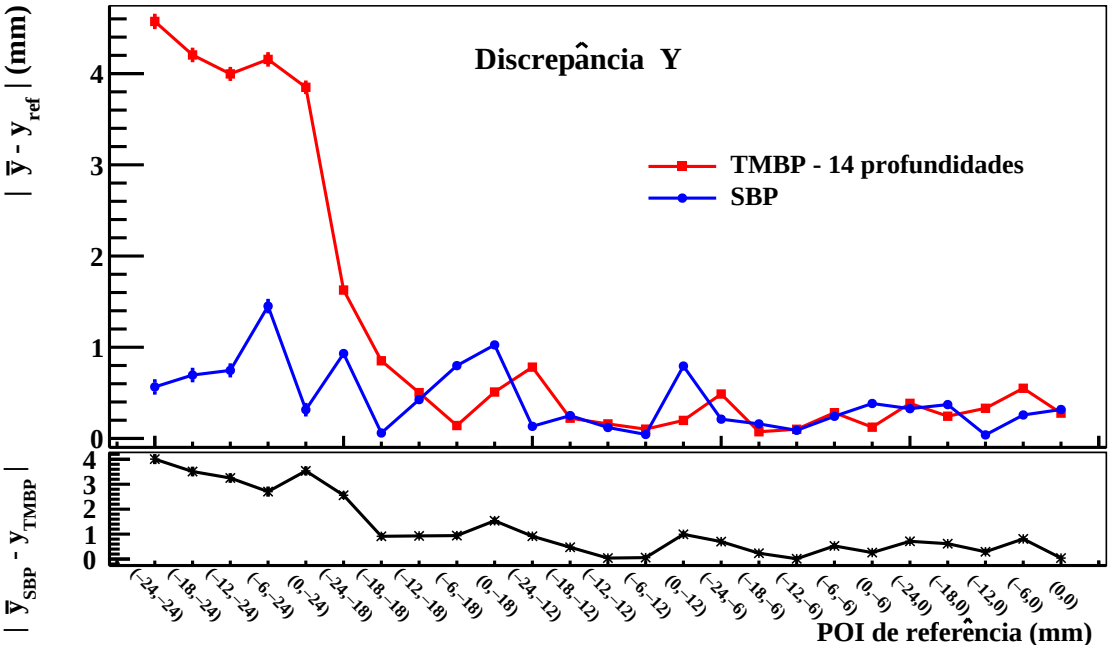


Figura 51 – Discrepância entre os valores estimados e os valores de referência na coordenada y, assim como entre os valores determinados pelo método SBP e o método TMBP com configuração de 14 níveis de profundidade, ambos implementados no FPGA

uma vez que a tabela de referência para o método SBP é criada a partir dos dados de caracterização do módulo detector, diferente do método TMBP que é uma descrição geométrica do módulo, onde nem todos os processos físicos envolvidos são considerados.

Os valores de discrepância para a profundidade são mostrados na Tabela 15. Os valores entre parêntesis na tabela representam os erros das estimativas apresentadas.

Tabela 15 – Valores de discrepância entre as estimativas de profundidade, z provenientes do algoritmo TMBP, z_TMBP, e do algoritmo SBP, z_{SBP} em relação ao valor de referência dos dados do móudlo cMiCE., z_{ref}, assim como entre as mesmas

Região	z_{ref} (mm)	$\lvert\overline{z}_{SBP} - \overline{z}_{ref}\rvert$ (mm)	$\lvert\overline{z}_{TMBP} - \overline{z}_{ref}\rvert$ (mm)		$\lvert\overline{z}_{SBP} - \overline{z}_{TMBP}\rvert$ (mm)	
			7 níveis em Z	14 níveis em Z	7 níveis em Z	14 níveis em Z
Central	0.78	0.25(1)	4.10(4)	4.80(6)	3.90(4)	4.50(4)
	2.5	0.29(1)	2.10(2)	2.70(3)	1.80(3)	2.40(3)
	4.4	0.24(1)	0.19(2)	0.30(2)	0.05(2)	0.54(2)
	6.7	0.48(1)	2.90(3)	2.40(3)	2.50(3)	1.90(3)
Borda	0.78	1.00(2)	3.00(4)	2.90(6)	2.00(4)	1.80(4)
	2.5	0.54(2)	0.86(2)	0.87(2)	1.40(3)	1.40(3)
	4.4	0.95(2)	1.70(2)	1.60(2)	0.73(3)	0.70(3)
	6.7	1.90(3)	4.60(5)	4.30(5)	2.70(6)	2.40(6)
Vértice	0.78	0.15(2)	1.70(6)	2.00(7)	1.60(6)	1.90(7)
	2.5	1.40(5)	0.47(3)	0.39(8)	0.90(6)	0.98(6)
	4.4	3.20(11)	2.80(10)	1.20(5)	0.40(15)	2.10(12)
	6.7	5.40(18)	4.50(15)	4.40(14)	0.84(23)	0.93(23)

Os valores estimados de profundidade pelo algoritmo SBP apresentam melhor exatidão quando comparados em com os valores estimados pelo TMBP. Apesar da abordagem experimental na criação da LUT ser eficaz, ao longo do tempo e uso do sistema PET, o módulo poderá apresentar variações em suas características, por exemplo, no ganho do fotodetector, necessitando uma nova caracterização do do mesmo para a criação de uma nova LUT. Tais variações não afetam a eficiência do método de determinação da POI baseado em um modelo teórico, uma vez que a tabela de referência é criada a partir de um modelo que descreve fisicamente o módulo detector.

4.2 Desempenho Computacional

A taxa de transferência de dados e a latência do sistema são os principais parâmetros de análise do desempenho do algoritmo. A taxa de transferência é definida pela taxa na qual o estágio mais lento é executado no fluxo de busca. A latência é definida como o intervalo de tempo para estimar uma posição de interação de um fóton gama, isto é, o tempo de duração necessário para processar um evento.

4.2.1 Método SBP

Para a atual configuração do algoritmo 3D SBP, existem três possibilidades de busca, como mencionado anteriormente: 3×3, 5×5 e 7×7; cada uma exigindo, respectivamente, 8, 16 e 40 somatórios de 10 soluções de canais por estágio. Cada somatório é finalizado em 3 ciclos de *clock*. Um adicional de 4 ciclos de *clock* é necessário para a transferência dos valores para o próximo estágio. Por exemplo, uma busca de 3×3 processa um evento a cada 244 ciclos de *clock*. A taxa de *clock* utilizada neste trabalho foi de 60 MHz, resultando em uma taxa de transferência de dados de $2{,}45 \cdot 10^5$ eventos por segundo.

Para um sistema de seis estágios, a latência seria seis vezes 244 ciclos de *clock* em uma taxa de 60 MHz,ou aproximadamente 24 μs, considerando a busca 3×3.

A Tabela 16 mostra os valores de taxa de transferência e latência do sistema, considerando todas as possíveis opções de busca no algoritmo 3D SBP.

Tabela 16 – Taxa de transferência e latência do sistema considerando todas as possibilidade de busca do algoritmo 3D SBP.

Busca	Nº pontos	Taxa de transferência 10^3 eventos/segundo	Latência μs
3×3	8	245	24
5×5	16	124	32
7×7	40	50	44

As regiões central, borda e vértice preenchem 64%, 32% e 4% da área total da superfície do cristal, respectivamente, e, considerando um campo homogêneo de radiação, a probabilidade de interação no vértice (i.e. a busca 7×7) do cristal detector é muito menor que na região central e na região da borda. A média ponderada da taxa de evento pelas áreas das regiões é aproximadamente $198 \cdot 10^3$ eventos por segundo.

4.2.2 Método TMBP

O algoritmo do método TMBP possui 3 ou 4 estágios, sendo um deles referente à estimativa inicial e os outros 2 ou 3 estágios sucessivos referentes as buscas em z e no plano x-y. Os estágios de busca são divididos em 2 blocos que são processados em

paralelo. Por isso, o desempenho do sistema é analisada como se um estágio tivesse apenas 1 bloco. Cada bloco exige 7 somatórios de 8 soluções de canais. Cada somatório é finalizado completado em 7 ciclos de *clock*, com um adicional de 5 ciclos de *clock* para a transferência dos valores para o próximo estágio. Assim, um bloco processa um evento a cada 397 ciclos de *clock*, com uma frequência de *clock* de 60MHz. Portanto, a taxa de transferência de dados é de 151 $\cdot 10^3$ eventos por segundo. A taxa de transferência para o estágio da estimativa inicial é de aproximadamente 11 $\cdot 10^6$ eventos por segundo.

A Tabela 17 mostra os valores de taxa de transferência e latência do sistema considerando a estimativa inicial e o método TMBP completo, utilizando o método de máxima verossimilhança, ML. Os desempenhos dos algoritmos em linguagem estruturada e em FPGA são comparadas.

Tabela 17 – Taxa de transferência e latência do algoritmo 2D TMBP.

Método	Algoritmo	Nz	Taxa de transferência 10^3 eventos/segundo	Latência μs
EI	Estruturada		11	91
	FPGA		11000	0,91
ML	Estruturada		0,334	2994
	FPGA	7	151	13,25
		14	151	19,87

A taxa de transferência do algoritmo em linguagem estruturada mostrada na Tabela 17 está associada ao processador Intel Core i7-920, que possui 4 núcleos, processando com uma frequência de 2,67 GHz. Entretanto, somente um dos núcleos dos processador foi usado para medir o desempenho computacional do algoritmo (BONIFACIO, 2011).

O algoritmo em FPGA apresenta uma taxa de transferência 1.000 vezes superior à taxa do algoritmo em linguagem estruturada para a estimativa inicial, e 452 vezes superior considerando todo o método TMBP. Portanto, com o uso da plataforma FPGA obtém-se uma taxa com ordem de grandeza superior à taxa média de eventos processado em um sistema PET dedicado a estudos pré-clínicos moderno, a qual está em torno de 10^4 eventos por segundo (SANCHEZ et al., 2013).

4.3 Recursos utilizados em FPGA

A Tabela 18 apresenta um sumário das especificações utilizadas em cada método no FPGA Stratix III. O método TMBP tem maior exigência de blocos de memória em comparação ao método SBP, uma vez que a busca hierárquica implementada no SBP possibilita o armazenamento de LUT parciais para cada estágio de varredura. Não há diferenças significativas no uso de registradores lógicos dedicados e de blocos DSP de

elementos com 18-bits, quando comparada com a abordagem de 7 níveis de profundidade do TMBP. Há um aumento na exigência de memória e blocos DSP para a abordagem com 14 níveis de profundidade já esperado, uma vez que há um número maior de blocos de varredura. Entretanto, os blocos lógicos restante no Stratix III é suficiente para a implementação de um processador Nios II para a interface do FPGA com o computador, dos blocos de interface entre os ADC e o FPGA, assim como algoritmos de processamento da energia e tempo para sistemas PET.

Tabela 18 – Tabela com o sumário dos recursos utilizados para cada método e configuração na plataforma FPGA Stratix III

Especificações	TMBP		SBP
	7 níveis em Z	14 níveis em Z	
ALUT Combinacional	12374(8%)	13642(9%)	5250(3%)
Memória ALUT	0	0	112 (<1%)
Registradores lógicos dedicados	5859(4%)	6946(4%)	7888(5%)
Lógica utilizada	10%	11%	7%
Blocos de memórias total (bits)	1029888 (11%)	2421760 (25%)	269120(3%)
Blocos DSP de elementos com 18-bits	48 (8%)	64(11%)	48(8%)

4.4 Comparação estendida com outros métodos

A Tabela 19 mostra um resumo de trabalhos prévios utilizando cristais monolíticos e diferentes métodos de estimativa da posição de interação da radiação gama com aplicação para sistemas PET. Os resultados deste trabalho para dados simulados apresentam uma resolução competitiva para o plano x-y comparados com os outros métodos publicados, porém há uma certa degradação na determinação da estimava em profundidade. O método TMBP também sofre degradação em sua resolução espacial quando utiliza os dados experimentais provenientes do módulo cMice e tais justificativas foram discutidas na seção 4.1.2. Os resultados mostrados na Tabela 19 para o método TMBP são referentes à configuração de 7 intervalos de profundidade.

Comparando os resultados do método 3D SBP utilizando os dados experimentais provenientes do módulo cMiCE (JORGE; BONIFACIO; MIYAOKA, 2016) com os resultados dos dados simulados provenientes do trabalho de Johnson-Williams (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011), há diferença entre as resoluções estimadas para cada trabalho e isso pode ser explicado pelo fato de existirem algumas particularidades nas configurações do módulo utilizado. As principais diferenças que podem afetar a resolução são a localização da matriz fotodetectora, a qual para a configuração simulada é na superfície de entrada do fóton de radiação gama no cristal, melhorando a resolução uma vez que a maioria dos eventos ocorrem próxima à superfície de entrada. O material simu-

lado nas outras superfícies do cristal não é mencionado no trabalho de Johnson-Williams (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011), dificultando a comparação com este trabalho (JORGE; BONIFACIO; MIYAOKA, 2016).

Deve ser enfatizado que os resultados na Tabela 19 para o método 3D SBP da implementação prévia, ou seja, do trabalho de Johnson-Williams (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011), não são os apresentados na seção 4.1.1 e foram obtidos a partir de dados simulados.

Outro fator a ser considerado é que as distribuições dos valores estimados para cada método nem sempre representa uma distribuição Gaussiana, assim, os valores de FWHM apresentados devem ser associados à medida de FWTM para melhor análise da resolução. Além disso, as dimensões do módulo detector, assim como de cada pixel da matriz fotodetectora utilizada, influenciam no resultado de resolução espacial de cada método utilizado. Tais valores são apresentados nas notas da Tabela 19.

Apesar da resolução espacial do método TMBP ser inferior a do SBP, é aplicável em sistemas PET atuais por ser superior a lógica Anger, além de fornecer um processamento de dados em tempo real, otimizando o tempo de caracterização dos módulos detectores, pois utiliza um método baseado em informações teóricas, e os recursos de eletrônica e cristal cintilador exigidos para sistema PET.

Tabela 19 – Comparação das resoluções espaciais e desempenhos de módulos PET recentemente publicados

	Método Baseado no tempo[a]	Modelo analítico[b]	3D SBP estatístico[c]	3D SBP estatístico[d]	3D TMBP teórico este trabalho	3D TMBP teórico este trabalho
Fotodetector	4 × 4 DPC	8 × 8 SiPM	16 × 16 MAPD	8 × 8 MAPMT	8 × 8 SiPM	8 × 8 MAPMT
Dimensão de pixel (mm)	3,875 × 3,2	1,45 × 1,45	-	6,08 × 6,08	3,00 × 3,00	6,08 × 6,08
Leitura	-	individual	soma em linha/coluna SES design[e]	soma linha/coluna	soma linha/coluna	soma linha/coluna
feixe (mm FWHM)	-	0,42[f]	-	0,52	-	0,52
envólucro	especular(lados) teflon(top)	branco	-	preto(lados) teflon/espelhado(topo)	teflon	preto(lados) teflon/espelhado(topo)
Método	regressão	não-linear	ML	ML	ML	ML
Implementação	software	software	FPGA	FPGA	FPGA	FPGA
Dados	experimental	experimental	simulado	experimental	simulado	experimental
Cristal (mm^3)	16 × 16 × 10	12 × 12 × 10	49,6 × 49,6 × 15	50 × 50 × 8	28,2 × 28,2 × 10	50 × 50 × 8
Resolution						
x (mm FWHM)	3,07[g]	1,22(5)	1,02	1,71(1)[h]	1,07(6)[i]	1,95(10)[j]
y (mm FWHM)	3,12[g]	1,36(5)	1,02	1,70(1)[h]	1,20(9)[i]	1,96(7)[j]
z (mm FWHM)	2,15[g]	2,19(5)	2,07	1,63(5)[h]	4,97(23)[i]	3,46(37)[j]
Taxa de transferência (Evt/s)	-	126	220.000	198.000	151.000	151.000

[a] (TABACCHINI; BORGHI; SCHAART, 2015)
[b] (ETXEBESTE et al., 2016)
[c] (JOHNSON-WILLIAMS et al., 2011)
[d] (JORGE; BONIFACIO; MIYAOKA, 2016)
[e] Design com o sensor na superfície de entrada da radiação gama;
[f] Diâmetro;
[g] Parâmetro de resolução espacial foi descrito como sigma;
[h] $fwtm_x$ = 3,98(1) mm; $fwtm_y$ = 4,01(1) mm; $fwtm_z$ = 3,23(1) mm;
[i] $fwtm_x$ = 3,03(35) mm; $fwtm_y$ = 2,72(18) mm; $fwtm_z$ = 9,04(16) mm;
[j] $fwtm_x$ = 3,90(15) mm; $fwtm_y$ = 3,94(15) mm; $fwtm_z$ = 6,96(39) mm;

5 Conclusão

Neste trabalho, foram avaliados, em uma plataforma FPGA, métodos de determinação da posição de interação da radiação gama em um bloco detector, formado por um cristal monolítico acoplado a uma matriz fotodetectora, para aplicação em sistemas PET: os métodos SBP e TMBP. O algoritmo do método SBP foi aperfeiçoado a partir do algoritmo desenvolvido anteriormente por Johnson-Williams, 2011. Já o algoritmo do método TMBP foi completamente desenvolvido, testado e avaliado neste trabalho.

O algoritmo SBP 3D foi alterado e aperfeiçoado para se adequar à nova configuração do bloco detector e melhorar sua performance. O uso de memória para o armazenamento das LUT foi significativamente reduzido com a redução do número canais pela metade quando comparado a configuração do bloco detector utilizada anteriormente. Além disso, a nova configuração contém apenas 4 níveis de profundidade (coordenada z) ao invés dos 15 níveis do algoritmo anterior, possibilitando os estágios 5 e 6 de usarem todos os possíveis níveis de profundidade para a estimativa da posição. A memória necessária para armazenar uma LUT completa é aproximadamente 25% menor que na implantação anterior. Considerando todos os estágios, a exigência de memória para a implantação do algoritmo 3D SBP foi reduzida em cerca de 34%. A análise da implantação anterior do algoritmo 3D SBP no FPGA foi feita a partir de dados simulados na placa de desenvolvimento Altera Stratix II. Esse trabalho estendeu a análise do algoritmo aperfeiçoado para dados experimentalmente coletados usando a eletrônica de aquisição de dados desenvolvida para a implantação do sistema completo. O algoritmo do método SBP deste trabalho apresenta uma melhor performance em comparação ao algoritmo anterior, devido ao aperfeiçoamento de varredura nas regiões de borda e vértice, uma vez que na região central, ambos os algoritmos, anterior e deste trabalho, apresentam uma resolução espacial similares. O algoritmo 3D SBP tem uma taxa de transferência média de 198 k eventos por segundo, a qual é maior que a taxa de coincidência esperada para a maioria dos detectores PET. Este trabalho também valida a implementação do algoritmo 3D SBP na plataforma FPGA usando dados experimentais, além de demonstrar a performance em tempo real da implementação e uma exatidão da estimativa da posição de interação do fóton gama no cristal superior a comumente utilizada lógica Anger.

Este trabalho mostrou que o método TMBP pode ser implantado no FPGA sem perda de resolução espacial no plano x-y, quando comparado à resolução espacial do método em linguagem estruturada. Há variação entre os resultados dos algoritmos em FPGA e em linguagem estruturada na determinação da profundidade de interação, a qual foi analisada utilizando duas configurações diferentes, uma considerando 7 e 14 níveis de

profundidade. Tal variação foi associada ao fato da tabela de referência (LUT) utilizado no algoritmo em FPGA ter diferentes tamanhos de intervalos em profundidade, os quais vão ficando menores ao se aproximarem da superfície de entrada da radiação gama. Apesar da configuração com 14 níveis de profundidade possuir maior granularidade, não foi observada melhora significativa na estimativa da coordenada z. Assim, o método TMBP com configuração de 7 níveis de profundidade é o mais apropriado para o uso, visto que tem uma exigência de memória 29,5% menor que a configuração com 14 níveis de profundidade. Ao utilizar os dados do módulo detector cMiCE para a análise do método TMBP, percebe-se uma degradação na resolução espacial quando comparados com o método SBP e com os resultados provenientes do método TMBP utilizando dados simulados. Tal degradação pode ser associada às aproximações feitas no modelo teórico para sua simplificação. Além disso, o fato do modelo TMBP ser baseado em módulos detectores com superfícies refletoras e o cMiCE ter suas superfícies laterais pintadas de preto pode contribuição na perda de resolução do algoritmo quando comparado aos resultados provenientes de dados simulados de um módulo detector com as cinco superfícies refletoras. A performance do algoritmo TMBP em FPGA apresenta alta taxa transferência de eventos, a qual está em torno de 151k eventos por segundo, ou seja, 452 vezes mais rápido que o algoritmo em linguagem estruturada, possibilitando o processamento em tempo real. Assim, com o uso da plataforma FPGA obtém-se uma taxa de transferência com mesma ordem de grandeza superior à taxa média de eventos processados em um sistema PET dedicado a estudos pré-clínico, que é em torno de 10^4. Os valores de resolução espacial do método TMBP são adequados para sistemas PET atuais, pois apresentam resoluções superiores a lógica Anger, com a capacidade de determinação da DOI. Além disso, fornece um processamento de dados em tempo real e otimiza o tempo de caracterização dos módulos detectores, pois utiliza um método baseado em informações teóricas, e os recursos de eletrônica e cristal cintilador exigidos para sistema PET.

Finalmente, ambos os métodos apresentados neste trabalho podem ser utilizados em sistemas de detecção PET com resultados superiores e custo reduzido a maioria dos sistemas disponíveis comercialmente. Isto mostra a importância de acompanhar o avanço da tecnologia digital, trazendo grande benefício para a sociedade.

5.1 Direções futuras

A configuração eletrônica para processamento digital de sinais, abordada neste trabalho, é considerada promissora para aplicação em sistemas PET. Muitos grupos de pesquisa estão criando métodos e desenvolvendo sistemas DAQ e algoritmos para o aperfeiçoamento do processamento digital de sinais tanto para a determinação da POI quanto na marcação de tempo, determinação de energia, remoção de eventos de empilhamento entre

outros. Em busca da melhoria de performance do sistema PET, têm sido estudados módulos detectores utilizando a fotomultiplicadora de silício digital. Com o uso desta tecnologia, a configuração eletrônica ficaria mais compacta, pois o sinal proveniente da mesma seria transferido diretamente ao dispositivo FPGA, dispensando os módulos pré-amplificador, filtro *anti-aliasing* e ADC. Os algoritmos desenvolvidos podem ser utilizados em sistemas que utilizam fotomultiplicadora de silício digital.

Em respeito ao método de TMBP, há a possibilidade de aperfeiçoamento do método considerando as possíveis refrações dos fótons nas diferente interfaces de acoplamento do cristal com o fotodetector e considerar os espalhamentos Compton dentro do cristal. Tal aperfeiçoamento poderá melhorar significativamente a estimativa da POI.

Outro possível direcionamento deste trabalho seria a abordagem de processamento do método TMBP utilizando unidades de processamento gráficos (GPU), as quais têm sido objetos de estudo de viabilidade para aplicação em sistemas PET para algoritmos de reconstrução de imagens.

Como continuação deste trabalho, o impacto na resolução da imagem final de sistemas PET baseados em cristais monolíticos deve ser estudado. A resolução do método de reconstrução de imagens, geralmente, está relacionada com o tamanho do elemento de cristal utilizado no sistema. Com sistemas baseados em cristais monolíticos associados a métodos de determinação da POI do fóton gama no bloco detector, à resolução da imagem final estará associada não só a resolução na determinação da POI e ao tamanho dos elementos da matriz fotodetectora, mas também ao número de píxeis pré-determinado da matriz da imagem reconstruída, o qual é bastante flexível para estes sistemas, uma vez que a informação da POI pode ser não discretizada. A análise de número de píxeis para manter ou melhorar a resolução espacial do sistema, deve ser estudado, de maneira a considerar a distorção e o contraste da imagem final.

Referências

ALMEIDA, P. et al. A review on recent developments in positron emission tomography technology. v. 1, n. 1, p. 919 – 924, 2011. Citado na página 36.

ALTERA. *Quartus Prime Standard Handbook: Design and Systhesis*. USA, 2011. Volume 1, v2.2. Citado na página 67.

ALTERA. *Stratix Device Handbook*. USA, 2011. V10.0. Citado na página 65.

ANGER, H. O. Scintillation camera. *Review of Scientific Instruments*, v. 29, n. 1, p. 27–33, 1958. Citado na página 84.

ANGER, H. O.; ROSENTHAL, D. J. Scintillation camera and positron camera. In: *IAEA Medical Radioisotope Scanning*. [S.l.: s.n.], 1959. p. 59–75. Citado na página 84.

BAI, B. et al. Positron range modeling for statistical pet image reconstruction. In: *2003 IEEE Nuclear Science Symposium. Conference Record (IEEE Cat. No.03CH37515)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 4, p. 2501–2505 Vol.4. Citado na página 30.

BAILEY, D. G. *Design for Embedded Image Processing on FPGAS*. 1. ed. [S.l.]: IEEE, 2011. Citado 8 vezes nas páginas xiii, xvi, 52, 53, 54, 55, 57 e 58.

BAILEY, D. L. Transmission scanning in emission tomography. *European Journal of Nuclear Medicine*, v. 25, n. 7, p. 774–787, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.

BAILEY, D. L. *Positron Emission Tomography: Basic Sciences*. 1. ed. [S.l.]: Springer, 2005. Citado 8 vezes nas páginas xii, 23, 24, 27, 32, 33, 34 e 35.

BONIFACIO, D. *Modelagem de sistema de detecção para mamografia por emissão de pósitrons utilizando detectores cintiladores monolíticos.* Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2011. Citado 12 vezes nas páginas xiii, 63, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 87, 89, 90 e 106.

BONIFACIO, D. et al. A time efficient optical model for GATE simulation of a LYSO scintillation matrix used in PET applications. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 57, n. 5, p. 2483 – 2489, 2010. Citado na página 20.

BONIFACIO, D. A. B. *Modelagem de sistema de detecção para mamografia por emissão de pósitrons utilizando detectores cintiladores monolíticos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo - USP, 2011. Citado 2 vezes nas páginas xii e 42.

BONIFACIO, D. A. B.; MORALLES, M. Modeling of 3d gamma interaction position in a monolithic scintillator block with a row-column summing readout. In: *IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2606 – 2613. Citado 3 vezes nas páginas 19, 20 e 63.

BOUSSELHAM, A. *FPGA based data acquisition and digital pulse processing for PET and SPECT*. Tese (Doutorado) — Stockholm University, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 47.

BRAGA, H. C. et al. A fully digital 8 $\times$ 16 sipm array for pet application with per-pixel tdcs and real-time energy output. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 49, n. 1, p. 301 – 314, 2014. Citado na página 44.

BRUN, R.; RADEMAKERS, F. ROOT - an object oriented data analysis framework. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, v. 389, p. 81–86, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 86 e 89.

BRUYNDONCKX, P. et al. Comparison of nonlinear position estimators for continuous scintillator detectors in PET. In: *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record (NSS/MIC)*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 2518 – 2522. Citado na página 19.

BURGER, C. et al. Pet attenuation coefficients from ct images: experimental evaluation of the transformation of ct into pet 511-kev attenuation coefficients. *European Journal of Nuclear Medicine and Molecular Imaging*, v. 29, n. 7, p. 922–927, 2002. Citado na página 25.

CERN. *Geant4 Physics Reference Manual*. Switzerland, 2006a. Versão: Geant4 9.1. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 63.

CERN. *Geant4 User's Guide – For Application Developers*. Switzerland, 2008b. Versão: Geant4 9.1. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 63.

CHO, S. et al. Digital timing: sampling frequency, anti-aliasing filter and signal interpolation filter dependence on timing resolution. *Physics in Medicine and Biology*, v. 56, n. 23, p. 7569, 2011. Citado na página 48.

DEWITT, D. et al. Design of an FPGA-Based algorithm for real-time solutions of statistics-based positioning. *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 1, p. 71 –77, 2010. Citado 6 vezes nas páginas 19, 20, 47, 69, 72 e 73.

ESPANA, S. et al. Performance evaluation of sipm photodetectors for {PET} imaging in the presence of magnetic fields. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 613, n. 2, p. 308 – 316, 2010. Citado na página 44.

ETXEBESTE, A. et al. 3d position determination in monolithic crystals coupled to SiPMs for PET. *Physics in Medicine and Biology*, v. 61, n. 10, p. 3914, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 109.

FABRIS, L.; MADDEN, N.; YAVER, H. A fast, compact solution for low noise charge preamplifiers1. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 424, n. 2–3, p. 545 – 551, 1999. Citado na página 48.

FAHEY, F. H. Data acquisition in pet imaging. *Journal of Nuclear Medicine Technology*, v. 30, n. 2, p. 39–49, 2002. Citado na página 30.

FLOYD, T. L. *sistemas digitais: fundamentos e aplicações*. 9. ed. [S.l.]: Bookman, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.

FONTAINE, R. et al. Real time digital signal processing implementation for an apd-based pet scanner with phoswich detectors. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 53, n. 3, p. 784–788, June 2006. Citado na página 28.

GU, Z. et al. A doi detector with crystal scatter identification capability for high sensitivity and high spatial resolution pet imaging. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 62, n. 3, p. 740–747, June 2015. Citado na página 32.

GUERRA, A. D. et al. Advances in position-sensitive photodetectors for {PET} applications. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 604, n. 1–2, p. 319 – 322, 2009. Citado na página 41.

HAEMISCH, Y. et al. Fully digital arrays of silicon photomultipliers (dsipm) - a scalable alternative to vacuum photomultiplier tubes (pmt). In: *Technology and Instrumentation in Particle Physics*. [S.l.: s.n.], 2012. v. 37, p. 1546 – 1560. Citado 3 vezes nas páginas xii, 43 e 44.

HASELMAN, M. *FPGA-Based Pulse Processing for Positron Emission Tomography.* Tese (Doutorado) — University of Washington, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 47, 56 e 57.

HASELMAN, M. et al. Fpga-based front-end electronics for positron emission tomography. In: *Proceedings of the 7th ACM SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays, FPGA'09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 93–102. ISBN 9781605584102. Citado na página 19.

HOLM, S.; TOFT, P.; JENSEN, M. Estimation of the noise contributions from blank, transmission and emission scans in pet. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 43, n. 4, p. 2285–2291, Aug 1996. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

HUMM, J.; ROSENFELD, A.; GUERRA, A. D. From PET detectors to PET scanners. *European journal of nuclear medicine and molecular imaging*, v. 30, p. 1574–1597, 2003. Citado na página 36.

HUNTER, W. C.; BARRET, H. H.; FURENLID, L. R. Calibration method for ML estimation of 3D interaction position in a thick gamma-ray detector. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 56, n. 1, p. 189–196, 2009. Citado na página 19.

JAN, S. et al. GATE: a simulation toolkit for PET and SPECT. *Physics in Medicine and Biology*, v. 49, p. 4543–4561, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 86.

JOHNSON-WILLIAMS, N. G. et al. Design of a real time FPGA-based three dimensional positioning algorithm. *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 26 –33, 2011. Citado 12 vezes nas páginas xiii, 19, 20, 47, 69, 70, 71, 73, 84, 107, 108 e 109.

JORGE, L. S.; BONIFACIO, D. A. B.; MIYAOKA, D. D. nd R. S. Experimental validation of improved 3d sbp positioning algorithm in pet applications using uw phase ii board. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, n. 838, p. 103 – 108, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 20, 107, 108 e 109.

JOUNG, J.; MIYAOKA, R. S.; LEWELLEN, T. K. cmice: a high resolution animal PET using continous lso with a statistic based positioning scheme. *Nuclear Instruments Methods in Physics Research A*, v. 489, p. 584–598, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.

KNOLL, G. F. *Radiation Detection and Measurement*. 3. ed. NY: John Wiley & Sons, Inc., 1999. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 48.

KNOLL, G. F. *Radiation detection and measurement*. 3. ed. NY: John Wiley & Sons, Inc., 2000. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 84.

KORZHIK, M. et al. Development of scintillation materials for {PET} scanners. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 571, n. 1–2, p. 122 – 125, 2007. Proceedings of the 1st International Conference on Molecular Imaging TechnologyEuroMedIm 2006. Citado 4 vezes nas páginas xvi, 37, 38 e 39.

LANGNER, J. *Development of a Parallel Computing Optimized Head Movement Correction Method in Positron Emission Tomography*. Dissertação (Master of Computer Science thesis) — University of Applied Sciences Dresden and Research Center Dresden-Rossendorf, 2003. Citado 2 vezes nas páginas xiii e 46.

LEO, W. R. *Techniques for nuclear and particle physics experiments*. [S.l.]: Springer-Verlag, 1994. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.

LERCHE, C. et al. Maximum likelihood positioning for gamma-ray imaging detectors with depth of interaction measurement. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, v. 604, n. 1-2, p. 359 – 362, 2009. Citado na página 19.

LERCHE, C. W. *Depth of interaction enhanced gamma-ray imaging for medical applications*. Tese (Doutorado) — Universidade de Valencia, 2006. Citado 2 vezes nas páginas xii e 29.

LEVIN, C. S. et al. Investigation of position sensitive avalanche photodiodes for a new high resolution pet detector design. In: *2003 IEEE Nuclear Science Symposium. Conference Record (IEEE Cat. No.03CH37515)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 4, p. 2262–2266 Vol.4. Citado na página 42.

LEVIN, C. S.; HOFFMAN, E. J. Calculation of positron range and its effect on the fundamental limit of positron emission tomography system spatial resolution. *Physics in Medicine and Biology*, v. 44, n. 3, p. 781, 1999. Citado 4 vezes nas páginas xii, 29, 30 e 31.

LEWELLEN, T. K. Time-of-flight pet. *Seminars in Nuclear Medicine*, v. 28, n. 3, p. 268 – 275, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

LEWELLEN, T. K. et al. A building block for nuclear medicine imaging systems data acquisition. In: *IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference Record*. [S.l.: s.n.], 2014. v. 61, n. 1, p. 79 – 87. Citado 3 vezes nas páginas xiii, 65 e 66.

LEWELLEN, T. K.; JANES, M.; MIYAOKA, R. S. Dmice-a depth-of-interaction detector design for pet scanners. In: *IEEE Symposium Conference Record Nuclear Science 2004.* [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 2388–2392 Vol. 4. Citado na página 39.

LI, Z. et al. A more physical approach to model the surface treatment of scintillation counters and its implementation into DETECT. In: *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record (NSS/MIC)*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 2, p. 2654 – 2657. Citado na página 19.

LI, Z. et al. Nonlinear least-squares modeling of 3D interaction position in a monolithic scintillator block. *Physics in Medicine and Biology*, v. 55, n. 21, p. 6515, 2010. Citado na página 19.

LING, T. et al. Parametric positioning of a continuous crystal PET detector with depth of interaction decoding. *Physics in Medicine and Biology*, v. 53, n. 7, p. 1843–1863, 2008. Citado na página 19.

LING, T.; LEWELLEN, T. K.; MIYAOKA, R. S. Depth of interaction decoding os a continous crystal detector module. *Physics in Medicine and Biology*, v. 52, p. 2213–2228, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 68.

LÜKE, H. D. The origins of the sampling theorem. *IEEE Communications Magazine*, v. 37, n. 4, p. 106–108, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

MARSDEN, P. K. Detector technology challenges for nuclear medicine and {PET}. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 513, n. 1–2, p. 1 – 7, 2003. Proceedings of the 6th International Conference on Position-Sensitive Detectors. Citado 3 vezes nas páginas 36, 38 e 40.

MELCHER, C. L. Scintillation crystals for {PET}. *The Journal of nuclear medicine*, v. 41, n. 6, p. 1051– 1055, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

MENTOR GRAPHICS. *ModelSim Tutorial*. USA, 2011. Software Version 6.6d. Citado na página 67.

MIYAOKA, R. S. et al. Calibration procedure for a continuous miniature crystal element (cmice) detector. *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 3, p. 1023–1028, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 19, 60, 61 e 62.

MIYAOKA, R. S. et al. Resolution properties of a prototype continuous miniature crystal element (cmice) scanner. *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 5, p. 2244 –2249, 2011. Citado na página 19.

MOEHRS, S. et al. A detector head design for small-animal PET with silicon photomultipliers (SiPM). *Physics in Medicine and Biology*, v. 51, n. 5, p. 1113–1127, 2006. Citado na página 42.

MOSES, W. W. Recent advances and future advances in time-of-flight {PET}. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 580, n. 2, p. 5 – 25, 2007. Imaging 2006Proceedings of the 3rd International Conference on Imaging Techniques in Subatomic Physics, Astrophysics, Medicine, Biology and Industry. Citado na página 33.

NASSALSKI, A. et al. Comparative study of scintillators for pet/ct detectors. In: *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 5, p. 2823–2829. Citado 3 vezes nas páginas xvi, 38 e 39.

NEMA. *NEMA NU-2 Standards Publication NU2-2007: Performance Measurements of Positron Emission Tomographs*. [S.l.], 2007. Citado na página 34.

PALNITKAR, S. *Verilog HDL: A guide to Digital Design and Synthesis*. 1. ed. [S.l.]: sunSoft Press, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.

PEDRONI, V. A. *Eletrônica Digital Moderna e VHDL*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier, 2010. 381 – 394 p. Citado 3 vezes nas páginas xvi, 50 e 51.

PIERCE, L. A. et al. Multiplexing strategies for monolithic crystal pet detector modules. *Physics in Medicine and Biology*, v. 59, n. 18, p. 5347, 2014. Citado na página 61.

RENKER, D. Properties of avalanche photodiodes for applications in high energy physics, astrophysics and medical imaging. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, v. 486, n. 1–2, p. 164 – 169, 2002. Proceedings of the 6th International Conference on Inorganic Scin tillators and their Use in Scientific and Industrial Applications. Citado na página 42.

RONCALI, E.; CHERRY, S. R. Aplication of silicon photomultiliers to positron emission tomography. *Annals of Biomedical Engineering*, v. 39, n. 4, p. 1358 – 1377, 2011. Citado na página 42.

ROTH, C. H.; KINNEY, L. L. *Fundamenals of Logic Design*. 6. ed. [S.l.]: Cengage Learning, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.

SAHA, G. B. *Basics of PET imaging: physics, chemistry, and regulations*. 1. ed. [S.l.]: Springer, 2005. Citado 6 vezes nas páginas xii, 23, 26, 28, 34 e 35.

SANCHEZ, F. et al. Albira: A small animal pet/spect/ct imaging system. *Medical Physics*, American Association of Physicists in Medicine, v. 40, n. 5, p. 051906–n/a, 2013. 051906. Citado na página 106.

SANTORO, A. et al. *Estimativas e erros em experimentos de física*. Second. [S.l.]: Ed UERJ, 2008. Citado na página 94.

SUNDSTROM, T.; MURMANN, B.; SVENSSON, C. Power dissipation bounds for high-speed nyquist analog-to-digital converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 56, n. 3, p. 509–518, March 2009. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

Sá, L. V. de. *Controle de qualidade de imagem em tomografia por emissão de pósitron*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2010. Citado na página 27.

TABACCHINI, V.; BORGHI, G.; SCHAART, D. R. Time-based position estimation in monolithic scintillator detectors. *Physics in Medicine and Biology*, v. 60, n. 14, p. 5513–25, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 109.

TARANTOLA, G.; ZITO, F.; GERUNDINI, P. Pet instrumentation and reconstruction algorithms in whole-body applications. *Journal of Nuclear Medicine*, v. 44, n. 5, p. 756–769, 2003. Citado na página 35.

TETRAULT, M. A. et al. Low dead time digital spad readout architecture for realtime small animal pet. In: *2013 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (2013 NSS/MIC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. Citado na página 28.

WALDEN, R. H. Analog-to-digital converter survey and analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 17, n. 4, p. 539–550, Apr 1999. Citado na página 48.

WANG, Y. et al. An FPGA-based real-time maximum likelihood 3d position estimation for a continous crystal PET detector. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 63, n. 1, p. 37–43, 2016. Citado na página 19.

WERNICK, M. N.; AARSVOLD, J. N. *Emission Tomography: The Fundamentals of PET and SPECT*. 1. ed. London: Elsevier Academic Press, 2004. Citado 15 vezes nas páginas xii, xiii, xvi, 23, 32, 33, 34, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 45 e 46.

YONGGANG, W. et al. Fpga based electronics for pet detector modules with neural network position estimators. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, v. 58, n. 1, p. 34–42, Feb 2011. Citado na página 47.

ZANZONICO, P. Positron emission tomography: A review of basic principles, scanner design and performance, and current systems. *Seminars in Nuclear Medicine*, v. 24, n. 2, p. 97–111, april 2004. Citado 3 vezes nas páginas 23, 25 e 28.