

Rafael Gonçalves Gama

*Desenvolvimento de instrumentação
baseada em lógica programável para
aquisição de dados no Projeto Neutrinos
Angra*

Rio de Janeiro – RJ

Outubro / 2011

Rafael Gonçalves Gama

*Desenvolvimento de instrumentação
baseada em lógica programável para
aquisição de dados no Projeto Neutrinos
Angra*

Dissertação apresentada à Coordenação
de Formação Científica do Centro Bra-
sileiro de Pesquisas Físicas para a obtenção
do título de Mestre em Física com ênfase
em Instrumentação Científica.

Orientador:

Herman Pessoa Lima Junior

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO
CENTRO BRASILEIRO DE PESQUISAS FÍSICAS
MESTRADO PROFISSIONAL EM FÍSICA

Rio de Janeiro – RJ

Outubro / 2011

Aos meus pais.

Agradecimentos

Primeiramente aos meus pais, pelos imensuráveis esforços em minha educação e por sempre me apoiarem nas minhas escolhas e objetivos. Muito obrigado, serei eternamente grato. Agradeço ao restante da minha família, principalmente as tias Anna e Neyde que sempre me apoiaram nos estudos.

Ao meu orientador Herman, por me receber no LSD (Laboratório de Sistemas de Detecção), pelo conhecimento transmitido e confiança no meu trabalho. Ao Prof. Laudo, por também me receber no LSD, pelas aulas de eletrônica e por me ajudar a esclarecer diversas dúvidas durante o trabalho.

Ao Aridio Schiappacassa, pelas caronas, discussões sobre física, dicas de eletrônica e o “velho” humor negro (se tratando principalmente de prazos e desempenho de circuitos: “agora vai”). Ao Artur Vilar, companheiro de laboratório e café que se tornou um grande camarada. Agradeço ao Ednardo Miranda (saiba que você ainda me deve uns pastéis). Não posso esquecer-me do Victor Ferraz, obrigado por me apresentar o Rio Paraguaçu, o sanduíche de camarão e por uma ferramenta de inestimável utilidade: “o Migué”.

A todos os professores do CBPF, principalmente os do Mestrado em Instrumentação Científica. E também, aos alunos com quem tive a oportunidade de conviver: Fernando Barcellos, Luiz Roberto, Marcelo Giovani e Wallace Raposo.

Aos companheiros no LSD: Fernando França (quanto róque!), Rodolfo “cata-tau”, Rogério Machado e Vitor Ramos. Agradeço também a Valéria Conde por me aturar no laboratório de cristalografia.

Aos colaboradores do Projeto Neutrinos Angra, com quem tive a oportunidade de aprender um pouco mais sobre o experimento. Mas principalmente ao LF e

Thiago, pela companhia no ICFA, e ao Luciano Manhães, por me incentivar a fazer a prova para ingressar no mestrado. Agradeço ao Prof. João dos Anjos pelas referências bibliográficas.

Ao Prof. Ivan Oliveira, pelo trabalho como coordenador da formação científica. Agradeço a Bete, Márcia Reis e Ricardo, por toda a paciência.

Ao Prof. Alfredo, que me proporcionou o primeiro contato teórico com a eletrônica. Aos Professores Marcelo Duarte e Nelson Gomes, na graduação. E também, aos Professores na escola técnica, Paulo Renato e Rosângela.

Finalizo agradecendo aos meus amigos na música, que são muitos para serem citados aqui. Porém, sou obrigado a citar quatro nomes: Felipe Lima, João Gabriel, Rodrigo Forli e Rodrigo “Pex”.

Resumo

O presente trabalho é uma contribuição ao desenvolvimento de um módulo de aquisição e digitalização de sinais – NDAQ – para o Projeto Neutrinos Angra, experimento que tem o objetivo de detectar antineutrinos oriundos do reator nuclear de Angra II. O módulo eletrônico, projetado no CBPF, baseia-se no padrão VME64, possui comunicação USB e integra dispositivos lógicos programáveis (FPGA), conversores analógico-digital de alta velocidade e um conversor tempo-digital de alta resolução. Foram desenvolvidos os circuitos digitais sintetizados nas FPGAs, um sistema de controle para configuração e depuração remota do módulo, e uma aplicação de controle e visualização dos dados para computador pessoal. A fim de avaliar o comportamento e o desempenho dos elementos desenvolvidos, foram calibrados os canais de conversão A/D e montado um aparato de testes reunindo, além do módulo NDAQ, outros dispositivos que irão compor a instrumentação do experimento. Nos primeiros testes realizados, investigou-se o efeito do estágio integrador do pré-amplificador na relação sinal-ruído e o espectro de escuro para um dos tubos fotomultiplicadores que serão utilizados no detector central do experimento.

Abstract

This work is a contribution to the development of a data acquisition module NDAQ for the Neutrinos Angra experiment, which aims at detecting antineutrinos produced in the nuclear reactor installed in Angra II. The electronic module, designed at CBPF, is based on the VME64 standard and includes USB communication, programmable logic devices (FPGA), high-speed analog-to-digital converters and a high-resolution time-to-digital converter. It has been developed the digital electronic synthesized in the FPGAs, a control system for remote configuration and depuration of the module, and an application for control and data visualization in personal computers. In order to verify the behavior and performance of the elements developed, the analog-to-digital channels have been calibrated and an experimental setup, including the NDAQ module and other devices that will be part of the experiment, has been assembled. The first tests carried on with this setup included verifying the effect of the pre-amplifier integration stage in the signal-to-noise ratio and the measurement of the dark current spectrum for one of the photomultiplier tubes to be used in the central detector of the experiment.

Sumário

| | |
|---|-------------|
| Lista de Figuras | ix |
| Lista de Tabelas | xiii |
| Introdução | 1 |
| Contextualização | 1 |
| Motivação | 1 |
| Roteiro | 2 |
| 1 Histórico dos Neutrinos | 4 |
| 1.1 A Natureza da Radiação Beta | 4 |
| 1.2 A Postulação do Neutrino | 7 |
| 2 Experimentos com Neutrinos | 11 |
| 2.1 Fontes de Neutrinos | 12 |
| 2.2 Experimentos para a detecção de neutrinos | 14 |
| 2.3 Oscilação dos Neutrinos | 17 |
| 3 Antineutrinos de Reatores Nucleares | 20 |
| 3.1 Usinas Nucleares | 21 |
| 3.1.1 Energia Nuclear | 23 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3.1.2 | Fissão Nuclear e a Geração de Energia Elétrica | 23 |
| 3.2 | Detecção de Antineutrinos em Reatores Nucleares | 25 |
| 3.3 | Monitoração de Reatores Nucleares através da Detecção de Antineutrinos | 28 |
| 4 | Projeto Neutrinos Angra | 31 |
| 4.1 | O Detector | 31 |
| 4.2 | Separação sinal- <i>background</i> | 35 |
| 4.3 | Eletrônica de <i>Front-end</i> | 38 |
| 4.4 | O Sistema de Aquisição de Dados – DAQ | 39 |
| 5 | O Módulo Eletrônico Digitalizador | 42 |
| 5.1 | O Protótipo SPRO | 43 |
| 5.2 | O Digitalizador – NDAQ | 44 |
| 5.2.1 | Conversão Analógico-Digital | 47 |
| 5.2.2 | Conversão Tempo Digital | 49 |
| 5.3 | Circuitos Lógicos Sintetizados | 50 |
| 5.3.1 | Transferência de dados do ADC para as memórias internas | 52 |
| 5.3.2 | Gerenciamento de sinais de disparo | 54 |
| 5.3.3 | Agrupamento de dados na memória externa | 55 |
| 5.3.4 | Transferência de dados pela porta USB | 57 |
| 5.3.5 | Recepção de dados para configuração de registradores | 61 |
| 5.4 | Metaestabilidade | 62 |
| 5.5 | O Circuito de Controle | 65 |

| | |
|---|------------|
| | viii |
| 5.6 A Aplicação de Controle | 68 |
| 5.6.1 A Interface gráfica com o usuário | 69 |
| 5.6.2 As principais classes da aplicação | 71 |
| 5.6.3 Visão geral do algoritmo principal | 74 |
| 6 Resultados | 76 |
| 6.1 Calibração da conversão analógico-digital | 76 |
| 6.2 Efeito do pré-amplificador no espectro de fotoelétron único (SPE) | 85 |
| 6.2.1 O pré-amplificador | 86 |
| 6.2.2 Calibração em carga do pré-amplificador | 88 |
| 6.2.3 Experimento de fotoelétron único | 89 |
| 6.3 Verificação do espectro de corrente de escuro da PMT R5912 | 98 |
| 7 Conclusão | 101 |
| Referências | 104 |

Lista de Figuras

| | | |
|-----|--|----|
| 1.1 | Espectro da radiação alfa para alguns elementos. | 5 |
| 1.2 | Espectro da radiação gama para alguns elementos. | 8 |
| 1.3 | Espectro do Bismuto 210. | 9 |
| 2.1 | Espectro de energia dos neutrinos. | 11 |
| 2.2 | Probabilidade de sobrevivência de um neutrino eletrônico. | 19 |
| 3.1 | Mapa da distribuição de usinas nucleares instaladas no mundo. | 21 |
| 3.2 | Elemento combustível da usina nuclear de Angra II. | 22 |
| 3.3 | Distribuição de massas dos núcleos derivados da fissão do ^{236}U | 24 |
| 3.4 | Seção de choque do Urânio e do Plutônio para a captura de nêutrons. | 25 |
| 3.5 | Esquema de funcionamento de uma usina nuclear PWR. | 26 |
| 3.6 | Evolução temporal dos isótopos do combustível nuclear. | 27 |
| 3.7 | Espectro de antineutrinos dos principais isótopos do combustível nuclear. | 27 |
| 3.8 | Taxa de antineutrinos medida na usina nuclear de Rovno. | 29 |
| 3.9 | Taxa de antineutrinos medida no experimento SONGS. | 30 |
| 4.1 | Visão geral dos sistemas que compõem o experimento Neutrinos Angra. | 32 |
| 4.2 | Detector Central do Projeto Neutrinos Angra | 34 |
| 4.3 | Quantidade de fotoelétrons gerados por um múon (simulação). | 36 |
| 4.4 | Quantidade de fotoelétrons gerados pelo pósitron (simulação). | 37 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.5 | Quantidade de fotoelétrons gerados pelo nêutron (simulação). | 37 |
| 4.6 | Pulso típico da PMT R5912. | 38 |
| 4.7 | Módulo eletrônico de <i>front-end</i> com 5 canais. | 39 |
| 4.8 | Visão geral do DAQ. | 40 |
| 4.9 | Tarefas executadas pelo DAQ. | 41 |
| 5.1 | O módulo eletrônico SPRO. | 43 |
| 5.2 | O módulo eletrônico NDAQ. | 45 |
| 5.3 | Diagrama em blocos do módulo eletrônico NDAQ. | 46 |
| 5.4 | Diagrama em blocos dos circuitos lógicos sintetizados. | 51 |
| 5.5 | Componentes envolvidos na transferência de dados do ADC para as memórias internas. | 52 |
| 5.6 | Diagramas de estado: Tipo I (topo), Tipo II (direita) e Tipo III. | 53 |
| 5.7 | Componentes envolvidos no agrupamento de dados na memória externa. | 55 |
| 5.8 | Componentes envolvidos na transferência de dados pela porta USB. | 58 |
| 5.9 | Componentes envolvidos na recepção de dados para configuração de registradores. | 61 |
| 5.10 | Analogia ao comportamento de um flip-flop. | 63 |
| 5.11 | Sinais metaestáveis na saída de um registrador. | 64 |
| 5.12 | Cadeia de sincronização. | 64 |
| 5.13 | Diagrama em blocos do circuito de controle para o NDAQ. | 66 |
| 5.14 | Diagrama de atividades do programa executado no microcontrolador do circuito de controle. | 67 |
| 5.15 | Protótipo do circuito de controle. | 68 |
| 5.16 | Captura de tela da aplicação de controle executada no Linux. | 69 |

| | | |
|------|--|----|
| 5.17 | Captura de tela da aplicação de controle executada no Windows. | 70 |
| 5.18 | Diagrama de classes simplificado para a aplicação NDEC. | 72 |
| 5.19 | Diagrama de atividades da rotina principal. | 74 |
| 5.20 | Diagrama de atividades da rotina ‘Update’. | 75 |
| 6.1 | Aparato experimental para a calibração dos canais de conversão A/D. | 77 |
| 6.2 | Sistema considerado para o processo de calibração. | 78 |
| 6.3 | Histogramas da saída do conversor A/D para a faixa de tensão $[-100\text{ mV}, 100\text{ mV}]$ | 80 |
| 6.4 | Histogramas da saída do conversor A/D para a faixa de tensão $[-1\text{ V}, 1\text{ V}]$ | 81 |
| 6.5 | Valores médios da saída do conversor A/D para a menor faixa de tensão. | 81 |
| 6.6 | Valores médios da saída do conversor A/D para a maior faixa de tensão. | 82 |
| 6.7 | Função de transferência da conversão A/D. | 82 |
| 6.8 | Histograma das distâncias normalizadas. | 83 |
| 6.9 | Visão ampliada do histograma da saída do conversor A/D para a tensão de -1 V | 83 |
| 6.10 | Visão ampliada do histograma da saída do conversor A/D para a tensão de 1 V | 84 |
| 6.11 | Saturação da função de transferência do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 18\ \Omega$ | 87 |
| 6.12 | Esquema elétrico do pré-amplificador | 87 |
| 6.13 | Simulação do ganho e da banda passante em função de R_{shape} | 88 |
| 6.14 | Aparato utilizado na calibração do pré-amplificador. | 89 |
| 6.15 | Aparato utilizado no experimento do fotoelétron único. | 90 |

| | | |
|------|---|-----|
| 6.16 | Câmara escura para testes com o PMT. | 91 |
| 6.17 | Espectro típico de fotoelétron único. | 91 |
| 6.18 | Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 18 \Omega$ | 93 |
| 6.19 | Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 18 \Omega$ | 93 |
| 6.20 | Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 2,5 k\Omega$ | 94 |
| 6.21 | Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 2,5 k\Omega$ | 94 |
| 6.22 | Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 5 k\Omega$ | 95 |
| 6.23 | Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 5 k\Omega$ | 95 |
| 6.24 | Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 7,5 k\Omega$ | 96 |
| 6.25 | Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 7,5 k\Omega$ | 96 |
| 6.26 | Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 10 k\Omega$ | 97 |
| 6.27 | Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 10 k\Omega$ | 97 |
| 6.28 | Aparato para a medida da corrente de escuro da PMT. | 99 |
| 6.29 | Espectro da corrente de escuro medido com o módulo NDAQ. | 100 |
| 6.30 | Espectro da corrente de escuro típico. | 100 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|---|----|
| 5.1 | Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 1. | 57 |
| 5.2 | Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 2. | 58 |
| 5.3 | Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 3. | 58 |
| 5.4 | Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 4. | 58 |
| 5.5 | Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 1 e HI 1. | 60 |
| 5.6 | Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 2 e HI 2. | 60 |
| 5.7 | Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 3 e HI 3. | 60 |
| 5.8 | Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 4 e HI 4. | 60 |
| 6.1 | Equipamentos utilizados no aparato experimental. | 77 |
| 6.2 | Tensões geradas. | 78 |
| 6.3 | Resumo dos parâmetros para o canal 1 de conversão A/D. | 84 |
| 6.4 | Ganho e Relação Pico/Vale para diferentes valores de R_{shape} no pré-amplificador. | 86 |
| 6.5 | Blocos e respectivos equipamentos. | 90 |

Introdução

Contextualização

Na última década diversos resultados experimentais proporcionaram um grande progresso para a física de neutrinos. Esses resultados indicam a possibilidade de ir-se além do Modelo Padrão no setor leptônico. Adicionalmente, demonstrou-se que os neutrinos podem ser utilizados como sondas confiáveis de processo físicos dos quais participam. Neste sentido, trabalhos recentes demonstraram a viabilidade em usar a emissão de antineutrinos para indicar, em tempo real, a atividade de reatores nucleares. Um monitor desse tipo é atualmente utilizado na usina de San Onofre, nos Estados Unidos. Além disso, alguns trabalhos teóricos propõem que, através de um detector suficientemente preciso, seria possível medir a energia e reconstruir a forma do espectro dos antineutrinos com detalhes suficientes para determinar a constituição isotópica do combustível e a potência térmica instantânea do reator. O Projeto Neutrinos Angra é um experimento que pretende, inicialmente, detectar antineutrinos produzidos pelo reator nuclear de Angra II, inserindo o Brasil nesta área de fronteira da física. Para tal, um detector de antineutrinos e parte da instrumentação necessária estão sendo desenvolvidos por alguns grupos de pesquisadores, sob a coordenação do CBPF. Dos instrumentos necessários, pode-se destacar o módulo de aquisição e digitalização de sinais, chamado NDAQ.

Motivação

O módulo NDAQ baseia-se em dispositivos lógicos programáveis do tipo FPGA (*Field Programmable Gate Array*), conversores analógico-digital de alta velocidade e um conversor tempo digital de alta resolução. Foi desenvolvido sob o padrão

VME64, possui comunicação USB e integra oito canais de conversão analógico-digital e oito canais de conversão tempo-digital. No referido experimento, desempenha um papel fundamental no sistema de aquisição de dados, processando os sinais, pré-amplificados, oriundos dos tubos fotomultiplicadores instalados no detector central. Algumas motivações para este trabalho são:

- A necessidade de uma eletrônica dedicada ao experimento Neutrinos Angra, e não disponível comercialmente nas especificações requeridas. Ou seja, uma eletrônica projetada para atender necessidades específicas como: número de canais disponíveis, faixa dinâmica para conversão de sinais, sistema de disparo da aquisição de dados, taxa de transmissão de dados, etc.
- Desenvolver um projeto inovador, no sentido de integrar em um mesmo instrumento dois tipos de medidas distintas e muito utilizadas em física de partículas – digitalização de sinais rápidos a uma taxa elevada ($> 100 \text{ MHz}$) e medida de intervalos de tempo muito pequenos ($< 1 \text{ ns}$).
- Desenvolver, no Brasil, um tipo de *know-how* tecnológico pouco explorado no país.

Roteiro

O primeiro capítulo apresenta um breve histórico sobre os neutrinos, passando pela postulação do mesmo e pela investigação do espectro da radiação beta emitido por materiais radioativos. No capítulo 2, serão abordados experimentos que, entre outros, revelaram resultados que convergem no fenômeno da oscilação de sabor dos neutrinos. Ainda no mesmo capítulo, comenta-se sobre as diversas fontes geradoras de neutrinos. O capítulo 3 completa o anterior ao apresentar experimentos envolvendo reatores nucleares, como é o caso do Projeto Neutrinos Angra. Como este é a base para a motivação do presente trabalho, no mesmo capítulo apresenta-se os seguintes conceitos relacionados à reatores: energia nuclear, fissão nuclear e a geração de energia elétrica, detecção de antineutrinos de reatores e monitoração de

reatores. O Projeto Neutrinos Angra é apresentado, sob o ponto de vista da instrumentação, no capítulo 4. Neste são apresentados o projeto do detector e seus subsistemas, o circuito pré-amplificador dos sinais oriundos dos tubos fotomultiplicadores e o sistema de aquisição de dados, que engloba o módulo eletrônico NDAQ. No capítulo 5, são apresentados o protótipo em escala reduzida que antecedeu o projeto final; características do módulo e das suas funcionalidades; o sistema de controle para configuração e depuração; pontos importantes no desenvolvimento dos circuitos digitais sintetizados; e a aplicação de controle. O último capítulo reúne os primeiros resultados experimentais, obtidos com o módulo NDAQ, de calibração do módulo, revelando a linearidade de um dos canais de conversão A/D. Apresenta também os espectros de fotoelétron único obtidos na investigação do circuito pré-amplificador, assim como os resultados das calibrações necessárias ao processo. Ao final, apresenta-se o espectro de escuro para um tubo fotomultiplicador que será utilizado no experimento.

1 *Histórico dos Neutrinos*

A radioatividade foi descoberta em 1896, pelo físico Henri Becquerel. Ele percebeu que chapas fotográficas que foram deixadas por alguns dias próximas a alguns sais de urânio ficaram manchadas, como se tivessem sido expostas à luz. A conclusão foi que os sais de urânio emitiram algum tipo de radiação, que Becquerel chamou de ‘les rayons uraniques’, os raios de urânio. Com esta descoberta, cientistas começaram a investigar a emissão de radiação pelos átomos. Um deles, Ernest Rutherford, entre 1897 e 1898, observou que os raios pareciam possuir duas componentes, a primeira que era facilmente absorvida por uma folha de alumínio com cerca de dois milímetros de espessura. Já a segunda componente mostrou-se algumas centenas de vezes mais penetrante. As componentes foram denominadas radiação alfa e radiação beta, respectivamente, por Rutherford¹.

1.1 A Natureza da Radiação Beta

No ano de 1900, Pierre e Marie Curie mediram a carga dos raios beta, sendo esta a própria carga do elétron. Na mesma época, Becquerel mediu a razão entre a carga elétrica e a massa dos raios. O resultado foi similar ao valor medido para os raios catódicos, que são constituídos por elétrons. Posteriormente, em 1902, Walter Kaufmann reportou através de seus experimentos que os raios beta são rajadas de elétrons. Porém, ainda restava determinar a velocidade destes elétrons quando emitidos por uma determinada espécie radioativa. Lise Meitner e Otto Hahn investi-

¹Paul Villard, físico francês, descobriu em 1900 um terceiro tipo de radiação ainda mais penetrante: a radiação gama.

garam se os raios beta emitidos de uma mesma substância radioativa pura possuíam uma única energia ou, equivalentemente, a mesma velocidade. Algo que já havia se provado verdadeiro para a radiação alfa, como demonstra a Figura 1.1. Eles verificaram, em 1911, que o espectro da radiação beta emitida por uma espécie radioativa pura possui diversas linhas espectrais, provocadas pela emissão de elétrons com diferentes energias. Estudos posteriores comprovaram este resultado².

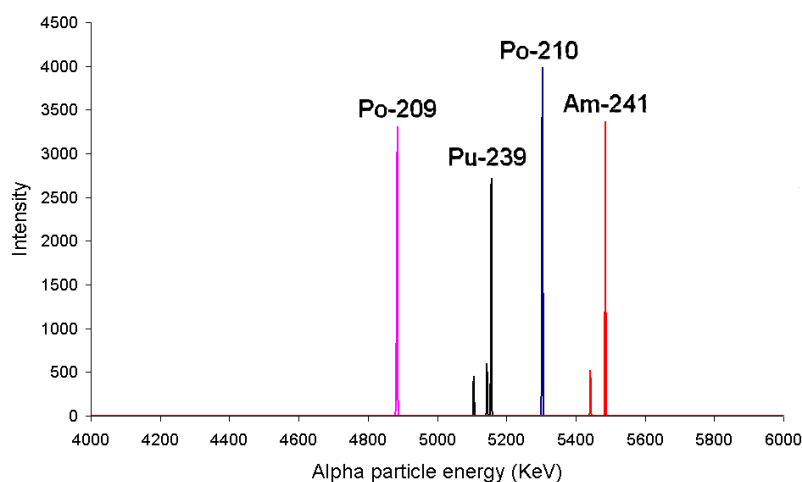


Figura 1.1: Espectro da radiação alfa para alguns elementos.

A questão do espectro de energia da radiação beta estava para ser mudada radicalmente quando o físico James Chadwick começou a sua investigação através de outra abordagem. Ao invés de utilizar chapas fotográficas como detector, Chadwick utilizou um contador desenvolvido por Hans Geiger. O contador era composto por uma agulha e uma placa de metal, onde uma diferença de potencial era aplicada formando um campo elétrico. Quando uma partícula ionizante, como a da radiação beta, passava através do volume de ar residente no campo elétrico, o ar ionizado provocava uma descarga elétrica que podia ser medida e esta intensidade era dependente do número de partículas que atravessaram o contador. O espectro da radiação beta, então conhecido como diversas linhas definindo aglomerados distintos de ener-

²A maioria destes estudos eram baseados em espectrômetros que guiavam os elétrons, através de um campo magnético, até um detector. Em geral, o detector era uma chapa fotográfica que gravava a intensidade com que os raios beta, depois de percorrerem diferentes caminhos, se chocavam nela.

gia, seria substituído pela conclusão de Chadwick. Ele então concluiu, em 1914, que tal espectro era contínuo e suave, cobrindo uma ampla faixa de energia. Ele publicou a explicação em conjunto com seus resultados. A técnica fotográfica, que outros pesquisadores usaram para detecção de partículas beta, falseava o resultado: uma pequena mudança no número de partículas poderia produzir uma grande diferença de intensidade na chapa revelada, além disso, a imagem final dependia do tempo de revelação.

Em 1913, o físico teórico Niels Bohr publicou a primeira teoria quântica do átomo, baseada no estudo de Rutherford. Nesta teoria, os elétrons de um átomo só podem assumir certas energias definidas. Em outras palavras, a energia dos elétrons é quantizada, associando-os a uma determinada órbita em torno do núcleo atômico. Em seguida, Bohr percebeu que os elétrons emitidos na radiação beta não poderiam ser os que orbitam o núcleo atômico, pois as energias observadas no espectro da radiação beta são muito mais altas do que as dos elétrons orbitais. Uma conclusão intuitiva era que os elétrons dos raios beta seriam oriundos do núcleo do átomo. Estudos futuros provaram que esta idéia era um equívoco, como será apresentado mais a frente. Baseada nesta conclusão, Meitner publicou uma complexa explicação para as energias dos raios beta. Esta assume que os elétrons emergem com a mesma energia do núcleo atômico e ignora o comportamento espectral contínuo revelado por Chadwick, o que alimentou a controvérsia sobre o espectro da radiação beta novamente.

Um importante passo rumo ao resultado definitivo na complexa questão espectral veio em 1925, através do trabalho de dois cientistas, Charles Drummond Ellis e William Wooster. Eles construíram um experimento baseado em um calorímetro, equipamento composto por um contêiner, onde a temperatura aumenta em função da quantidade de energia absorvida, no caso a energia dos raios beta. A intenção deste experimento era medir toda a energia associada a um único decaimento beta³. O valor da energia medido através do calorímetro de Ellis e Wooster foi de 0,35 MeV por decaimento beta. Este valor estava próximo do valor médio e bem abaixo do

³O decaimento beta é o processo de transformação de um determinado núcleo atômico em outro núcleo ligeiramente mais leve, o que provoca uma emissão de energia conhecida como radiação beta.

valor máximo para o espectro do rádio-E, isótopo utilizado no experimento e que é atualmente conhecido como Bismuto 210. Este resultado foi publicado em 1927 e dois anos depois, Meitner e Wilhelm Orthmann repetiram o referido experimento e chegaram à mesma conclusão: o espectro de energia da radiação beta é contínuo [1].

1.2 A Postulação do Neutrino

No final da década de 1920, ainda acreditava-se em resultados experimentais anteriores que indicavam apenas a emissão de elétrons no decaimento beta. Na mesma época ficou provado, experimentalmente, que estes elétrons eram emitidos com diferentes energias dentro de uma faixa contínua. Estas noções levaram inicialmente à idéia de que a natureza da radiação beta violava um dos princípios fundamentais da física, o da conservação de energia. Este princípio define que a energia total de um sistema deve manter-se a mesma, a menos que haja interferência de um agente externo. Para compatibilizar o problema da radiação beta com a conservação de energia, pode-se partir do princípio de que, no decaimento beta, um núcleo atômico transforma-se em outro núcleo ligeiramente mais leve e há a emissão de um elétron. A conservação de carga implica que o novo núcleo deve possuir uma unidade de carga positiva a mais do que o núcleo original, como será detalhado mais a frente. Atualmente, pode-se afirmar que o novo núcleo possui um próton no lugar de um nêutron, em relação ao núcleo original. Porém, naquele tempo, o nêutron ainda não havia sido descoberto.

Se o núcleo atômico original estiver em um referencial de repouso, a energia do elétron é dada, por conservação da energia, pela equação (1.1).

$$E = \left(\frac{Mo^2 - Mn^2 + Me^2}{2Mo} \right) c^2 \quad (1.1)$$

onde Mo é a massa do núcleo original, Mn é a massa do novo núcleo, Me é a massa do elétron e c é a velocidade da luz. Aqui, o importante é entender que o valor de energia resultante da equação (1.1) é fixo para os três valores de massa especificados. Este resultado é completamente compatível com o espectro das radiações alfa e gama,

que possuem um valor bem definido de energia para uma determina amostra. As Figuras 1.1 e 1.2 mostram o espectro de vários elementos, respectivamente, para a radiação alfa e radiação gama. Para a radiação beta, o resultado da equação (1.1)

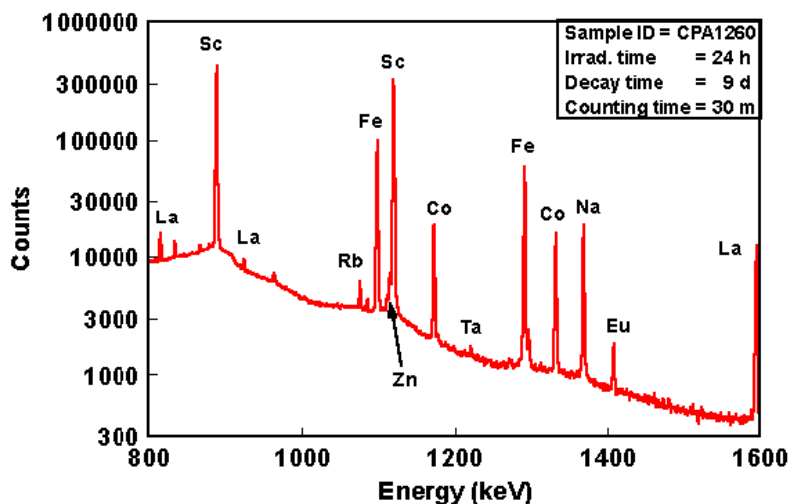


Figura 1.2: Espectro da radiação gama para alguns elementos.

define apenas o valor máximo de energia encontrado no espectro de uma amostra em particular, como pode ser visto na Figura 1.3 que ilustra o espectro do Bismuto 210. A equação (1.1) não é capaz de determinar os diversos valores abaixo da energia máxima emitida pelo decaimento beta.

Apesar de Bohr praticamente propor que o princípio da conservação da energia não fosse considerado no estudo do átomo, Wolfgang Pauli teve a visão correta da situação. Em 1930, ele sugeriu que outra partícula era emitida juntamente com o elétron, carregando a energia que faltava nos demais valores do espectro da radiação. Esta nova partícula devia ser eletricamente neutra para ser compatível com a conservação de carga e por não haver sido detectada através de ionização. Pauli propôs chamá-la de *neutronem* em alemão, o que seria neutron em inglês e nêutron em português. Este não é o nêutron dos dias de hoje, descoberto em 1932 por James Chadwick. A idéia de Pauli foi recebida com certo ceticismo, até que em 1934 Enrico Fermi apresentou uma nova teoria sobre o decaimento beta incluindo a partícula de Pauli. Como as energias dos elétrons observadas no decaimento beta possuem

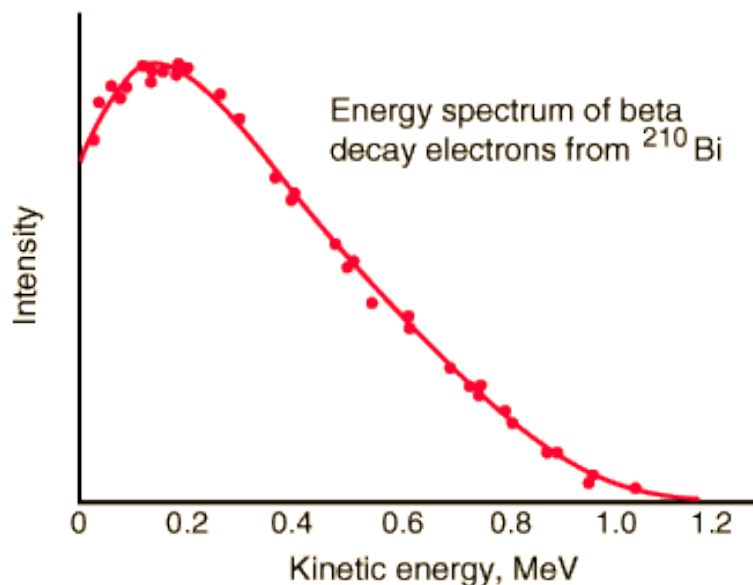


Figura 1.3: Espectro do Bismuto 210.

valor máximo definido pela equação (1.1), a massa da nova partícula deveria ser extremamente pequena [2]. Desta forma, Fermi passou a chamar a nova partícula de neutrino, que pode ser compreendido do italiano como pequeno objeto neutro.

O descobrimento do nêutron por Chadwick resolveu alguns problemas que antes eram associados ao neutrino. Com a teoria de Fermi, o papel do neutrino no decaimento beta ficou ainda mais claro. Os cientistas passaram a considerar plausível a existência do neutrino e alguns deles passaram a se perguntar como detectá-lo. Na mesma época, Hans Bethe e Rudolf Peierls calcularam a probabilidade de interação de um neutrino com uma molécula de água, mais exatamente, com o próton que constitui o núcleo do Hidrogênio. A conclusão foi que a chance de tal interação é de 7 em 10^{22} , para 1 cm de água. Seria necessário aproximadamente 10^{21} cm de água para absorver um neutrino [1]. Em função desta baixíssima probabilidade de interação do neutrino com a matéria, sua detecção só foi possível a partir de dois fatos: 1) o surgimento dos reatores nucleares, por emitirem neutrinos intensamente e 2) o desenvolvimento de materiais cintiladores, que ao serem adicionados aos detectores baseados em água, aumentam a eficiência dos mesmos. Utilizando esta

tecnologia, Clyde Cowan e Frederick Reines construíram um detector de neutrinos e em 1956 publicaram na revista Science o artigo "Detection of the Free Neutrino: a Confirmation". Cowan faleceu em 1974, quase vinte anos antes de Reines ser premiado com o Nobel de Física, em 1995, pelo trabalho publicado.

Atualmente, acredita-se que o neutrino é uma das partículas elementares que constituem toda a matéria que se conhece. Ele faz parte da família dos léptons, grupo de partículas elementares que não são influenciadas pela força de interação forte. Existe um neutrino e um antineutrino para cada lépton conhecido. Portanto, existe o neutrino do elétron, do tau, do múon e seus respectivos antineutrinos, sendo que existem evidências de que eles podem oscilar de um tipo para outro espontaneamente. No próximo capítulo serão descritos os experimentos típicos para a detecção dos neutrinos.

2 Experimentos com Neutrinos

Como dito no capítulo anterior, existem diversos processos físicos de criação de neutrinos, cada qual produzindo diferentes tipos de neutrinos, em faixas de energia específicas, como mostra a Figura 2.1 (extraída da referência [3]). Experimentos dedicados à detecção de neutrinos não são igualmente sensíveis a toda essa faixa de energia, assim como, em geral, não possuem sensibilidade para detectar mais de um dos três tipos de neutrinos - eletrônico, muônico e tauônico.

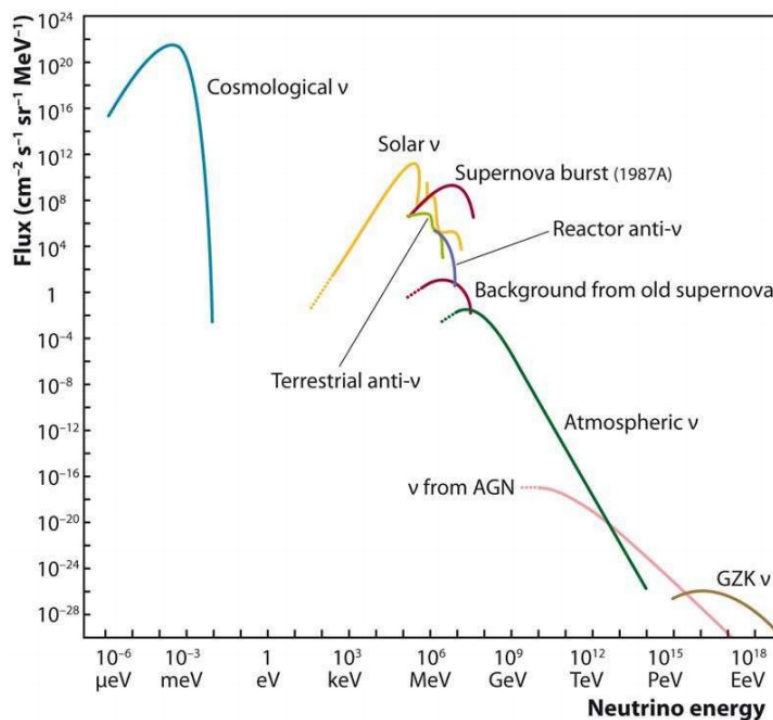


Figura 2.1: Espectro de energia dos neutrinos.

2.1 Fontes de Neutrinos

Neste capítulo são abordados os experimentos capazes de detectar neutrinos produzidos pelas seguintes fontes:

- **O sol:** Diversos ciclos de reações nucleares acontecem no sol, sendo os dois principais a cadeia próton-próton e o ciclo CNO – Carbono, Nitrogênio e Oxigênio. Algumas reações que constituem esses ciclos emitem neutrinos através do decaimento dos núcleos atômicos resultantes. O modelo teórico que descreve estes processos é conhecido como Modelo Solar Padrão. Uma das aplicações deste modelo é o cálculo da taxa média de neutrinos, produzidos no sol, que irão interagir com o alvo em um detector.
- **A atmosfera:** Quando raios cósmicos oriundos do espaço, chamados de radiação cósmica primária (compostos principalmente por prótons), interagem com núcleos atômicos da atmosfera [2], diversas partículas são formadas além das que originaram a reação. Estas partículas geradas são conhecidas como radiação cósmica secundária e, dentre elas, podem estar os hádrons e seus produtos de decaimento. Dentre estes hádrons, muitos são píons que decaem, na maioria dos casos, em múons, neutrinos do múon e suas antipartículas, como mostra (2.1) e (2.2).

$$\pi^+ \longrightarrow \mu^+ + \nu_\mu \quad (2.1)$$

$$\pi^- \longrightarrow \mu^- + \bar{\nu}_\mu \quad (2.2)$$

Alguns desses múons decaem antes de chegar na Terra e geram elétrons, neutrinos eletrônicos e suas antipartículas, como em (2.3) e (2.4).

$$\mu^+ \longrightarrow e^+ + \nu_e + \bar{\nu}_\mu \quad (2.3)$$

$$\mu^- \longrightarrow e^- + \bar{\nu}_e + \nu_\mu \quad (2.4)$$

Os múons que não decaem antes de chegar na superfície da Terra representam uma grande fonte de ruído para os experimentos de detecção de neutrinos. Em geral, estas partículas interagem no detector e produzem um falso evento

de neutrino. Para atenuar a interação dessas partículas indesejadas em detectores, estes costumam ser construídos em instalações subterrâneas, embora a radiação do solo também represente uma preocupação.

- **Aceleradores de partículas:** Os neutrinos produzidos por aceleradores de partículas são emitidos pelo decaimento das partículas criadas artificialmente em uma máquina. O processo de criação de partículas em um acelerador começa com elétrons ou prótons que são acelerados até atingirem altas energias [2]. Através de um aparato magnético, estas partículas muito energéticas têm sua trajetória curvada, formando um feixe que colide em um alvo, gerando novas partículas. No caso da produção de neutrinos, píons e káons são formados e, por sua vez, decaem em neutrinos e múons, como mostram as reações (2.5) e (2.6):

$$\pi^+, K^+ \longrightarrow \mu^+ + \nu_\mu \quad (2.5)$$

$$\pi^-, K^- \longrightarrow \mu^- + \bar{\nu}_\mu \quad (2.6)$$

Os múons resultantes, por sua vez, possuem uma pequena probabilidade de decaírem, gerando uma pequena quantidade de neutrinos do elétron, do múon e as antipartículas associadas, como em (2.7) e (2.8).

$$\mu^+ \longrightarrow e^+ + \nu_e + \bar{\nu}_\mu \quad (2.7)$$

$$\mu^- \longrightarrow e^- + \bar{\nu}_e + \nu_\mu \quad (2.8)$$

A distância entre o detector de um experimento e o acelerador de partículas é conhecida como linha de base. A linha de base o classifica em: experimento de linha de base curta, quando tal distância é da ordem de 1 Km e experimento de linha de base longa, quando a distância é da ordem de 10^2 a 10^3 Km. Essa distância é um parâmetro determinante no valor da probabilidade de oscilação dos neutrinos, como será visto mais a frente.

- **Geo-neutrinos:** são, em sua maioria, antineutrinos emitidos pela radiação natural da Terra, provenientes do decaimento dos seguintes isótopos: ^{238}U , ^{232}Th , ^{40}K , ^{235}U e ^{87}Rb . Atualmente, a produção de neutrinos ocorre somente

quando elétrons são capturados pelo núcleo do ^{40}K . Em contraste com o Sol, a Terra emite principalmente antineutrinos. O espectro dos geo-neutrinos depende da forma e da taxa dos decaimentos individuais e, também, da quantidade e da distribuição espacial dos elementos mencionados [4]. O primeiro experimento a reportar evidências de geo-neutrinos foi KamLAND, em 2005, demonstrando que a técnica para a detecção destas partículas está disponível. Pode-se dizer que os geo-neutrinos são como sondas que viajam livremente do interior da Terra, estabelecendo um meio para o estudo da constituição do planeta.

- **Supernovas:** Durante o colapso gravitacional de uma estrela, chamado de supernova, 99% da energia liberada é na forma de neutrinos [5]. Experimentos como Kamiokande e Super-Kamiokande foram capazes de detectar uma rajada de neutrinos da supernova SN1987A. Porém, acredita-se que colapsos estelares ocorrem no universo desde a formação das mesmas. Conclui-se, portanto, que deve existir um sinal tênue dos neutrinos emitidos por todos os colapsos já ocorridos. O estudo destes neutrinos pode oferecer informações sobre a formação de estrelas e de supernovas no universo.

2.2 Experimentos para a detecção de neutrinos

Tanto os experimentos concluídos quanto os que continuam em operação contribuem para a elaboração de novos experimentos, como o Projeto Neutrinos Angra, que é o contexto desta dissertação. Tal contribuição se dá por diversas maneiras, tais como o desenvolvimento de técnicas para construção de detectores, para supressão de ruído, a confirmação de resultados, etc. Os experimentos mais relevantes são brevemente descritos a seguir:

- **The Homestake Solar Neutrino Detector:** O detector de neutrino solar Homestake foi um experimento construído no período de 1965 – 1967 para medir o fluxo de neutrinos solares acima da energia de 0,814 MeV. Uma técnica

radioquímica foi utilizada, baseada na reação de decaimento beta inverso [6]:



onde a quantidade de átomos de ${}^{37}\text{Ar}$ era contada por um determinado período, o que determinava a taxa de neutrinos solares. O observatório de neutrino solar Homestake foi construído na mina de ouro de Homestake, em Lead, Dakota do Sul, EUA. A câmara onde o detector foi instalado está 1478 m abaixo da superfície, o que é equivalente a 4200 \pm 100 m.w.e (*meters water equivalent* – equivalente em metros de água). O fluxo médio medido inicialmente por este detector foi cerca de 3 SNU¹, valor abaixo do previsto pelo modelo solar utilizado [7]. Esta diferença entre o valor medido e o previsto foi a primeira evidência da oscilação dos neutrinos.

- **GALLEX/GNO:** GALLium EXperiment, assim como o experimento de Homestake, foi construído para medir o fluxo de neutrinos solares através de técnica radioquímica. Seu limiar de energia era de 0,233 MeV e utilizava gálio ao invés do cloro. O processo de interação com o neutrino eletrônico é dado pela reação de decaimento beta inverso [8]:



O detector utilizava 101 toneladas de GaCl₃-HCL, sendo que 30,3 toneladas eram de gálio. Situado no Laboratório Nacional de Gran Sasso – LNGS, Itália, o detector ficava a 3.300 m.w.e da superfície. O GALLEX funcionou de 1991 a 1997, quando foi então substituído pelo experimento GNO (Gallium Neutrino Observatory), que operou de 1998 até 2003. O GNO empregou o mesmo detector descrito, porém contava com melhorias no equipamento de contagem dos átomos de ${}^{71}\text{Ge}$, resultantes do processo que determinava a taxa de interação dos neutrinos. Com a combinação dos resultados de GALLEX e GNO obteve-se uma taxa média de neutrinos que é aproximadamente a metade do valor previsto pelo modelo solar utilizado [9].

¹SNU – Solar Neutrino Unit – Unidade de neutrino solar que é equivalente a uma interação por segundo a cada 10^{36} átomos no alvo.

- **SAGE:** Russian-American Gallium Experiment. Este experimento foi baseado na mesma técnica radioquímica utilizada no GALLEX/GNO e operou de 1990 a 2004 no Observatório de Neutrino de Baksan – BNO, localizado nas montanhas de Cáucaso, na Rússia. O detector foi instalado a 4700 m.w.e abaixo da superfície. Uma camada de 60 cm de concreto mais uma de 6 mm de aço envolveram o local do experimento. Esta dupla camada evita que nêutrons e radiação gamma emitidos pela rocha produzam ruído no detector. A taxa média de neutrinos solares medida por este detector também foi aproximadamente metade do valor previsto pelo modelo solar [10].
- **Kamiokande:** Kamioka Nucleon Decay Experiment operou de 1983 até 1996. Foi um experimento proposto para detectar o decaimento do próton, com capacidade de medir interações de neutrinos solares, atmosféricos e de supernovas. A técnica utilizada para a detecção é baseada em radiação Cherenkov. Quando um neutrino interage com o alvo no detector, fótons são emitidos – radiação Cherenkov – e detectados por tubos fotomultiplicadores. Este dispositivo é capaz de converter uma determinada quantidade de fótons em carga elétrica, que pode ser medida por um aparato eletrônico específico. O detector de Kamiokande foi instalado a 1000 m abaixo da superfície, ou 2600 m.w.e., na mina de Kamioka, no Japão. O detector consistia de um tanque cilíndrico com 15,6 m de diâmetro e 16,0 m de altura, contendo 3000 toneladas de água. Este tanque foi equipado com 1000 tubos fotomultiplicadores, que cobriam 20% de sua superfície interna.
- **Super-Kamiokande (Super-K):** Começou a ser construído em 1991, com o experimento Kamiokande ainda em funcionamento. Está localizado a 1000 m da superfície em outra cavidade da mina de Kamioka no Japão. O experimento está realizando medidas desde abril de 1996. Pode-se dizer que Super-Kamiokande continua a busca de Kamiokande pelo decaimento do próton e por interações de neutrinos. Como Kamiokande, também é baseado na detecção de radiação Cherenkov em água. O detector é um cilindro de 39 m de diâmetro por 42 m de altura, possuindo cerca de 13000 tubos fotomultipli-

cadores instalados. Já foi capaz de detectar interações de neutrinos solares, atmosféricos e de aceleradores de partículas. Para os neutrinos de aceleradores, dois experimentos de longa linha de base foram estabelecidos, conhecidos como K2K [11] – Kamioka to Kamiokande experiment – e T2K [12] – Tokai to Kamiokande experiment. No primeiro caso, Super-K detecta neutrinos gerados por um acelerador de partículas conhecido como KEK, localizado a 250 Km do detector. O segundo experimento - T2K - detecta neutrinos gerados pelo acelerador J-PARC, instalado em Tokai, a 295 Km.

- **SNO:** Sudbury Neutrino Observatory, foi instalado na mina de Creighton, próximo a Sudbury, Ontário, Canada. O detector é um vaso de acrílico esférico com 12 metros cúbicos de volume, preenchido com 1000 toneladas de água pesada – D_2O – e equipado com 9456 tubos fotomultiplicadores. Foi o primeiro experimento capaz de medir interações de todos os sabores de neutrinos, através das seguintes reações [13]:

$$\nu_x + e^- \longrightarrow \nu_x + e^- \quad (2.11)$$

$$\nu_e + D \longrightarrow e^- + p + p \quad (2.12)$$

$$\nu_x + D \longrightarrow \nu_x + n + p \quad (2.13)$$

onde ν_x pode ser qualquer sabor de neutrino. As reações de espalhamento elástico (2.11), corrente carregada (2.12) e corrente neutra (2.13) produzem elétrons que provocam radiação Cherenkov, que por sua vez é detectada por tubos fotomultiplicadores.

2.3 Oscilação dos Neutrinos

Além das contribuições citadas, experimentos com neutrinos contribuem para a física das interações fracas através de resultados que evidenciam fenômenos não descritos pelo Modelo Padrão. Diversos experimentos que detectaram neutrinos atmosféricos e solares evidenciaram o fenômeno da oscilação de sabor dos neutrinos.

Ao mesmo tempo, o experimento KamLAND demonstrou o desaparecimento de antineutrinos eletrônicos emitidos por um reator nuclear. O experimento SNO evidenciou que o desaparecimento de neutrinos do elétron ocorre pela conversão destes em neutrinos do múon e do tau. Outros experimentos com neutrinos de aceleradores de partículas – K2K e MINOS – também mostraram evidências da oscilação de sabor.

Sabe-se do Modelo Padrão que existem três tipos de neutrino: o neutrino do elétron, do múon e do tau. Inicialmente, acreditava-se que os neutrinos não possuíam massa e não se convertiam entre si. Porém, este cenário mudou quando Pontecorvo e, independentemente, Maki, Nakagawa e Sakata, propuseram que os neutrinos podiam ter uma desigualdade entre suas bases de massa e entre as bases de sabor. Desde então, assume-se que os neutrinos podem oscilar de sabor. Um exemplo é o neutrino do elétron, que pode se converter em outro neutrino, do múon ou do tau, durante a sua trajetória [14]. A análise de resultados experimentais combinados implica na mistura de, pelo menos, três neutrinos. É possível relacionar as massas dos três neutrinos através de uma matriz de mistura. Essa matriz é parametrizada por dois valores de massa independentes, Δm_{12}^2 , Δm_{23}^2 , três ângulos de mistura, θ_{12} , θ_{23} , θ_{13} , e um ângulo de fase de violação. Dos dados experimentais com neutrinos atmosféricos e de aceleradores, definiu-se uma região de valores de massa associados a um ângulo de mistura, conhecidos respectivamente como Δm_{atm}^2 e θ_{atm} . Já os dados experimentais com neutrinos solares e de reatores definiram outra região de valores de massa associados a um ângulo de mistura, respectivamente conhecidos como Δm_{sol}^2 e θ_{sol} .

Para a oscilação com três neutrinos, pode-se acomodar os dois resultados experimentais associando uma das escalas de massas à escala solar – $\Delta m_{12}^2 = \Delta m_{sol}^2$, a outra escala de massa à escala atmosférica – $\Delta m_{23}^2 = \Delta m_{atm}^2$ e considera-se os respectivos ângulos de mistura – θ_{sol} e θ_{atm} . Ainda assim, existem três parâmetros desconhecidos para descrever totalmente o fenômeno da oscilação dos neutrinos: a fase de violação CP, a hierarquia de massa e o terceiro ângulo de mistura θ_{13} , cujo limite superior já foi definido pelos experimentos CHOOZ e Palo Verde. Há um con-

senso de que o mais importante desses parâmetros é o ângulo de mistura θ_{13} , pelo fato deste controlar a acessibilidade experimental aos outros parâmetros indefinidos [15]. É possível calcular a probabilidade de sobrevivência de um neutrino do elétron, ou equivalentemente a probabilidade de um neutrino do elétron não se converter em um neutrino do múon ou do táu, através da equação 2.14, que deriva da matriz de mistura dos neutrinos:

$$P(\nu_e \rightarrow \nu_e) \cong 1 - \sin^2 2\theta_{13} \sin^2\left(\frac{\Delta m_{atm}^2 L}{4E}\right) - \cos^4 \theta_{13} \sin^2 2\theta_{12} \sin^2\left(\frac{\Delta m_{12}^2 L}{4E}\right) \quad (2.14)$$

onde L é a distância de propagação e E é a energia da partícula. A Figura 2.2 mostra um gráfico [16] da equação 2.14 em função de L/E . No gráfico, existem duas oscilações: uma governada pelo segundo termo da equação e a outra pelo terceiro termo. A escolha da razão L/E é uma maneira de distinguir os efeitos de cada oscilação em um experimento.

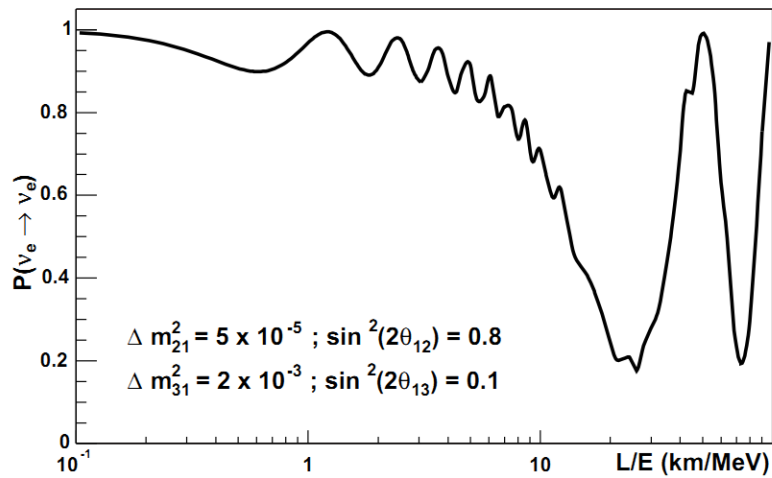


Figura 2.2: Probabilidade de sobrevivência de um neutrino eletrônico.

3 Antineutrinos de Reatores Nucleares

Experimentos com reatores nucleares têm como objetivo detectar antineutrinos gerados pelas reações que ocorrem em uma profusa fonte emissora: o reator nuclear. O primeiro experimento deste tipo foi realizado em Savannah River, por Reines e Cowan. Os antineutrinos gerados por um reator nuclear são da ordem de poucos MeV de energia, em contraste com as partículas geradas por aceleradores, que possuem energias de 100 MeV a 100 GeV. A faixa de energia de poucos MeV permite a investigação da oscilação de neutrinos para valores de Δm_{12}^2 muito pequenos, característica que é de grande interesse para a física de partículas atual. Além disso, ao contrário dos experimentos com neutrinos solares e atmosféricos, há um maior conhecimento da fonte emissora, o que pode permitir outras aplicações dos experimentos de reatores. Um exemplo de aplicação muito visada nos dias de hoje é a monitoração remota de reatores nucleares. Tal processo permite um acompanhamento do reator sem interferência na operação do mesmo e sem a necessidade de presença humana na área de contenção do reator nuclear ou em outras áreas de acesso restrito. Os dados obtidos através da monitoração do fluxo de antineutrinos emitido, podem revelar, em tempo real, parâmetros relacionados à atividade do reator, o que permite otimizar a geração de energia elétrica e verificar itens de salvaguarda nucleares. Apesar da existência de reatores nucleares para fins de pesquisa, a grande maioria se encontra instalada em usinas nucleares para a geração de energia elétrica, como é o caso do reator de Angra II – fonte de antineutrinos para o experimento que motivou esta dissertação, o Projeto Neutrinos Angra. Este capítulo apresenta conceitos que estão no contexto do referido experimento, o qual

será apresentado no próximo capítulo. Ao final deste capítulo, alguns experimentos similares são apresentados.

3.1 Usinas Nucleares

O conceito de gerar energia elétrica a partir da energia armazenada nos núcleos atômicos foi proposto pela primeira vez em 1933 pelo cientista húngaro Leó Szilárd. Porém, somente em 1942 o primeiro reator nuclear foi construído na Universidade de Chicago pelo grupo liderado por Enrico Fermi, o que culminou na criação da primeira usina nuclear comercial, em 1951. Existem diversas usinas instaladas pelo mundo, como mostra a Figura 3.1 (da referência [17]), sendo estas de diversos tipos. As principais diferenças entre as usinas estão no combustível nuclear e no material moderador utilizados.

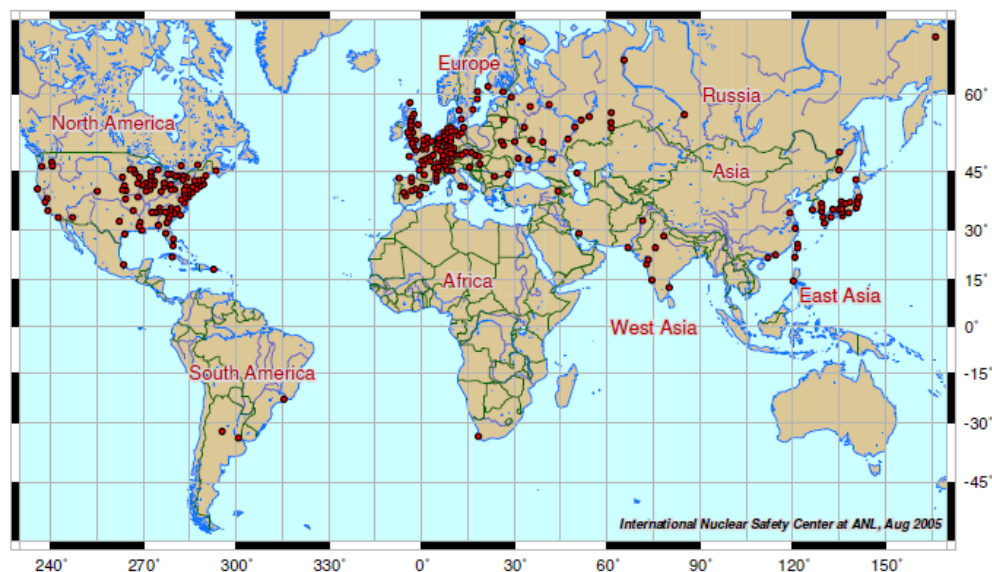


Figura 3.1: Mapa da distribuição de usinas nucleares instaladas no mundo.

A usina nuclear de Angra II utiliza um reator do tipo PWR (*Pressurized Water Reactor*) – reator de água pressurizada – no qual o combustível é composto principalmente por urânio, sendo que a maior parte é formada pelo isótopo ^{238}U e uma

pequena parte pelo isótopo ^{235}U . Como o urânio extraído da natureza não possui quantidade suficiente de ^{235}U para ser utilizado como combustível em um reator nuclear, ele passa por um processo conhecido como enriquecimento isotópico do urânio, que aumenta a concentração do ^{235}U . A matéria prima deste elemento químico é um minério chamado uraninita, de onde o urânio é extraído e transformado em um sal de coloração amarelada, conhecido como *yellowcake*. Este, por sua vez, é transformado em gás – o hexa-fluoreto de urânio – para a realização do enriquecimento isotópico. Finalmente, o gás resultante é novamente convertido para o estado sólido sob a forma de um pó de dióxido de urânio, que é moldado em pastilhas. Estas são agrupadas em um conjunto de varetas que compõem o elemento combustível para o reator nuclear. A Figura 3.2 mostra um elemento combustível [18] típico da usina de Angra II, que possui capacidade para 193 destes elementos, totalizando 17,5 milhões de pastilhas. A eletricidade se origina da energia nuclear do urânio, quando este é fissionado em um reator nuclear.



Figura 3.2: Elemento combustível da usina nuclear de Angra II.

3.1.1 Energia Nuclear

Define-se como energia nuclear a energia que está armazenada no núcleo do átomo. Ao se considerar um átomo de hélio, cujo núcleo é formado por dois prótons e dois nêutrons, sua massa nuclear é diferente da soma das massas das partículas constituintes do núcleo. Em valores numéricos tem-se: massa do próton livre (m_p) = $938,27\text{MeV}/c^2$, massa do nêutron livre (m_n) = $939,57\text{MeV}/c^2$, massa do núcleo de hélio (M_{He}) = $3728,75\text{MeV}/c^2$ e $2m_p + 2m_n = 3755,68\text{MeV}/c^2$. Essa diferença de massa, ou equivalentemente de energia, é conhecida como energia de ligação do átomo, ou seja, é a energia armazenada pelo potencial da interação que mantém o núcleo unido. A ligação dos constituintes do núcleo atômico é definida em dois processos: processo exotérmico, quando o núcleo é mais leve que os constituintes e a união dos últimos libera uma energia igual a energia de ligação; e o processo endotérmico, quando o núcleo é mais pesado que seus constituintes e assim se faz necessário fornecer energia, também igual a energia de ligação, para juntá-los. Portanto, a energia armazenada nos núcleos atômicos pode ser liberada em processos como a fissão nuclear, quando um núcleo divide-se em dois outros mais leves ou a fusão nuclear, quando dois núcleos se juntam e formam um outro mais pesado.

Quando um único núcleo é fissionado, a energia liberada é ínfima se comparada com valores macroscópicos, já que nesse processo é liberada uma energia na ordem de centenas de MeV, onde 100 MeV correspondem à $1,6 \times 10^{-11}\text{J}$. Por outro lado, ao se fissionar 1 kg de urânio, cerca de $2,0 \times 10^{13}\text{J}$ de energia é liberada, o que é equivalente à combustão de 1500 toneladas de carvão mineral [19].

3.1.2 Fissão Nuclear e a Geração de Energia Elétrica

O processo de fissão do combustível nuclear ocorre da seguinte forma: quando um nêutron atinge um núcleo de ^{235}U , ele é absorvido por este núcleo, que por sua vez se transforma em um núcleo de ^{236}U . Como este núcleo se encontra em um estado instável, ele sofre um processo de fissão nuclear e divide-se em dois núcleos, liberando radiação gama, outros nêutrons, e a própria energia cinética dos núcleos

resultantes. Os novos núcleos podem ser diversos elementos químicos, como mostra a Figura 3.3, que apresenta a distribuição de probabilidade em função da massa desses elementos. Estes núcleos resultantes possuem mais nêutrons do que o necessário para a sua estabilidade e esses núcleos decaem, através da emissão de elétrons e antineutrinos eletrônicos. Já os nêutrons que foram emitidos na fissão do ^{236}U

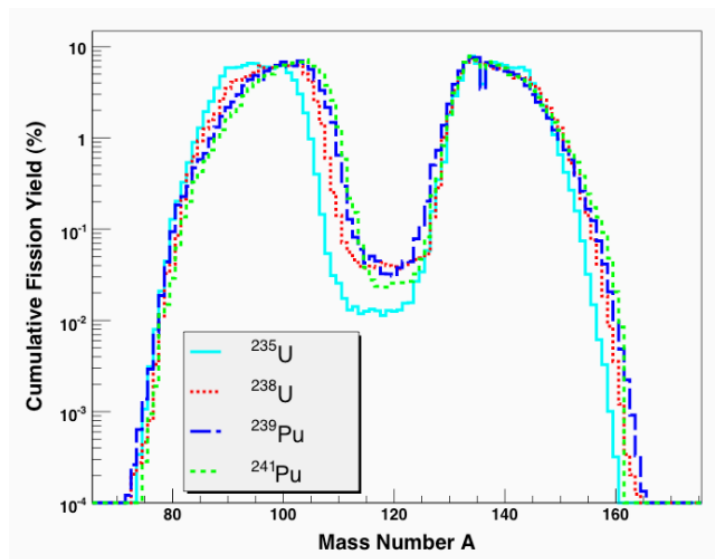


Figura 3.3: Distribuição de massas dos núcleos derivados da fissão do ^{236}U .

atingem outros núcleos de ^{235}U , mantendo o processo em um ciclo conhecido como reação em cadeia. Além disso, esses nêutrons participam da produção do ^{239}Pu , elemento químico que não se encontra na natureza e realiza o mesmo papel do ^{235}U no processo de fissão. Para que a reação em cadeia aconteça é necessário que tais nêutrons sejam menos energéticos, isto é, a velocidade deles precisa ser atenuada, ou equivalentemente a energia cinética, para que possam ser capturados pelos núcleos de ^{235}U . Na velocidade com que são emitidos, esses nêutrons são conhecidos como nêutrons rápidos, e a sessão de choque do ^{238}U para captura de nêutrons passa a ser relevante, como mostra a Figura 3.4. Ao serem desacelerados, os nêutrons passam a ser conhecidos como nêutrons térmicos, os quais são capturados em sua maioria pelo ^{235}U . A função do material refrigerante é exatamente reduzir a energia cinética dos nêutrons rápidos, o que ocorre quando estes se chocam com os átomos desse material. Estes átomos devem ser leves, como átomos de hidrogênio, para que a

perda de energia seja maximizada. Por esse motivo, a água é normalmente utilizada para tal função.

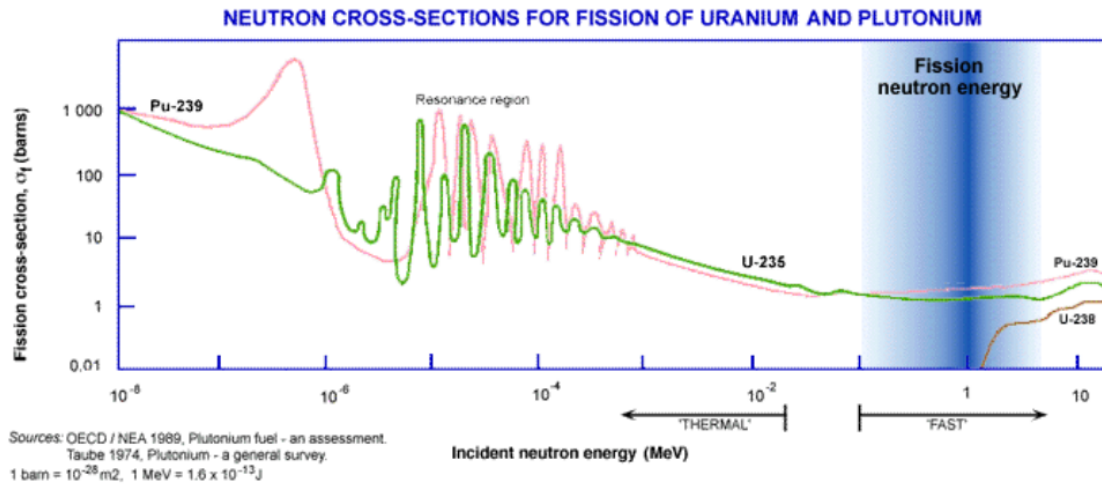


Figura 3.4: Seção de choque do Urânio e do Plutônio para a captura de nêutrons.

A água utilizada como material refrigerante circula no circuito primário do reator, aquecendo por ganhar energia dos nêutrons rápidos. Esta mesma água, já aquecida, promove o aquecimento de outro volume de água em um circuito separado, o circuito secundário. Neste circuito, a água torna-se vapor, que por sua vez gira uma turbina acoplada a um gerador elétrico. A Figura 3.5 mostra o esquema de uma usina nuclear do tipo PWR (extraído de [20]), onde pode se identificar os dois circuitos já mencionados e ainda um terceiro, o sistema de água de refrigeração, que não deve ser confundido com o material refrigerante.

3.2 Detecção de Antineutrinos em Reatores Nucleares

Como descrito anteriormente, a emissão de antineutrinos por um reator nuclear é causada pelo processo de fissão dos isótopos que constituem seu combustível. Tal emissão ocorre através do decaimento beta, definido na reação (3.1).



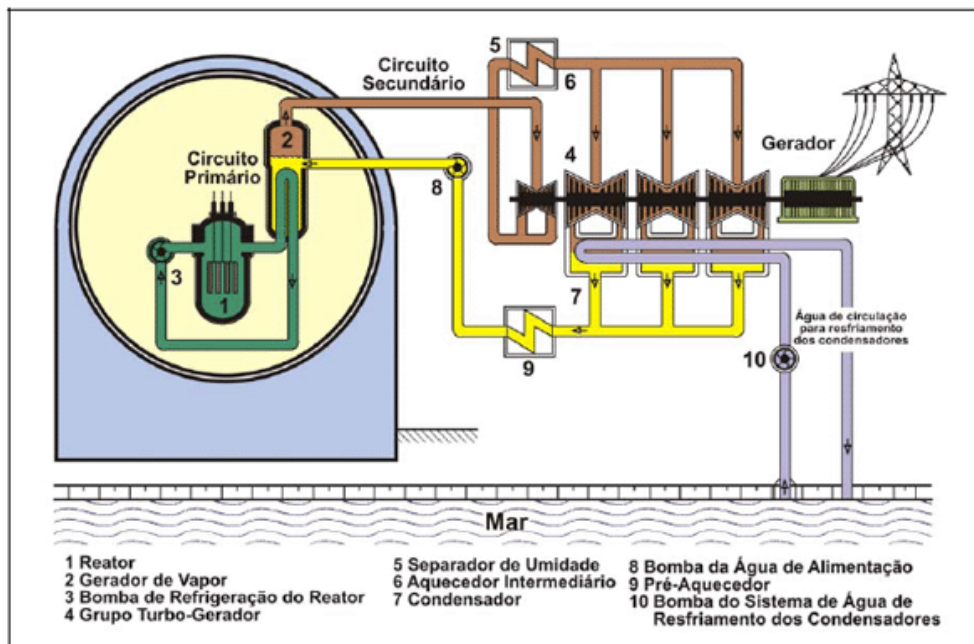


Figura 3.5: Esquema de funcionamento de uma usina nuclear PWR.

Portanto, a proporção entre a taxa de emissão de antineutrinos e a taxa de fissão de cada um desses isótopos é direta, sendo que esta última varia de acordo com o consumo do combustível nuclear. Isso significa que a taxa de emissão de antineutrinos também varia no mesmo processo. A Figura 3.6 mostra uma simulação da evolução temporal das taxas de fissão dos principais isótopos presentes no combustível nuclear do experimento Palo Verde [21]. Pode-se observar o consumo do ^{235}U na reação em cadeia e o consumo do ^{238}U na produção do ^{239}Pu e seus subprodutos. O ^{238}U é raramente consumido na reação em cadeia devido a sua ínfima seção de choque para nêutrons térmicos, conforme a descrição feita de uma usina PWR. Além da proporção direta entre as taxas de antineutrinos e de fissão, as diferentes probabilidades de formação de núcleos filhos dos isótopos fissionados, como mostra a Figura 3.3, provocam diferentes espectros de antineutrinos. Para exemplificar, a Figura 3.7 (referência [22]) mostra a medição, através da radiação beta, do espectro de energia dos antineutrinos emitidos pela fissão de diferentes isótopos, exceto para o ^{238}U que teve o espectro calculado.

Em experimentos de reatores nucleares, o antineutrino do elétron é detectado

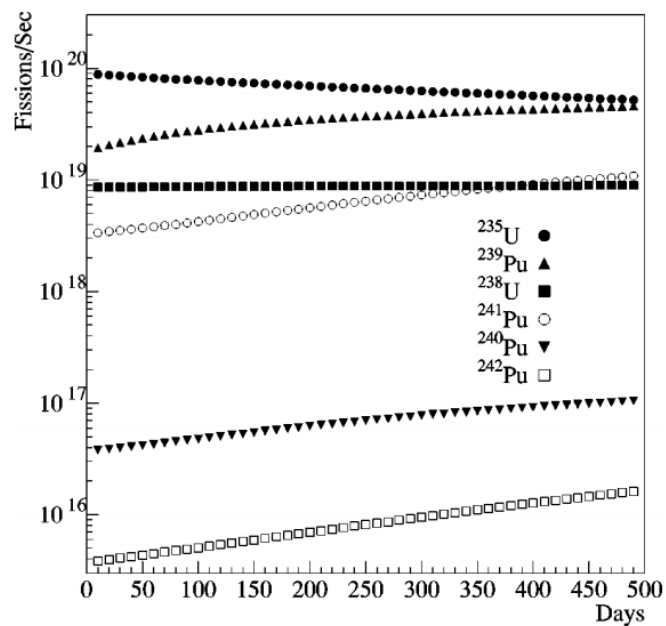


Figura 3.6: Evolução temporal dos isótopos do combustível nuclear.

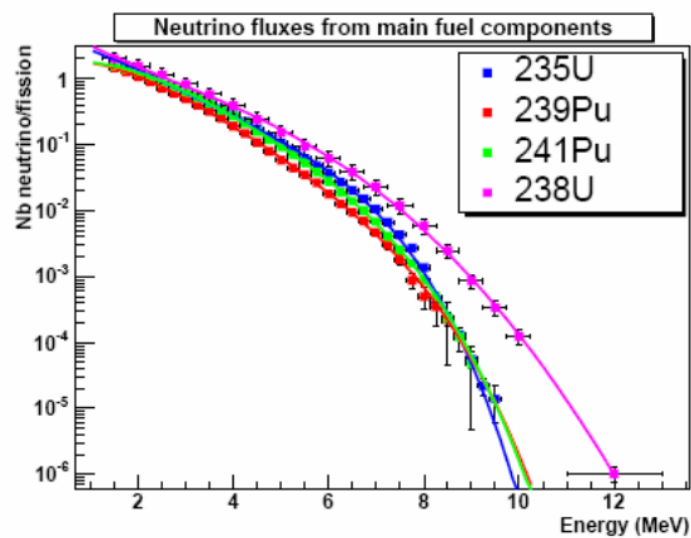


Figura 3.7: Espectro de antineutrinos dos principais isótopos do combustível nuclear.

quando interage com prótons no detector alvo¹, através do decaimento beta inverso

¹Por esta razão, uma característica comum entre alguns detectores é a utilização de água como alvo, pelo fato desta possuir prótons livres.

mostrado na reação (3.2).



Sendo assim, pode-se afirmar que a interação do antineutrino é percebida indiretamente, ou seja, o pósitron e o nêutron gerados é que são realmente detectados. O método escolhido para detectar estas duas partículas define essencialmente o funcionamento do detector. O pósitron, geralmente, possui energia suficiente para produzir radiação Cherenkov² em água, por exemplo. Tal radiação, por sua vez, pode ser detectada através de tubos fotomultiplicadores³. Porém, tal pósitron também irá se aniquilar com um elétron, emitindo 2 gamas de 511 KeV, os quais também podem gerar fótons através de um material cintilador. A metodologia adotada no Projeto Neutrinos Angra será apresentada no próximo capítulo.

3.3 Monitoração de Reatores Nucleares através da Detecção de Antineutrinos

A proposta de se medir o fluxo de antineutrinos oriundos de um reator nuclear, para monitorar remotamente a potência térmica gerada, foi cogitada no final da década de 70 por L. Mikaelyan [23]. Ele mostrou que a taxa de antineutrinos emitidos por um reator é proporcional à potência do mesmo, em função da proporção direta entre as taxas de fissão e de antineutrinos. Mikaelyan também defendeu a idéia de que o espectro dos antineutrinos seria capaz de fornecer informações sobre a composição isotópica do combustível nuclear. Como a energia gerada por um reator é proporcional a taxa de fissão dos isótopos, pode-se dizer que cada elemento físsil presente no combustível nuclear contribui com uma quantidade específica da energia total que é gerada pelo reator, e que o consumo gradual do combustível altera tal contribuição. A potência térmica de um reator nuclear pode ser definida como:

$$P_{ter} = \sum_i F_i E_i \quad (3.3)$$

²Basicamente, emissão de luz próxima do espectro visível.

³Dispositivos sensíveis à luz (fótons) com a capacidade de convertê-la em uma quantidade de carga elétrica.

onde F_i é a taxa de fissão do isótopo i e E_i é a energia térmica liberada por fissão. Utilizando-se um detector para medir o fluxo de antineutrinos, pode-se encontrar uma relação diretamente proporcional entre o fluxo medido e a potência do reator.

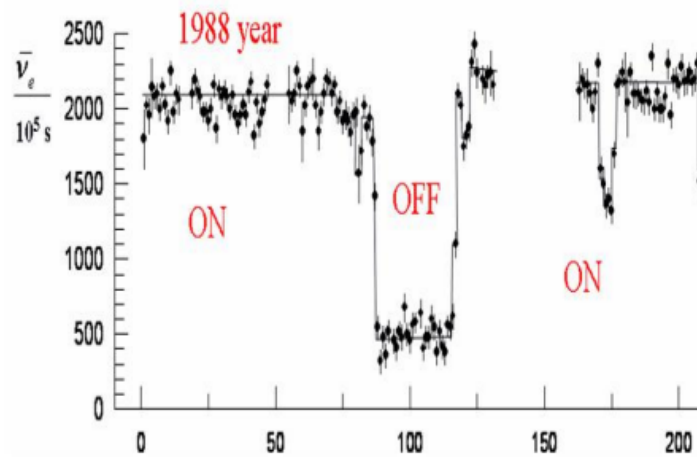


Figura 3.8: Taxa de antineutrinos medida na usina nuclear de Rovno.

Um dos primeiros resultados que demonstra a idéia descrita acima foi obtido em um experimento montado na usina nuclear de Rovno, Ucrânia [24]. A proposta do experimento foi apresentar um método para medir a potência liberada pelo reator através da medição do fluxo de antineutrinos liberado pelo mesmo. A Figura 3.8 mostra a taxa de antineutrinos em função do tempo, onde é possível ver um período de reabastecimento do combustível, quando o fluxo cai consideravelmente. Pode-se observar também que, após o referido período, a potência do reator atinge um valor maior que o inicial. Este fato demonstra a sensibilidade do detector à potência liberada pelo reator, quando este é abastecido com o combustível novo. Outro experimento similar, denominado SONGS (San Onofre Nuclear Generation Station), produziu resultados que podem ser vistos na Figura 3.9. Os pontos são as médias das taxas de antineutrinos acumuladas por trinta dias, onde é possível perceber o efeito do consumo de combustível com a queda progressiva dos valores. Após o período de reabastecimento do combustível, a retomada da operação normal do reator é verificada pelo retorno dos valores médios ao patamar inicial.

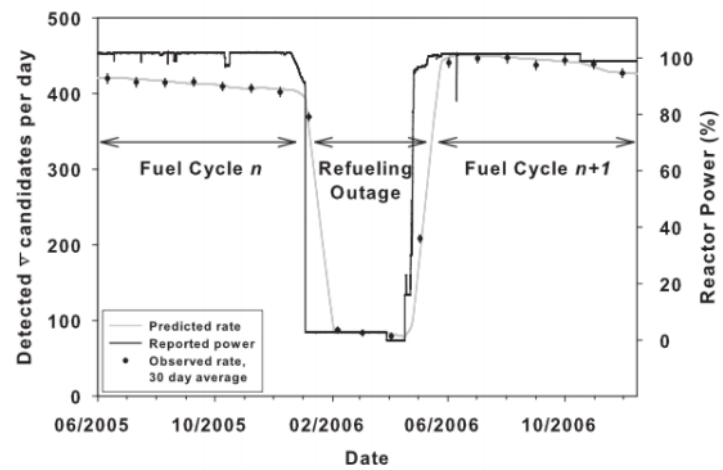


Figura 3.9: Taxa de antineutrinos medida no experimento SONGS.

4 Projeto Neutrinos Angra

O Projeto Neutrinos Angra pretende detectar antineutrinos do elétron no reator nuclear da usina de Angra II, em Angra dos Reis. Dois objetivos foram definidos: monitoração da potência térmica do reator e, a longo prazo, o estudo do fenômeno de oscilação. Este último objetivo depende, principalmente, de dois fatores para se concretizar: o cenário do estudo da oscilação nos próximos anos e a formação de uma colaboração internacional, em função da complexidade e do custo de tal tarefa. Através do desenvolvimento e da construção de um detector de antineutrinos, será possível medir parâmetros do reator em atividade. Estudos, simulações e o desenvolvimento de técnicas e de instrumentação são necessários para se atingir tais objetivos. O projeto é coordenado pelo CBPF e desenvolvido em parceria com alguns grupos de universidades do país. Este capítulo descreve, do ponto de vista da instrumentação, os principais aspectos que definem o funcionamento do experimento. A Figura 4.1 ilustra uma visão geral dos sistemas que compõem o aparato experimental, desde o detector até o armazenamento de dados. Estes sistemas são apresentados a seguir.

4.1 O Detector

Duas exigências principais tiveram que ser consideradas no projeto conceitual do detector, ambas relacionadas a aspectos de segurança estabelecidos pela administração da usina nuclear. A primeira trata da possibilidade da blindagem do detector alvo contra radiação externa indesejada. Para reduzir o fluxo de radiação cósmica a uma faixa de 10^2 partículas por segundo, a atenuação deve ser de, pelo menos,

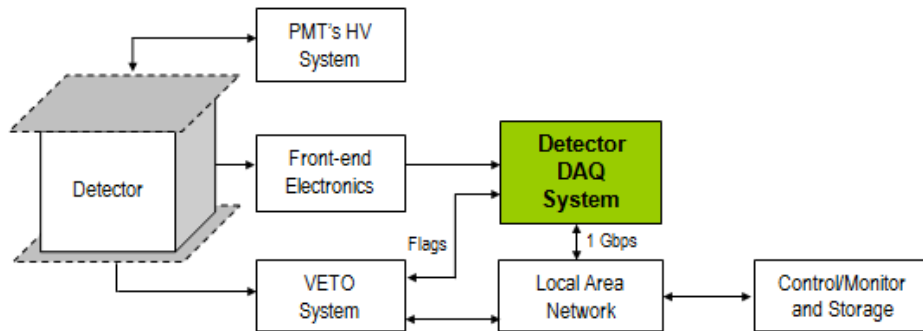


Figura 4.1: Visão geral dos sistemas que compõem o experimento Neutrinos Angra.

25 m.w.e. Isso exige, em geral, que o detector seja construído em uma cavidade subterrânea, ou que uma camada de material absorvedor muito espesso envolva o mesmo. Ambas alternativas não são permitidas na área da usina. A segunda exigência se refere à proibição da utilização de materiais inflamáveis no perímetro da usina. O conceito inicial era preencher o detector central com cintilador líquido orgânico, que garante melhor resolução em energia, porém tal material é inflamável. Estas considerações definem um cenário difícil para o desenvolvimento de um detector com boa relação sinal-*background*¹, sendo que este precisa ser instalado na superfície, não pode ser muito volumoso e não pode conter materiais inflamáveis.

Atualmente, o detector do projeto está em fase de construção, com diversas partes mecânicas fabricadas e integradas por empresas especializadas. Um protótipo do detector foi construído para validação do projeto mecânico e também, de alguns dos conceitos empregados em seus subsistemas. Estes serão descritos a seguir.

1. **Detector Central:** Este subsistema constitui-se de um volume cúbico central, preenchido com água dopada com Gadolínio. O detector central é o alvo onde espera-se a interação dos antineutrinos pela reação de decaimento beta inverso. A interação produz sinais luminosos (fótons) que podem ser detectados por 32 tubos fotomultiplicadores dispostos ao redor do volume, como mostra a Figura 4.2. De acordo com [15], [25], aproximadamente 10^{20} anti-

¹O sinal é a parcela de interesse, gerada pela detecção dos secundários da interação do antineutrino. Já o *background* é a combinação dos sinais gerados pela interação de partículas espúrias.

neutrinos são emitidos por segundo pelo reator nuclear. Deste fluxo, cerca de 10^3 antineutrinos por dia devem ser absorvidos pelo volume de 1 tonelada de água do detector central, que será posicionado próximo (50 m) da cúpula de contenção do reator. Por outro lado, o detector também estará exposto continuamente a fontes de *background*, sendo a mais intensa delas a radiação cósmica. O espectro de energia típico de antineutrinos produzidos por um reator possui um pico em torno de alguns MeV . A convolução desse espectro com a seção de choque para a reação de decaimento beta inverso resulta em um espectro observável, que deve possuir um pico em torno de $2 MeV$. Como já mencionado, a interação de um antineutrino é percebida pela detecção dos secundários da reação beta inverso: o pósitron e o nêutron. Antes de sua aniquilação com um elétron, o pósitron produzido, que possui boa parte da energia do antineutrino incidente, provoca radiação Cherenkov na água². O nêutron, inicialmente, perde boa parte de sua energia para prótons, ficando com apenas alguns elétron-volts. Nesta faixa de energia, ele é considerado um nêutron térmico e o seu principal mecanismo de interação é a captura por núcleos atômicos. Porém, quando o alvo é apenas água, a sessão de choque para a última interação só passa a ser relevante para energias muito baixas – na ordem de centésimos de eV. Por esta razão, para aumentar a eficiência da captura do nêutron, a água tem que ser dopada com um material que possua alta sessão de choque para tal reação. No caso, o material utilizado é o Gadolínio – Gd – que possui uma característica interessante: os gamas liberados após o processo de captura somam uma quantidade fixa de energia – $7,9 MeV$. Estes gamas são capazes de produzir radiação Cherenkov na água, o que completa a assinatura de um antineutrino: um primeiro sinal luminoso gerado pelo pósitron, seguido pelo sinal luminoso de captura do nêutron, com um intervalo médio de 30 us entre ambos.

2. **Veto Interno:** O volume compreendido entre o detector central e a caixa que o contém será preenchido apenas com água, com o objetivo de atenuar o fluxo de partículas cósmicas no alvo, especialmente nêutrons. Além disso, no mesmo

²Os gamas de $511 keV$ emitidos pela aniquilação não são capazes de gerar o mesmo efeito.

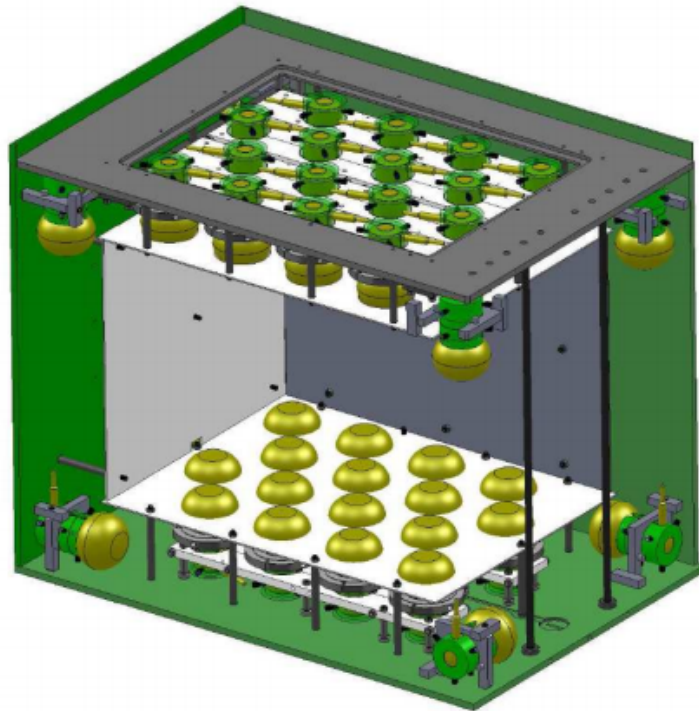


Figura 4.2: Detector Central do Projeto Neutrinos Angra

volume serão acomodados 8 tubos fotomultiplicadores, com a intenção de detectar sinais luminosos gerados por múons cósmicos. Esses sinais podem ser utilizados para reforçar o critério de separação sinal-*background* no detector. Um sistema eletrônico associado ao veto interno irá produzir um sinal quando um múon for detectado. Este sinal impedirá que os sinais gerados no detector central, coincidentes com a interação do múon, sejam adquiridos. Assim, evita-se que um falso evento de antineutrino seja produzido pela combinação das possíveis interações de partículas espúrias.

3. **Veto:** O sistema de veto é composto por placas cintiladoras que envolvem todo o volume descrito acima, com o objetivo de detectar interações de partículas da radiação cósmica - múons. Tais placas utilizam uma fibra óptica para capturar o fóton e direcioná-lo para um tubo fotomultiplicador multianódico. Este arranjo é concebido de forma a possibilitar um mapeamento da posição das partículas incidentes. O sinal gerado pelo subsistema de veto auxilia o

processo de separação do sinal de interesse do sinal gerado por partículas espúrias, reforçando a estratégia de exclusão de falsos eventos.

4. **Blindagem Externa:** Esta blindagem é a parte mais externa do conjunto que compõe o detector, cercando os três subsistemas já descritos. É formada por um volume separado de água, com cerca de 20 cm de espessura, com o objetivo de atenuar a incidência de nêutrons externos no detector. Esta camada de água será, provavelmente, dopada com boro, o que deve aumentar a eficiência para absorção de nêutrons.

4.2 Separação sinal-*background*

Como mencionado na seção anterior, o fluxo de antineutrinos que deve ser detectado por um alvo com uma tonelada de água é da ordem de 10^3 partículas por dia, para uma distância entre fonte emissora e detector de, no máximo, 50 m. Estudos sobre o fluxo de radiação cósmica incidente em detectores de diferentes geometrias, por exemplo [26], convergem para valores da ordem de 10^3 eventos por segundo ao nível do mar, o que resulta em uma taxa da ordem de 10^8 eventos por dia. Estes valores demonstram o desafio em distinguir os sinais de interações de antineutrinos dos sinais provocados por radiação espúria. Já que o *background* é composto, principalmente, por raios cósmicos, e tais eventos não podem ser detectados com 100 % de eficiência pelos sistemas de veto, se faz necessária a utilização de outras técnicas para supressão ou identificação dos sinais indesejados. Assumindo um cenário com a eficiência do veto equivalente a 90%, a taxa de eventos espúrios será da ordem de 10^2 por segundo. Alguns métodos para a redução dos eventos espúrios são os seguintes:

- **Janela de tempo:** É possível ajustar uma janela de tempo de detecção, compreendendo os sinais que caracterizam a assinatura do antineutrino, de tal forma que a maioria das interações de antineutrinos seja aceita e a maioria do fluxo cósmico seja rejeitada.

- **Distribuição da luz:** A razão entre a luz detectada pelos tubos fotomultiplicadores das faces superior e inferior do detector pode ajudar na separação sinal-*background*. Isto ocorre pois os múons cósmicos chegam ao detector preferencialmente de cima para baixo, gerando anéis de radiação Cherenkov que proporcionam mais luz aos tubos fotomultiplicadores da face inferior. Já a luz provocada pelos secundários do decaimento beta inverso, evento de antineutrino, será distribuída com certa uniformidade.
- **Energia depositada:** Resultados de simulação [27] indicam que a quantidade de fotoelétrons (p.e.) produzidos no detector central pela incidência vertical de um múon possui um pico da ordem de 5000, ver Figura 4.3. Por outro lado, a quantidade de fotoelétrons produzida pelos secundários do decaimento beta inverso, ver Figuras 4.4 e 4.5, apresenta um pico em 20 p.e. (devido ao pósitron) e outro em 40 p.e. (devido ao nêutron). Em ambos os casos, o valor máximo da distribuição é inferior a 150 p.e. Como apenas 5 % dos múons produzem sinais até 200 p.e., a energia depositada pelos eventos é um critério que pode ser aproveitado para a separação sinal-*background*.

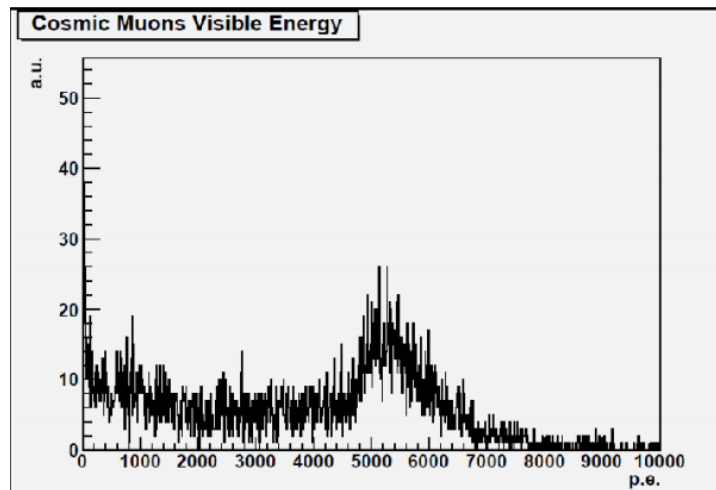


Figura 4.3: Quantidade de fotoelétrons gerados por um múon (simulação).

A coincidência aleatória dos sinais gerados pelas diversas fontes de *background* que não forem suprimidos, e nem identificados, pode criar uma assinatura falsa

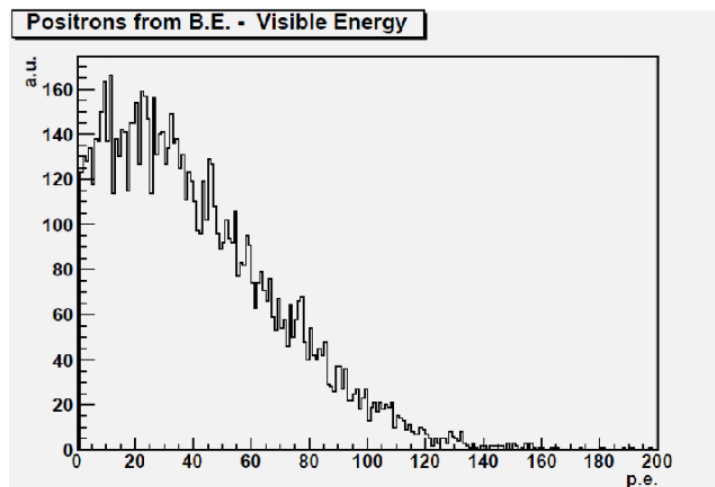


Figura 4.4: Quantidade de fotoelétrons gerados pelo pósitron (simulação).

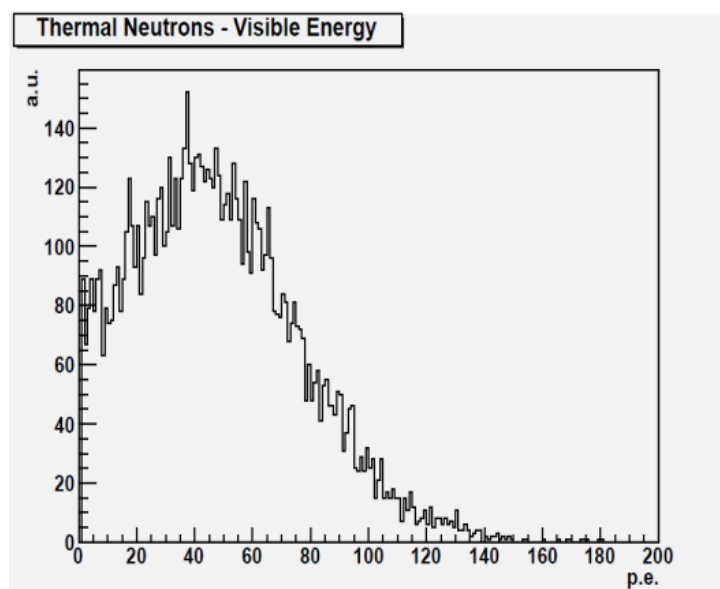


Figura 4.5: Quantidade de fotoelétrons gerados pelo nêutron (simulação).

do antineutrino. Tal situação caracteriza a detecção de um falso evento, ou um falso positivo. Este cenário pode ser estudado e analisado, por exemplo, quando a usina de Angra II estiver desligada para a troca de combustível e manutenção de rotina. Quando isto ocorre, é possível obter uma estatística de todo *background* natural presente, para que este seja considerado no processo de obtenção do sinal de interesse.

4.3 Eletrônica de *Front-end*

O sinal de saída dos tubos fotomultiplicadores tem que ser devidamente condicionado e amplificado antes de ser enviado ao sistema de aquisição de dados. O dispositivo que permite tal processamento é conhecido como Eletrônica de *front-end*. A Figura 4.6 mostra um pulso típico da PMT R5912, medido por um osciloscópio digital com 100 MHz de banda passante³. Observando-se o sinal, pode-se dizer que o circuito de *front-end* precisa lidar com sinais rápidos (tempo de subida ≈ 20 ns) e de baixa amplitude, próximos do nível do ruído eletrônico.

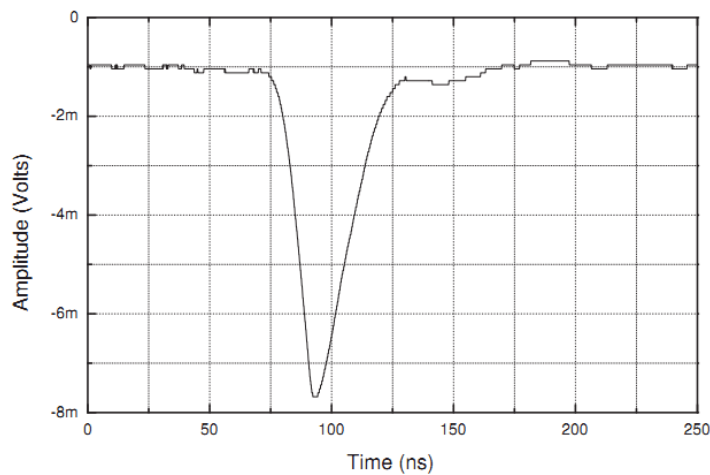


Figura 4.6: Pulso típico da PMT R5912.

No caso do atual projeto, a amplitude do sinal de saída do *front-end* é o produto entre um fator de amplificação e a integral do sinal em sua entrada. Isso significa que a amplitude do sinal de saída é proporcional à carga gerada pela PMT. O projeto atual leva em consideração que este sinal deve possuir a duração necessária para que o digitalizador forneça amostras suficientes para uma correta reconstrução do sinal. Além disso, a amplitude do sinal de saída do *front-end* é adequada à faixa de entrada do digitalizador. Com relação à banda passante, o estágio integrador do *front-end* precisa ser capaz de lidar com os sinais rápidos da PMT, sem permitir, porém, a passagem desnecessária de ruído. Após o estágio de integração, quando se

³O sinal de saída do PMT foi ligado diretamente ao osciloscópio, com uma terminação de 50Ω .

tem um nível de tensão proporcional a área do sinal de entrada, a banda passante do circuito pode ser limitada de acordo com a frequência de amostragem do digitalizador utilizado. Tal procedimento pode melhorar a relação sinal-ruído do sistema. A Figura 6.14 mostra a foto de um módulo eletrônico de *front-end*, com 5 canais, projetado e montado no Laboratório de Sistemas de Detecção do CBPF. O módulo eletrônico de *front-end* do Projeto Neutrinos Angra está em fase de desenho do *layout*, sendo que suas principais diferenças em relação ao projeto da Figura 6.14 são: possuir 8 canais por módulo e ser acondicionado em padrão mecânico NIM (*Nuclear Instrumentation Module*).



Figura 4.7: Módulo eletrônico de *front-end* com 5 canais.

4.4 O Sistema de Aquisição de Dados – DAQ

Frequentemente chamado de DAQ (*Digital Aquisition system*), o sistema de aquisição de dados [28] foi desenvolvido para executar as seguintes funções:

- i) Digitalizar os sinais oriundos do circuito eletrônico de *front-end*;
- ii) Medir a energia dos eventos;
- iii) Medir a diferença de tempo entre pulsos relacionados a um mesmo evento no detector central (sinais do pósitron e do nêutron);
- iv) Processar os sinais digitalizados, aplicando critérios para separação sinal-ruído;
- v) Controlar e executar rotinas de calibração;

- vi) Monitorar a performance e a estabilidade do detector durante a sua operação;
- vii) Armazenar e disponibilizar os dados para que possam ser analisados posteriormente.

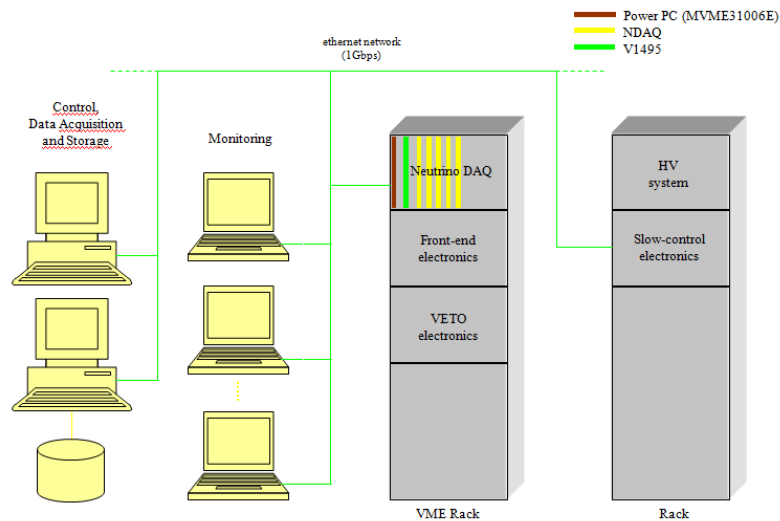


Figura 4.8: Visão geral do DAQ.

Pode-se dizer que o DAQ é responsável por todos os estágios de processamento dos sinais do detector central, desde a saída da eletrônica de *front-end* até o armazenamento permanente dos dados em mídia não-volátil. O sinal resultante do *front-end* do detector central será amostrado e digitalizado por um módulo eletrônico, denominado NDAQ. Alguns módulos NDAQ serão agrupados em um *crate* padrão VME, facilitando a manutenção do sistema em função da grande quantidade de sinais que devem ser processados. Todos os módulos NDAQ instalados no *crate* serão controlados por um módulo processador, conhecido como *Single Board Computer* (SBC). Este módulo possui um processador tipo PowerPC, memória RAM e diversas interfaces para comunicação de dados, onde pode-se destacar a interface LAN (*Local Area Network*), que será utilizada para colocar o conjunto de NDAQs em uma rede IP (*Internet Protocol*). Nesta mesma rede, estarão alocados os *hosts* de controle, computadores pessoais executando as aplicações de controle do sistema, e os dispositivos de armazenamento permanente. As figuras 4.8 e 4.9 mostram, respectivamente, a estrutura global do DAQ e as tarefas específicas do módulo NDAQ.

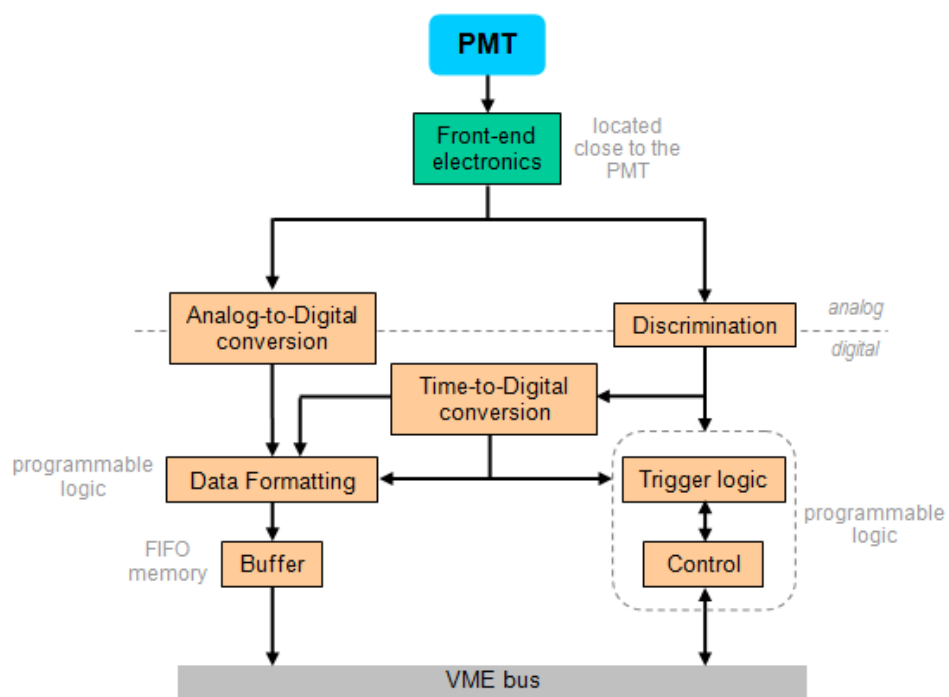


Figura 4.9: Tarefas executadas pelo DAQ.

5 *O Módulo Eletrônico Digitalizador*

O DAQ para o Projeto Neutrinos Angra é formado por alguns subsistemas cuja funcionalidade é proporcionada pela integração de diversos módulos eletrônicos. Alguns desses módulos são produtos comerciais e outros são desenvolvidos pelos grupos da colaboração do projeto, como é o caso do módulo digitalizador de sinais que foi desenvolvido no Laboratório de Sistemas de Detecção do CBPF. Este módulo digitalizador, conhecido como NDAQ, de Neutrino DAQ, tem como principal função a digitalização dos sinais, já processados pela eletrônica de *front-end*, oriundos dos tubos fotomultiplicadores instalados no detector central. A partir de circuitos discriminadores de tensão, e um conversor tempo digital, o NDAQ também é capaz de medir a diferença de tempo entre os sinais que se pretende digitalizar.

Além de ter sido desenvolvido para atender às necessidades do Projeto Neutrinos Angra, o projeto do módulo NDAQ também levou em consideração requisitos para a sua utilização no sistema de múons do experimento Double Chooz. Este experimento pretende medir parâmetros associados ao fenômeno da oscilação de neutrinos, a partir de dois detectores idênticos que irão medir o fluxo de antineutrinos emitidos pelo reator nuclear de Chooz [29], na França.

O presente capítulo descreve as principais funções do módulo NDAQ, apresentando, inicialmente, a primeira etapa do seu processo de desenvolvimento, a concepção e fabricação de um protótipo. Além disso, serão apresentados pontos importantes no desenvolvimento dos seguintes elementos: i) circuitos sintetizados em dispositivos lógicos programáveis do módulo; ii) aplicação de controle desenvolvida

para ser executada em um computador pessoal; iii) circuito de controle e depuração (*slow-control*) para dispositivos no módulo. Os três itens citados foram desenvolvidos durante o programa de mestrado que convergiu na presente dissertação.

5.1 O Protótipo SPRO

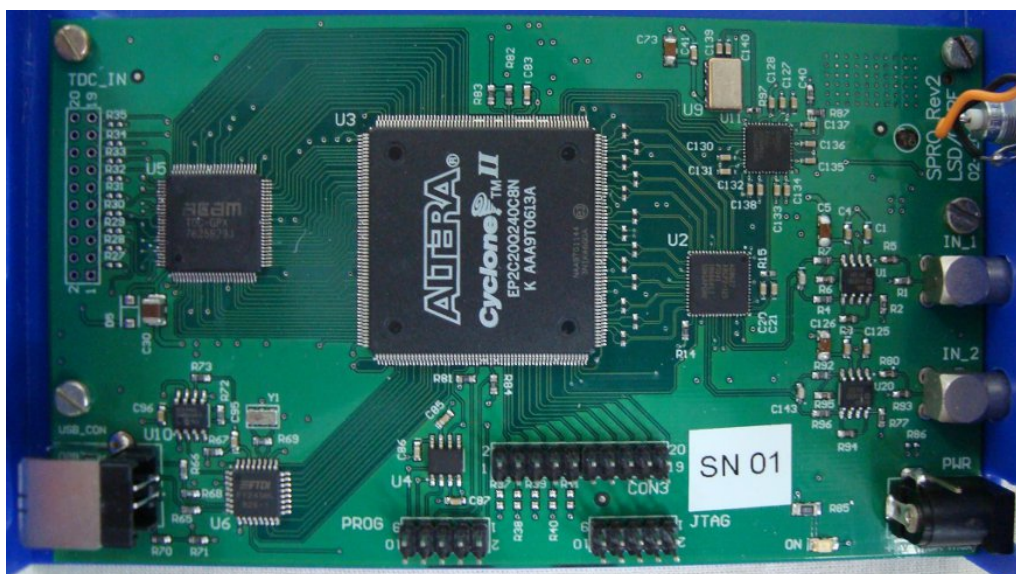


Figura 5.1: O módulo eletrônico SPRO.

O SPRO (*Standalone Prototype*) é um módulo eletrônico digitalizador, baseado em um conversor A/D de alta velocidade e um dispositivo lógico programável, desenvolvido no Laboratório de Sistemas de Detecção. A criação de tal dispositivo serviu a três propósitos: i) verificar características dos dispositivos eletrônicos escolhidos para o NDAQ – conversor A/D e conversor T/D – e efetuar modificações necessárias para atingir as especificações de projeto; ii) permitir o desenvolvimento inicial da lógica programável e da aplicação de controle para o NDAQ; iii) o SPRO poderia ser fabricado e utilizado como um módulo de aquisição e digitalização de sinais portátil (utilizando a tecnologia desenvolvida no item ii).

A versão final do SPRO, que pode ser vista na Figura 5.1, reúne as seguintes características: dois canais de entrada para conversão analógico-digital, a uma taxa

de 125 MSPS (*Mega Samples per Second*); faixa dinâmica de tensão configurável; resolução de 12 bits; Conversão Tempo-Digital com resolução de 81 ps e comunicação com um computador pessoal através de uma porta USB.

Os principais componentes de *hardware* do SPRO são: amplificador para condicionamento do sinal de entrada, comparador de sinal (para o circuito do discriminador de sinal), conversor A/D, distribuidor de *clock*, dispositivo de lógica programável do tipo FPGA (*Field Programmable Gate Array*), conversor Tempo-Digital e um transceptor USB. O módulo NDAQ utiliza os mesmos componentes citados, exceto o FPGA e o distribuidor de *clock* que, no NDAQ, são versões mais avançadas. Além disso, como será apresentado na próxima seção, o NDAQ possui mais canais de conversão A/D, memória externa (*buffer* de dados), memória SRAM e outros meios para transferência de dados. Pode-se afirmar que o SPRO é uma versão reduzida do NDAQ, fiel a características de digitalização, conversão tempo-digital e ao modo de comunicação USB.

5.2 O Digitalizador – NDAQ

O módulo eletrônico NDAQ, mostrado na Figura 5.2, foi desenvolvido para operar no sistema de aquisição de dados do Projeto Neutrinos Angra. Pode ser visto como um dispositivo de processamento que reúne as seguintes funcionalidades: 8 canais de conversão analógico-digital, 8 canais de conversão tempo-digital e 8 canais de circuitos discriminadores de sinal (que disparam os canais de conversão tempo-digital). Foi projetado de acordo com o padrão VME64 [30], é baseado em dispositivos lógicos programáveis do tipo FPGA e utiliza componentes eletrônicos “de prateleira” como: conversores analógico-digital de alta velocidade, conversores tempo-digital, microcontroladores, memórias do tipo FIFO (*first-in, first-out*) e memórias RAM estáticas. O diagrama em blocos ilustrado na Figura 5.3, apresenta os principais componentes deste módulo. Dois modos de operação são possíveis: i) o modo VME, onde o módulo é instalado em um *crate* (bastidor) VME e é alimentado pelo mesmo; ii) o modo *standalone*, onde o módulo não necessita de um *crate* VME, se

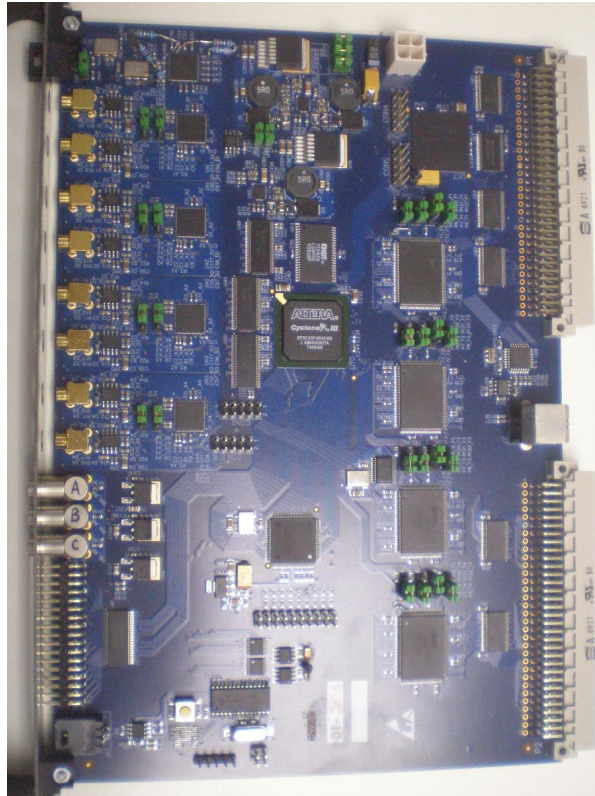


Figura 5.2: O módulo eletrônico NDAQ.

comunica através de uma porta USB [31] e precisa ser alimentado por uma fonte de alimentação externa (5V @ 2,5A). Todas as tensões necessárias para o funcionamento dos circuitos do NDAQ são geradas no próprio módulo a partir da alimentação fornecida externamente.

A primeira etapa de cada canal de digitalização é um amplificador que possui uma entrada de sinal *single-ended* e uma saída diferencial, forma mais indicada para o conversor analógico-digital (ADC) utilizado. No ADC, o sinal analógico é amostrado, digitalizado e as palavras digitais são transferidas para o FPGA CORE. O último promove o controle do fluxo de dados na aquisição e os armazena em memórias FIFO externas. Seguindo o diagrama mostrado na Figura 5.3, os dados disponíveis nas memórias podem ser transferidos pelo barramento VME ou pela porta USB através do controle proporcionado pelos circuitos lógicos na FPGA VME. Cada canal de conversão analógico-digital possui um circuito discriminador de sinal

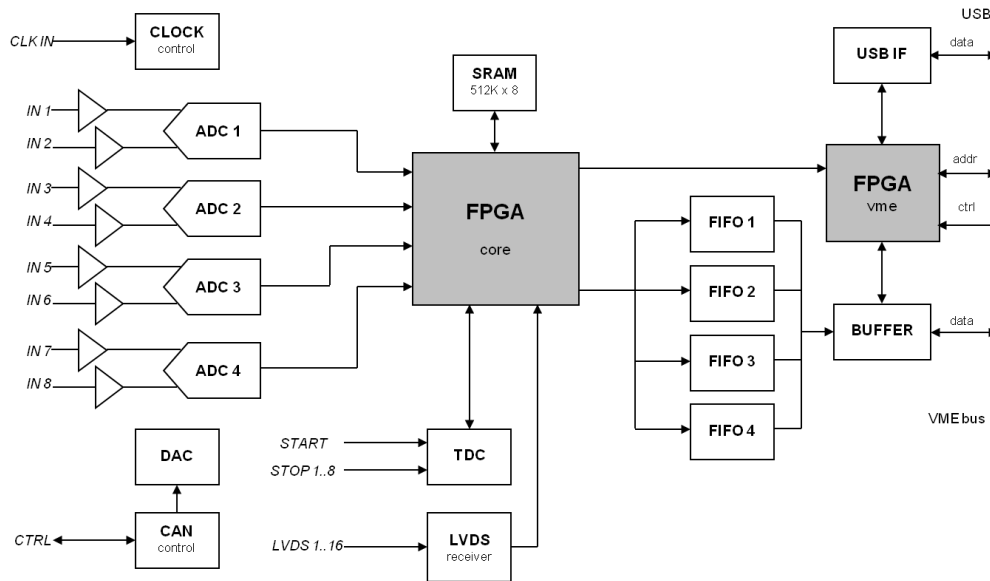


Figura 5.3: Diagrama em blocos do módulo eletrônico NDAQ.

capaz de gerar pulsos de disparo para o conversor tempo-digital. Através deste, é possível medir a diferença de tempo entre pulsos, que traduzem a diferença de tempo entre o instante em que os sinais analógicos ultrapassaram o *threshold* definido nos circuitos discriminadores. As medidas de diferença de tempo são armazenadas em FIFOs, internas ao conversor tempo-digital, que podem ser lidas pelo FPGA CORE. Para que o módulo NDAQ seja capaz de transferir dados tanto pelo barramento VME quanto pela porta USB, os circuitos digitais foram organizados da seguinte forma: no primeiro caso, a comunicação depende de uma interface de controle (sintetizada no FPGA VME), que interpreta e gera os sinais necessários para a transferência de dados no padrão VME. Já o segundo caso, depende de um transceptor USB [32] externo e de circuitos lógicos (sintetizados no FPGA VME) que trabalham em conjunto para gerar e interpretar os sinais necessários para a comunicação com tal transceptor.

A comunicação USB foi incorporada ao NDAQ para que este possa operar no modo *standalone* (fora do *crate* VME). Este modo é adequado para situações que não demandam um número de canais superior a oito (onde um módulo é suficiente) e que a taxa de transferência de dados atingida, cerca de (1 MB/s), seja capaz de

comportar o fluxo de dados requerido. Vale ressaltar que o modo USB foi priorizado durante o desenvolvimento do presente trabalho pelas seguintes razões: i) Aproveitamento do que foi desenvolvido (lógica programável e aplicação de controle) para o protótipo SPRO; ii) Experiência adquirida pelos desenvolvedores do Laboratório de Sistemas de Detecção com o transceptor USB utilizado, que além de ser o mesmo do SPRO, também foi utilizado em outro produto desenvolvido anteriormente – MPD [32]; iii) Facilitar e diminuir o custo de testes em bancada para depuração inicial, já que o modo USB dispensa a utilização do *crate* (bastidor) VME. O circuito digital que processa os dados, até estes serem armazenados na memória do módulo, é o mesmo tanto para o modo VME quanto para o modo USB. A diferença está apenas no circuito de interface para cada modo de comunicação. O objetivo da fase de depuração inicial foi garantir a integridade dos dados processados e gravados na memória do módulo. Uma vez que estes dados são transferidos corretamente pelo modo USB, os mesmos serão transferidos corretamente pelo modo VME. Caso contrário, a depuração do problema se resumirá a interface de comunicação com o barramento VME. O modo VME, assim como o respectivo *software* de controle, estão em desenvolvimento.

Além dos dois modos de comunicação apresentados, o NDAQ possui um terceiro canal de comunicação, através de uma porta CAN (*Controller Area Network*), para fins de controle e depuração (*slow-control*). Este sistema será apresentado na seção 5.5 deste capítulo. As próximas duas subseções apresentam detalhes sobre as principais funções do módulo NDAQ.

5.2.1 Conversão Analógico-Digital

Os oito canais de entrada analógica do módulo NDAQ são amostrados por conversores analógico-digital – ADC – de alta velocidade com arquitetura multi-estágio *pipeline*. O dispositivo escolhido é disponível comercialmente e possui dois canais de conversão, capazes de operar simultaneamente a uma taxa de 125 MSPS. Quatro *chips* são utilizados para receber os sinais dos 8 canais. O sinal analógico é convertido com uma resolução de 12 bits. Os dois bits menos significativos não foram

conectados no circuito. Com relação ao bit menos significativo, cabe ressaltar que este não deveria ser realmente utilizado, isto devido à própria relação sinal-ruído do ADC [33]. O segundo bit menos significativo não foi usado por dois motivos: i) não haver pinos suficientes no *buffer* de interface entre os conversores e o FPGA CORE e ii) por este bit representar uma resolução em amplitude (1 mV) menor que a amplitude do ruído da eletrônica anterior ao conversor. Além disso, os 12 bits de saída do ADC são disponibilizados de forma paralela em um padrão elétrico diferencial. Isso significa que cada *chip* possui 24 portas de dados que devem ser ligadas a um único *chip* (o FPGA core). Então, ao utilizar-se somente os 10 bits mais significativos foi possível simplificar o *layout* do circuito impresso do módulo eletrônico. A faixa dinâmica pode ser configurada, através de um *jumper* na placa, em 1 V_{pp} ou 2 V_{pp} . Através das últimas considerações, pode-se definir a resolução da conversão em $1/2^{10}\text{ V}$ ou $2/2^{10}\text{ V}$, respectivamente, para as faixas dinâmicas de 1 V_{pp} e 2 V_{pp} . Há também a possibilidade de se configurar a tensão de modo comum para cada canal de conversão A/D do módulo. Os amplificadores diferenciais na entrada podem receber uma tensão de modo comum gerada por um conversor D/A dedicado no módulo. Tal conversor possui oito canais independentes para atender os oito amplificadores. As tensões de modo comum são definidas pelo circuito de controle apresentado na seção 5.5 deste capítulo.

O ADC opera em modo *free running*, de maneira que o sinal é amostrado ininterruptamente. A palavra digital resultante da conversão fica disponível em sincronia com um sinal de *clock* de 125 MHz gerado pelo conversor, onde os dados do primeiro canal estão relacionados as bordas de subida do *clock* e os dados do segundo canal estão relacionados as bordas de descida. Tal característica permite a transferência síncrona dos dados convertidos para o FPGA core, onde são gravados em uma primeira camada de memória FIFO necessárias para que a transferência seja feita a 125 MHz . Detalhes sobre o circuito lógico sintetizado nos FPGAs serão vistos a frente.

É possível atingir uma taxa de amostragem de 250 MHz com o NDAQ, sob o custo de reduzir pela metade o número de canais disponíveis (de oito para quatro).

Isto é possível com a combinação de dois ADCs para a conversão de um mesmo canal, onde cada ADC recebe um sinal de *clock* defasado 180° em relação ao outro. Um circuito integrado distribuidor de *clock* gera um sinal independente para cada ADC, sendo estes correlacionados, com baixo *skew* e baixo *jitter*. Através de uma interface SPI, pode-se configurar a frequência e a fase desejada para cada sinal gerado.

5.2.2 Conversão Tempo Digital

Para cada entrada analógica do módulo digitalizador existe um circuito discriminador dedicado, cuja função é produzir um pulso digital sempre que o sinal de entrada ultrapassar uma tensão pré-definida – *threshold*. O critério para a escolha do valor de tal tensão está relacionado ao ruído presente nos sinais de entrada. No caso do Projeto Neutrinos Angra, esse ruído é uma combinação das seguintes fontes: i) PMT (ruído da cadeia de multiplicação de elétrons, EMI, ruído Johnson [34]), ii) EMI no cabo que leva o sinal da PMT até o *front-end*, iii) eletrônica de *front-end* (EMI, ruído Johnson, amplificação do ruído da própria PMT e do cabo), iv) Fontes de alimentação da PMT e do *front-end*. Portanto, ao escolher um valor para o *threshold* ligeiramente acima da amplitude do sinal indesejado, é possível separar o sinal de interesse do ruído.

O circuito discriminador de sinal é baseado em um circuito integrado comparador de tensão rápido, do tipo *leading-edge*, onde foram observadas características importantes para o projeto como: tempo de propagação típico de 7 ns e baixo consumo. Tal componente eletrônico possui duas entradas, uma para a tensão que se deseja discriminar e outra para a tensão de *threshold*. Suas duas saídas são complementares, onde apenas a saída não-invertida foi utilizada. Com a intenção de evitar oscilações na saída digital, o princípio de histerese (para comparadores de tensão) foi adotado no projeto do circuito. Ao colocar um resistor interligando a saída e a entrada de *threshold*, há uma realimentação quando o sinal que se deseja discriminar ultrapassa o nível de comparação. Tal situação gera um novo nível de comparação, evitando assim oscilações na saída. Estas podem ser provocadas pelo ruído presente

no sinal de entrada, principalmente quando o seu tempo de subida é lento.

Os pulsos gerados na saída do discriminador duram o tempo que o sinal de entrada permanecer acima do nível de *threshold*, nível este que pode ser definido através do circuito de controle apresentado na seção 5.5 deste capítulo. Tal circuito controla o conversor D/A, com oito canais independentes, que gera as respectivas tensões de *threshold* para cada discriminador. Para completar a conversão tempo-digital, os referidos pulsos são usados como sinais de disparo para o conversor tempo-digital (TDC) no módulo. Este último é um circuito integrado capaz de medir a diferença de tempo entre sinais de disparo com uma resolução de até 81 ps.

Como os canais de conversão analógico-digital são indispensáveis para testes e caracterização de tubos fotomultiplicadores, o foco no desenvolvimento não foi a conversão tempo-digital.

5.3 Circuitos Lógicos Sintetizados

As funções lógicas sintetizadas nos FPGAs são responsáveis pelo processamento e controle do fluxo de dados, gerados pelo ADC e pelo TDC, no sistema até a entrega dos mesmos através dos meios de comunicação disponíveis (USB e barramento VME). Além disso, os FPGAs podem conter outros circuitos lógicos que agregam funcionalidades ao NDAQ, como é o caso do frequencímetro que será apresentado a frente. Tais circuitos foram desenvolvidos através da descrição de seus comportamentos em VHDL [35] (*VHSIC Hardware Description Language*). Para interpretar os códigos em VHDL utilizou-se a ferramenta Quartus II Web Edition IDE (*Integrated Development Environment*) [36], fornecida pela fabricante dos FPGAs [37]. Esta ferramenta promove a síntese dos circuitos lógicos, os mapeia no FPGA e interage com a ferramenta de análise de tempo TimeQuest.

O projeto dos circuitos lógicos foi concebido em uma metodologia *top-down*, onde após a especificação do funcionamento e das características do sistema, o desenvolvimento é abordado do nível mais alto para o nível mais baixo, até se chegar a descrição do comportamento do *hardware*. Em projetos extensos, uma prática que

permite uma melhor organização e um aumento na velocidade de desenvolvimento consiste em dividir todo o sistema em blocos de acordo com suas funções. Desta maneira, é possível atingir o desenvolvimento em baixo nível e a descrição do comportamento de cada bloco separadamente, permitindo análises e simulações de pequenas funções. Todos os circuitos desenvolvidos operam de forma síncrona, exceto as interfaces com componentes externos que não permitem tal modo de operação. A operação síncrona garante que a ferramenta TimeQuest será capaz de analisar o tempo das transferências entre *flip-flops*, revelando a frequência máxima de operação para o projeto. Além disso, os circuitos síncronos não sofrem de falhas devido à metaestabilidade, como será apresentado na seção 5.4 deste capítulo.

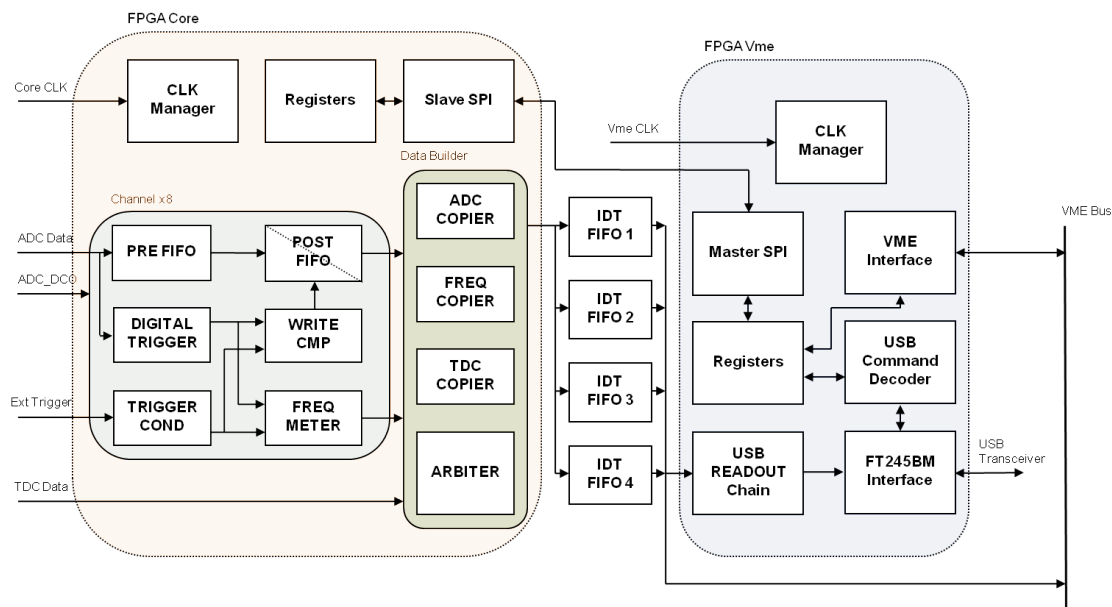


Figura 5.4: Diagrama em blocos dos circuitos lógicos sintetizados.

A Figura 5.4 mostra um diagrama em blocos que representa os componentes sintetizados nos FPGAs Core e Vme. Cada componente desempenha um comportamento lógico, baseado em circuitos digitais combinacionais e/ou sequenciais, arranjados para executar o processamento requerido pelas funcionalidades do módulo eletrônico. Tal processamento pode ser visto como cinco tarefas principais que serão apresentadas nas subseções abaixo:

5.3.1 Transferência de dados do ADC para as memórias internas

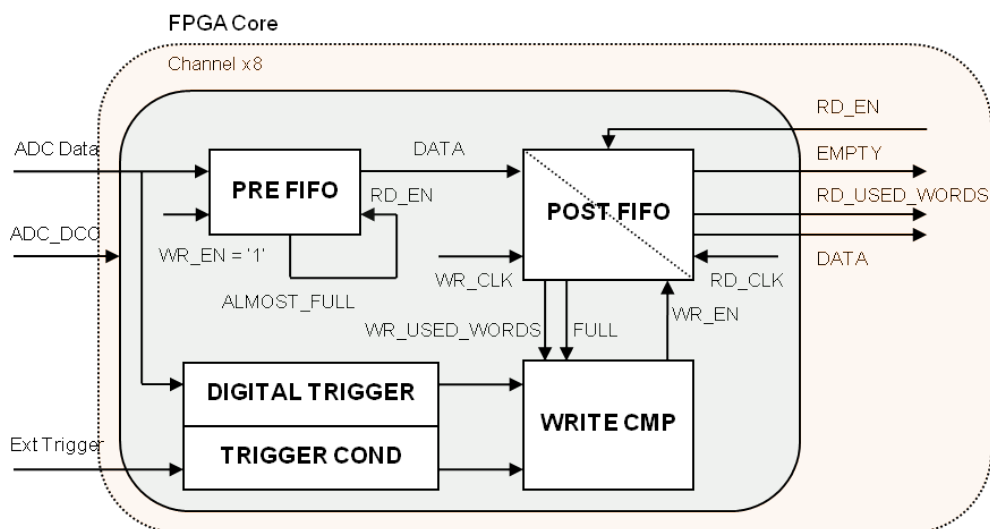


Figura 5.5: Componentes envolvidos na transferência de dados do ADC para as memórias internas.

O processamento dos dados convertidos pelos ADCs do módulo é feito pelo conjunto ‘Channel’, como mostra a Figura 5.5 que destaca os componentes envolvidos no processo. Como comentado na descrição do ADC, este componente gera um sinal de *clock* – *adc_dco* – sincronizado com os dados convertidos em sua saída, sendo que a borda de subida indica os dados do canal 1 e a borda de descida indica os dados do canal 2. O grupo de componentes mostrado na última figura é capaz de processar apenas um canal de ADC no NDAQ. Portanto, para cada um dos quatro *chips* de conversão do módulo, existem dois grupos ‘Channel’, sendo um sincronizado com a borda de subida do sinal ‘*adc_dco*’ (do respectivo ADC) e o outro sincronizado com a borda de descida do mesmo sinal.

Os dados convertidos pelo ADC são transferidos ininterruptamente para uma primeira camada de memória do tipo FIFO, identificada por PRE FIFO, cujo sinal de ‘write enable’ está permanentemente ativado. A leitura da última é proporcionada pela ativação do sinal de ‘read enable’ a partir de sua própria *flag* de ‘almost full’, sinal que indica que a memória quase atingiu o seu limite de armazenamento.

Os dados lidos da memória podem ser armazenados na próxima FIFO – POST FIFO, obedecendo ao controle gerado pelo componente WRITE CMP. Quando o último componente recebe um sinal de disparo, a escrita na POST FIFO é habilitada por um período dado pelo produto $N_{smp} * T_{dco}$, onde N_{smp} é o número de amostras que constituem uma forma de onda e T_{dco} é o período do sinal ‘adc_dco’. O tamanho máximo, em palavras, da POST FIFO é 1024. Isso significa que para um $T_{dco} = 8ns$, o período máximo de uma forma de onda é 8192 us. O parâmetro N_{smp} é configurável, através de um registrador, em potências de 2^n ($4 < n < 11$). O comportamento sequencial do componente WRITE CMP pode ser descrito pelo diagrama de estados [35] do tipo I na Figura 5.6, onde cada estado será descrito a seguir:

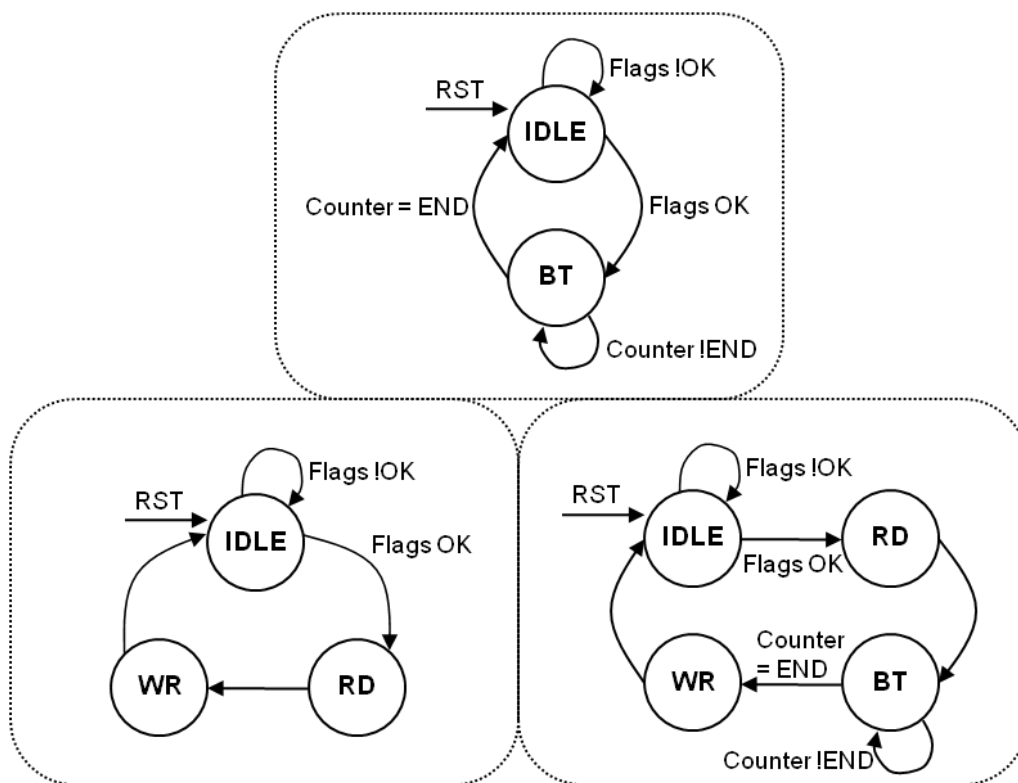


Figura 5.6: Diagramas de estado: Tipo I (topo), Tipo II (direita) e Tipo III.

- **IDLE**: Desabilita o sinal WR_EN. Se um conjunto de valores (*flags*) caracterizarem uma determinada situação, vai para o estado BT. Tal situação é: sinal

de *enable* habilitado, sinal FULL desabilitado e o barramento WR_USED_WORDS deve representar um valor igual ou menor que o tamanho máximo da POST FIFO subtraído de N_{smp} . Caso a situação não seja satisfeita, permanece no atual estado.

- **BT**: Habilita o sinal WR_EN e permanece no atual estado até que se passem N_{smp} ciclos do sinal *adc_dco*, voltando ao estado IDLE. A permanência neste estado é controlada por um contador sincronizado por *adc_dco*.

Pode-se concluir que a PRE FIFO permite que um determinado número de amostras convertidas seja armazenado, antes de um sinal de disparo. Quando um disparo ocorre, habilita-se a escrita na POST FIFO por tempo suficiente para que as amostras na FIFO anterior sejam transferidas, assim como o restante das amostras que compõem uma forma de onda.

5.3.2 Gerenciamento de sinais de disparo

O estímulo que habilita a aquisição de dados, a partir do componente WRITE CMP, pode ocorrer em dois modos: i) um sinal de disparo externo – ‘Ext Trigger’, como mostra a Figura 5.5. ii) um sinal de disparo interno, gerado pelo componente DIGITAL TRIGGER. O primeiro deve ser uma transição de subida no padrão TTL ou LVTTTL e há também uma entrada para o padrão NIM. A transição é condicionada pelo componente TRIGGER COND, que garante o componente WRITE CMP seja disparado uma única vez por transição, independente da duração do sinal (em nível alto) na entrada ‘Ext Trigger’ (disparo externo). No segundo modo, o WRITE CMP é disparado pelo sinal gerado por um circuito comparador digital, onde o sinal testado é a própria palavra convertida pelo ADC. A FPGA Core possui registradores que permitem a configuração do valor de *threshold* para o circuito comparador, e também para selecionar qual dos dois modos irá disparar a aquisição de dados.

Ambos os sinais de disparo mencionados podem ter suas frequências medidas pelo componente FREQ METER. Este componente baseia-se em um contador cujo

período de integração é controlado por um circuito gerador de base de tempo, configurável através de um registrador. Os valores de frequência medidos são enfileirados em uma memória FIFO, que será referida como **FREQ FIFO** ao longo do texto. Há um registrador para configurar se a frequência será medida a partir do sinal de disparo externo ou interno. Vale ressaltar que todas as possibilidades são validas para a configuração do modo de disparo da aquisição de dados e do frequencímetro, tais possibilidades são: 1) disparo externo para a aquisição de dados e frequencímetro; 2) disparo interno para a aquisição de dados e frequencímetro; 3) disparo externo para a aquisição de dados e disparo interno para o frequencímetro; 4) disparo externo para o frequencímetro e disparo interno para a aquisição de dados.

5.3.3 Agrupamento de dados na memória externa

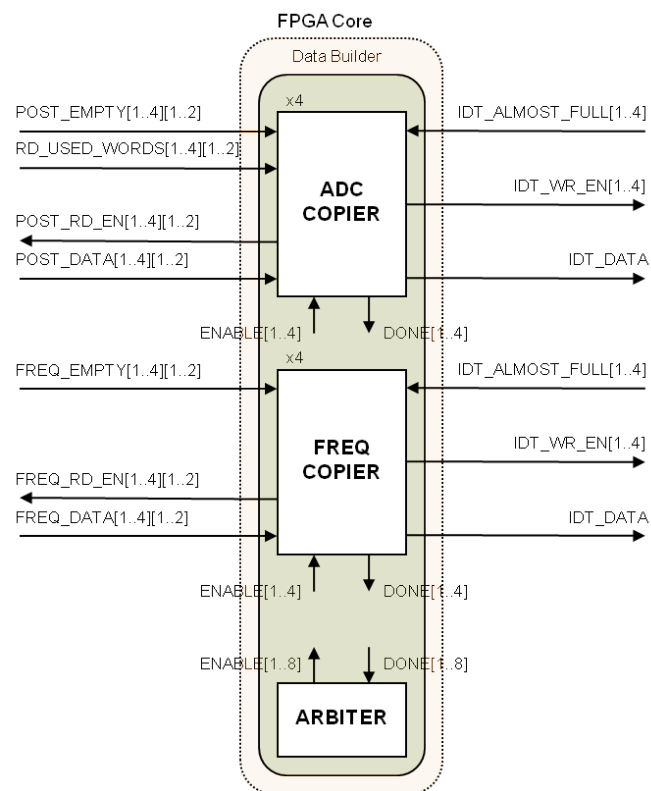


Figura 5.7: Componentes envolvidos no agrupamento de dados na memória externa.

As amostras convertidas pelos ADCs e os valores de frequência medidos pelos

FREQ METERS ficam disponíveis em suas respectivas memórias de leitura, POST FIFO e FREQ FIFO. Tais dados precisam ser copiados para memórias FIFO externas, identificadas como IDT FIFO na Figura 5.4, que são os dispositivos de maior capacidade de armazenamento no módulo eletrônico. Levando em consideração que as memórias POST FIFO e FREQ FIFO são do tipo *dual clock* (podem ser controladas por dois sinais de *clock* independentes, um para as operações escrita e o outro para as operações leitura), ambas são escritas a 125 MHz, fato que garante a largura de banda do sistema. Porém, a transferência para as memórias externas é sincronizada por um sinal de *clock* (RD_CLK) de 60 MHz, respeitando o limite de frequência das IDT FIFOs.

A referida transferência de dados é executada pelo grupo ‘Data Builder’, detalhado na Figura 5.7, que possui um componente para copiar os dados da POST FIFO, identificado por ADC COPIER e outro componente para copiar os dados da FREQ FIFO, identificado por FREQ COPIER. Como o barramento de dados ligado as memórias externas é único, o acesso ao mesmo é controlado por um árbitro, identificado por ARBITER. O comportamento sequencial dos componentes do ‘Data Builder’ organizam os dados nas memórias externas de acordo com as Tabelas 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4. É possível perceber que os canais de ADC são agrupados em duplas para cada memória externa e o mesmo acontece para os frequencímetros. Isso significa que existem quatro ADC COPIERs, cada um processa duas POST FIFOs e controla uma IDT FIFO, e o mesmo acontece com os FREQ COPIERs.

O comportamento sequencial do componente ADC COPIER pode ser descrito pelo diagrama de estados do tipo II na Figura 5.6, onde cada estado será descrito a seguir:

- **IDLE:** Desabilita os sinais POST_RD_EN (leitura da POST FIFO) e IDT_WR_EN (escrita na memória externa). Se um conjunto de *flags* indicar uma determinada situação, vai para o estado RD. A situação é: sinal POST_EMPTY desabilitado, RD_USED_WORDS maior ou igual a N_{smp} e IDT_ALMOST_FULL desabilitado. Caso a situação não seja satisfeita, permanece no atual estado.

- **RD:** Habilita o sinal POST_RD_EN e vai para o estado BT. Este estado dura um ciclo de RD_CLK, sinal que sincroniza a cópia entre a POST FIFO e a memória externa. BT: Habilita o sinal IDT_WR_EN e permanece no atual estado até que se passem $(N_{smp} - 1)$ ciclos de RD_CLK, indo para o estado WR. O sinal POST_RD_EN continua habilitado durante o estado BT.
- **WR:** Desabilita o sinal POST_RD_EN e mantém o sinal IDT_WR_EN habilitado. Este estado garante a escrita da última palavra da transferência e volta para o estado IDLE.

Já o componente **FREQ COPIER**, pode ser descrito pelo diagrama de estados do tipo III na Figura 5.6, onde cada estado será descrito abaixo:

- **IDLE:** Desabilita os sinais FREQ_RD_EN (leitura da FREQ FIFO) e IDT_WR_EN. Se um conjunto de sinais indicar uma determinada situação, vai para o estado RD. A situação é: o sinal FREQ_EMPTY desabilitado e o sinal IDT_ALMOST_FULL desabilitado. Caso a situação não seja satisfeita, permanece no atual estado.
- **RD:** Habilita o sinal FREQ_RD_EN e vai para o estado WR.
- **WR:** Desabilita o sinal FREQ_RD_EN, habilita o sinal IDT_WR_EN e vai para o estado IDLE.

| MSWord - bits[31..16] | LSWord - bits[15..0] |
|--|---------------------------------------|
| Canal 2 – FREQ METER- bits[31..16] | Canal 1 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 2 – ADC Amostra 0 - bits[25..16] | Canal 1 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 2 – ADC Amostra $(N_{smp} - 1)$ | Canal 1 – ADC Amostra $(N_{smp} - 1)$ |

Tabela 5.1: Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 1.

5.3.4 Transferência de dados pela porta USB

Uma vez organizados nas memórias externas, os dados resultantes das funcionalidades do módulo eletrônico podem ser transferidos em dois modos: USB ou

| MSWord - bits[31..16] | LSWord - bits[15..0] |
|---|---|
| Canal 4 – FREQ METER- bits[31..16] | Canal 3 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 4 – ADC Amostra 0 - bits[25..16] | Canal 3 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 4 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 3 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.2: Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 2.

| MSWord - bits[31..16] | LSWord - bits[15..0] |
|---|---|
| Canal 6 – FREQ METER- bits[31..16] | Canal 5 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 6 – ADC Amostra 0 - bits[25..16] | Canal 5 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 6 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 5 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.3: Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 3.

| MSWord - bits[31..16] | LSWord - bits[15..0] |
|---|---|
| Canal 8 – FREQ METER- bits[31..16] | Canal 7 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 8 – ADC Amostra 0 - bits[25..16] | Canal 7 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 8 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 7 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.4: Organização dos dados na memória externa IDT FIFO 4.

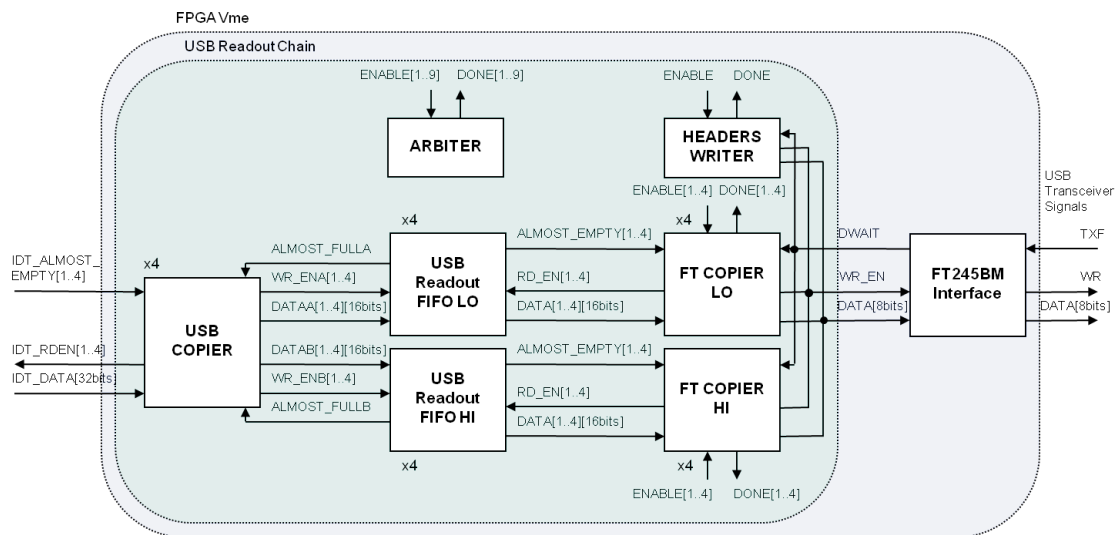


Figura 5.8: Componentes envolvidos na transferência de dados pela porta USB.

barramento VME. O último caso não será detalhado pois está em fase de desenvolvimento.

No modo USB os dados nas IDT FIFOs são processados pelos componentes do grupo ‘USB Readout Chain’, como mostra a Figura 5.8 que destaca tais componentes. Existem quatro componentes USB COPIER, um para cada memória externa, controlando quatro respectivas duplas de memória – USB Readout FIFO [HI, LO]. Os dados copiados para as memórias são organizados de acordo com as Tabelas 5.5, 5.6, 5.7, 5.8. O comportamento sequencial do componente USB COPIER pode ser descrito pelo diagrama de estados do tipo II na Figura 5.6, onde cada estado será descrito a seguir:

- **IDLE:** Desabilita os sinais IDT_RD_EN (leitura da memória externa), WR_ENA (escrita na USB Readout FIFO LO) e WR_ENB (escrita na USB Readout FIFO HI). Se um conjunto de *flags* indicar uma determinada situação, vai para o estado RD. A situação é: sinal IDT_ALMOST_EMPTY desabilitado, ALMOST_FULLA desabilitado e ALMOST_FULLB desabilitado. Caso a situação não seja satisfeita, permanece no atual estado.
- **RD:** Habilita o sinal IDT_RD_EN e vai para o estado BT. Este estado dura um ciclo do sinal (USB_CLK) que sincroniza a cópia entre a memória externa e as USB Readout FIFO HI e LO.
- **BT:** Habilita os sinais WR_ENA e WR_ENB e permanece no atual estado até que se passem $(N_{smp} - 1)$ ciclos de USB_CLK, indo para o estado WR. O sinal IDT_RD_EN continua habilitado durante o estado BT.
- **WR:** Desabilita o sinal IDT_RD_EN e mantém os sinais WR_ENA e WR_ENB habilitados. Este estado garante a escrita da última palavra da transferência e volta para o estado IDLE.

Considerando que cada memória LO possui os canais ímpares de ADC e de frequencímetro, e cada memória HI possui os canais pares, é possível transferir essa informação pelo USB. Tal processo é controlado pelo componente FT COPIER que se comunica com o FT245BM Interface, componente cuja função é estabelecer uma interface síncrono-assíncrona entre o FT COPIER, conectado ao lado síncrono, e

o circuito integrado transceptor USB (externo). Como existem oito componentes FT COPIER, quatro para as memórias LO e quatro para as memórias HI, um árbitro controla o acesso ao FT245BM Interface. O componente HEADER WRITER, também controlado pelo árbitro de acesso ao FT245BM Interface, pode escrever um cabeçalho de controle para auxiliar a comunicação USB.

| | |
|---|---|
| Readout FIFO HI 1 - bits[15..0] | Readout FIFO LO 1 - bits[15..0] |
| Canal 2 – FREQ METER- bits[15..0] | Canal 1 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 2 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] | Canal 1 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 2 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 1 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.5: Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 1 e HI 1.

| | |
|---|---|
| Readout FIFO HI 2 - bits[15..0] | Readout FIFO LO 2 - bits[15..0] |
| Canal 4 – FREQ METER- bits[15..0] | Canal 3 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 4 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] | Canal 3 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 4 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 3 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.6: Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 2 e HI 2.

| | |
|---|---|
| Readout FIFO HI 3 - bits[15..0] | Readout FIFO LO 3 - bits[15..0] |
| Canal 6 – FREQ METER- bits[15..0] | Canal 5 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 6 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] | Canal 5 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 6 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 5 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.7: Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 3 e HI 3.

| | |
|---|---|
| Readout FIFO HI 4 - bits[15..0] | Readout FIFO LO 4 - bits[15..0] |
| Canal 8 – FREQ METER- bits[15..0] | Canal 7 – FREQ METER - bits[15..0] |
| Canal 8 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] | Canal 7 – ADC Amostra 0 - bits[9..0] |
| ... | ... |
| Canal 8 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) | Canal 7 – ADC Amostra ($N_{smp} - 1$) |

Tabela 5.8: Organização dos dados nas USB Readout FIFO LO 4 e HI 4.

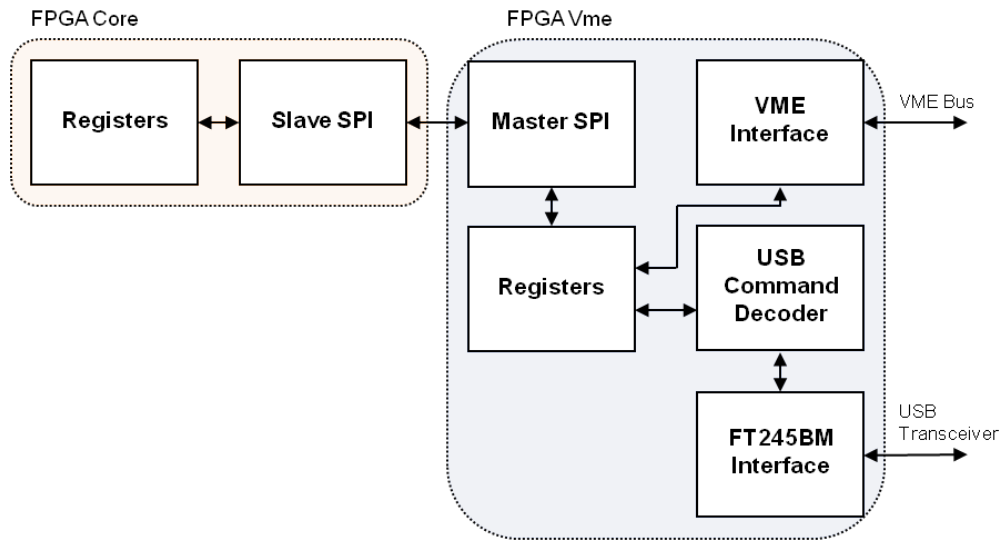


Figura 5.9: Componentes envolvidos na recepção de dados para configuração de registradores.

5.3.5 Recepção de dados para configuração de registradores

As funcionalidades do módulo NDAQ dependem da configuração de diversos registradores associados aos componentes sintetizados nos dispositivos lógicos programáveis. Esta configuração é possível através da recepção de dados pelo USB ou pelo barramento VME (apesar da interface com o barramento VME estar em fase de desenvolvimento, o componente que reúne os registradores já prevê o acesso da mesma). A Figura 5.9 destaca os componentes responsáveis pelo o acesso aos registradores nos FPGAs Vme e Core. O componente FT245BM Interface é bi-direcional, sendo assim capaz de promover a escrita nos registradores do FPGA Vme. A leitura dos mesmos também é possível, desde que o grupo ‘USB Readout Chain’ esteja desabilitado. O registrador associado à comunicação SPI promove o acesso aos registradores do FPGA Core.

5.4 Metaestabilidade

A metaestabilidade é um fenômeno que pode causar falhas em dispositivos digitais, incluindo FPGAs, quando um sinal é transferido entre circuitos cujos sinais de *clock* são assíncronos ou não-correlacionados [38]. No presente trabalho, tal situação ocorre em três componentes, sintetizados nos FPGAs, já citados: o componente que recebe o sinal de disparo externo (TRIGGER COND), a memória POST FIFO e a interface com o transceptor USB (FT245BM Interface). Esta seção apresenta a técnica adotada para diminuir a probabilidade de falhas em função de sinais metaestáveis.

Todos os registradores em dispositivos digitais possuem requisitos de tempo que permitem a cada um deles capturar dados corretos em suas entradas e produzir uma saída. Para garantir uma operação correta, o sinal de entrada de um registrador precisa tornar-se estável um tempo mínimo antes da transição do sinal de *clock* (*register setup time – tsu*) e precisa manter-se estável por um tempo mínimo após a transição do *clock* (*register hold time – th*). O sinal de saída ficará disponível depois de um atraso específico a partir da transição do *clock* (*clock-to-output delay – tco*). Se o sinal de entrada violar o *tsu* ou o *th* de um registrador, a saída deste ficará em um estado metaestável. Neste estado, a saída do registrador assume um valor entre os níveis alto e baixo por um certo período, o que significa que a atualização da saída para um valor definido demora mais que o *tco* especificado.

Em sistemas síncronos, os sinais de entrada precisam sempre obedecer aos requisitos de tempo dos registradores. Deste modo, não há como tais registradores fiquem metaestáveis. O problema ocorre principalmente em sistemas onde sinais são transferidos entre domínios de *clock* assíncronos ou não-correlacionados. É impossível garantir que o sinal de entrada irá respeitar o *tsu* e o *th* porque o sinal pode variar em qualquer instante com relação ao *clock* do circuito de destino. A probabilidade de um registrador ficar em um estado metaestável e o seu tempo de recuperação (para atingir um valor estável) dependem da tecnologia empregada na fabricação do dispositivo eletrônico e também das condições de operação.

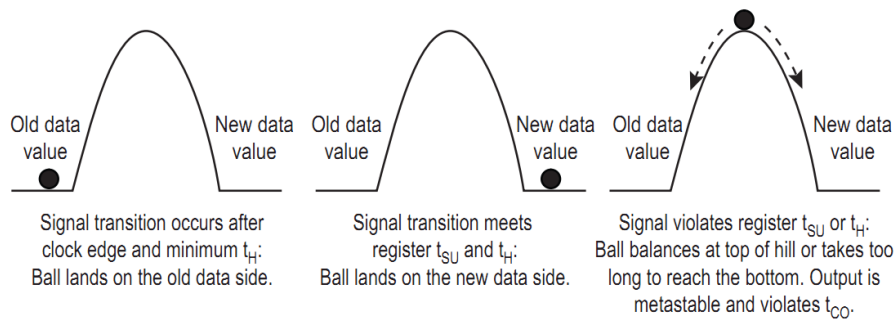


Figura 5.10: Analogia ao comportamento de um flip-flop.

O processo de amostragem de um registrador em uma determinada transição de *clock* pode ser visto como uma bola jogada em um monte, como mostra a Figura 5.10 (da referência [38]). Os lados do monte representam os estados estáveis – os valores anterior e atualizado após uma transição – e o topo do monte representa o estado metaestável. Quanto mais rápido a bola descer pelo monte, mais rápido se atinge um estado estável.

Quando a transição no sinal de entrada ocorre depois da transição do *clock* e depois do t_H , é o análogo à bola cair no lado “anterior” do monte, onde o registrador irá manter o valor em sua saída. Já o caso em que o sinal de entrada varia antes do t_{SU} e permanece estável até atingir o t_H , tal situação é comparável à bola cair no lado “atualizado” do monte, onde o registrador assumirá em sua saída o valor do sinal de entrada. Porém, quando o sinal de entrada viola o t_{SU} ou o t_H , faz-se uma analogia à bola ser jogada no topo do monte, ela tenderá para um dos lados e levará mais tempo para atingir um dos estados estáveis. A Figura 5.11 ilustra duas situações de sinais metaestáveis na saída do registrador.

Se a saída de um registrador atingir um estado estável antes do próximo registrador capturá-lo, o estado metaestável não afetará a operação do sistema. Caso contrário, o mesmo não pode ser dito. Quando um registrador captura o sinal metaestável, o sistema digital irá falhar. Retomando a analogia com a bola no monte, quanto mais rápido a bola descer pelo monte, mais rápido se atinge um estado estável. E quanto mais tempo o sistema puder esperar para o sinal metaestável estabilizar-se, menor será a probabilidade do sistema falhar. Para minimizar falhas

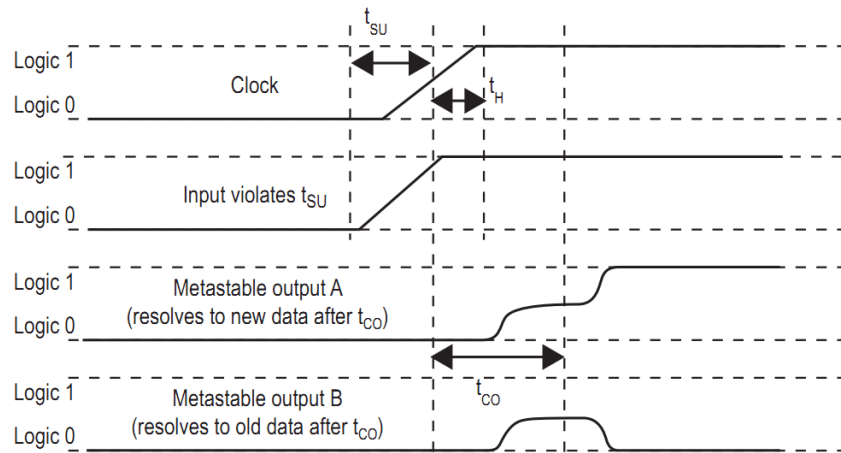


Figura 5.11: Sinais metaestáveis na saída de um registrador.

devidas a metaestabilidade em sistemas digitais, uma técnica comumente usada é o emprego de cadeias de registradores para a sincronização do sinal assíncrono, como mostra a Figura 5.12. Estes registradores produzem um tempo adicional para que o sinal metaestável atinja a estabilidade, antes que ele seja amostrado pelos registradores seguintes. A folga de tempo disponível no caminho entre os registradores da cadeia é o tempo que o sinal metaestável possui para se estabilizar, e é conhecido como *metastability settling time*, t_{MET} .

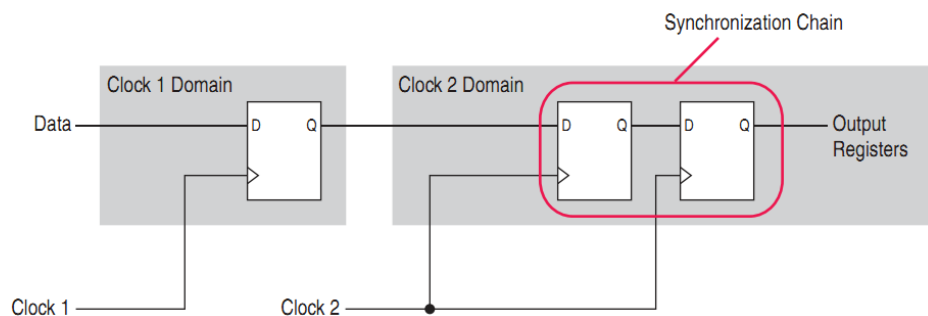


Figura 5.12: Cadeia de sincronização.

Obter a média de tempo entre falhas ($MTBF$) é uma maneira de estimar o tempo entre situações em que a metaestabilidade irá causar uma falha no sistema digital. Um $MTBF$ alto indica um projeto mais robusto. O $MTBF$ para uma

transferência específica de sinal pode ser calculado pela equação (5.1).

$$MTBF = \frac{e^{\frac{t_{MET}}{C2}}}{C1 f_{CLK} f_{DATA}} \quad (5.1)$$

As constantes $C1$ e $C2$ são definidas pela tecnologia empregada na fabricação do dispositivo, f_{CLK} é o *clock* de destino e f_{DATA} é a frequência com que o sinal assíncrono varia. O parâmetro t_{MET} é o tempo de folga para que um estado metaestável atinja a estabilidade. No caso de uma cadeia de sincronização, o t_{MET} é definido pela soma do tempo de folga entre cada registrador da cadeia. Portanto, quanto mais registradores forem utilizados em tal cadeia, maior será o $MTBF$ do sistema.

O componente POST FIFO, gerado a partir da *mega function* DCFIFO da Altera, possui cadeias de sincronização embutidas e configuráveis. Ao gerar o componente desejado, é possível escolher quantos registradores devem ser utilizados na cadeia de sincronização. Os componentes TRIGGER COND e FT245BM Interface utilizam dois registradores em suas cadeias de sincronização. A ferramenta utilizada para a síntese da lógica programável é capaz de calcular o $MTBF$ total para o projeto. No caso da DCIFFO, as cadeias de sincronização são automaticamente levadas em consideração durante o processo de compilação do projeto. Já as cadeias de sincronização criadas pelo usuário (que não foram geradas por uma *mega function* da Altera) devem ser identificadas na ferramenta de síntese, que as levará em consideração no cálculo do $MTBF$ total.

5.5 O Circuito de Controle

O circuito de controle que será apresentado nesta seção foi projetado para estabelecer um meio de configuração, calibração e depuração para o módulo NDAQ. Tal circuito comunica-se por uma porta CAN [39] dedicada ao mesmo, cuja robustez proporcionada é uma característica importante para o projeto. Além disso, a comunicação dedicada permite que o fluxo de dados no barramento principal do módulo (USB ou barramento VME) não seja interrompido pela atividade do circuito de controle. Este circuito pode acessar alguns dos componentes eletrônicos apresentados

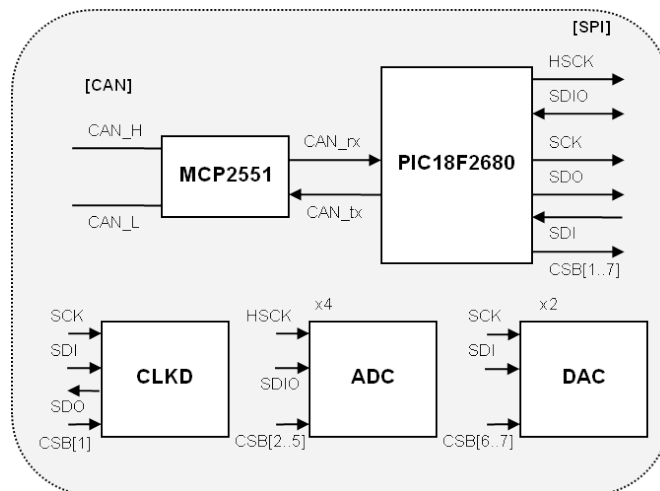


Figura 5.13: Diagrama em blocos do circuito de controle para o NDAQ.

acima, durante a descrição das funções do NDAQ. Estes são: o distribuidor de *clock*, os quatros conversores analógico-digital e os dois conversores digital-analógico. Tais componentes estão respectivamente identificados por CLKD, ADC e DAC na Figura 5.13, onde é possível notar que cada um possui uma interface de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*) [40]. Esta permite que registradores dos referidos componentes sejam configurados e verificados.

Para acessar a interface SPI dos dispositivos citados, o circuito de controle foi baseado em um dispositivo microcontrolador que integra periféricos de comunicação SPI e CAN. A Figura 5.13 mostra um diagrama em blocos do circuito de controle, onde estão representados o microcontrolador (PIC18F2680), o transceptor CAN (MCP2551) e os dispositivos controlados. O programa executado no microcontrolador, descrito pelo diagrama de atividades mostrado na Figura 5.14, estabelece a interface entre as portas SPI e o barramento CAN. Basicamente, as primeiras operações executadas pelo programa configuram os dispositivos controlados para que o NDAQ possa operar em um modo padrão (habilita o funcionamento dos oito canais de conversão analógico-digital a uma taxa de 125 *MHz*). Em seguida, o programa fica em loop para executar as seguintes funções: gerenciar o acesso ao barramento CAN (recebendo ou enviando mensagens), interpretar comandos recebidos para gerar uma determinada ação e gerenciar o acesso aos dispositivos controlados (a partir

dos comandos recebidos). Os comandos enviados através do barramento CAN, encapsulados em mensagens, são gerados por um *software* de controle executável em um computador conectado ao referido barramento. A interface entre o computador e o barramento é feita pelo dispositivo Kvaser Leaf HS [41], que se comporta como um nó CAN e pode se comunicar com uma determinada quantidade de circuitos de controle, onde tal quantidade é limitada pelo modo de operação escolhido para a comunicação CAN. É importante notar que o circuito de controle, a interface Kvaser Leaf HS e o *software* de controle, embutido na aplicação apresentada na próxima seção, constituem o sistema de *slow-control* do NDAQ.

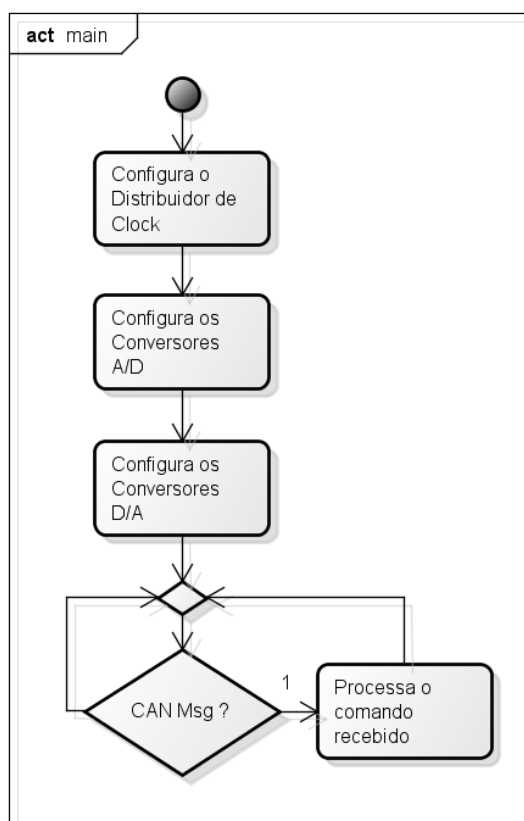


Figura 5.14: Diagrama de atividades do programa executado no microcontrolador do circuito de controle.

Um protótipo que possui, entre outras, as mesmas características do presente circuito de controle foi construído durante o desenvolvimento do trabalho apresentado

neste documento. A Figura 5.15 mostra o protótipo, cuja elaboração permitiu a redação de uma Nota Técnica [42] publicada pelo CBPF. Portanto, mais detalhes sobre o circuito controle podem ser vistos no referido documento.

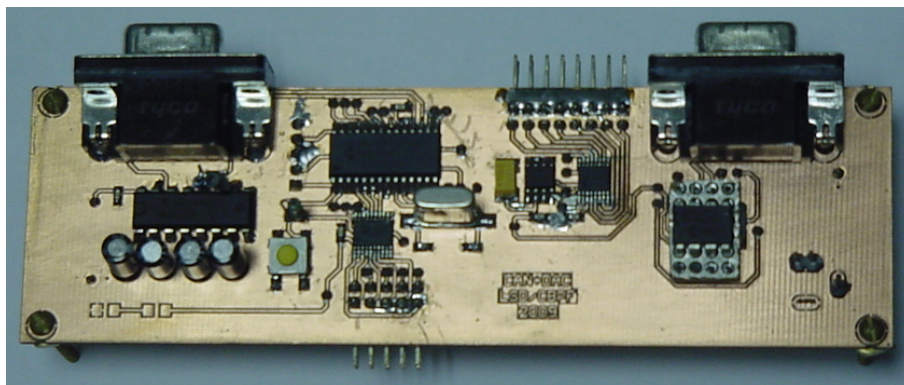


Figura 5.15: Protótipo do circuito de controle.

5.6 A Aplicação de Controle

A aplicação de controle apresentada nesta seção é um *software* desenvolvido para ser executado em um computador pessoal, responsável pelo controle do NDAQ através da comunicação USB. O conjunto de funções executadas pela atual aplicação é capaz de tratar os dados recebidos do módulo eletrônico, de maneira que estes possam ser visualizados e armazenados para posterior análise. Tal aplicação foi denominada NDEC (*NDAQ Event Catcher*) e é baseada na aplicação desenvolvida para o protótipo SPRO, denominada SPEC (*SPRO Event Catcher*). A principal diferença entre as aplicações citadas é que a versão atual pode gerenciar até oito canais de conversão analógico-digital e integra uma interface de controle para o sistema de *slow-control*. A versão anterior pode gerenciar apenas dois canais de conversão analógico-digital e não prevê o sistema de *slow-control*.

O presente *software* foi desenvolvido através da linguagem orientada a objetos C++ e possui diversas funcionalidades baseadas no *framework* ROOT [43], desenvolvido no CERN (Centro Europeu para Pesquisa Nuclear). Este *framework* é amplamente utilizado pela comunidade científica em experimentos de física de altas

energias, para tarefas como: análise de dados, construção de gráficos e desenvolvimento de interface gráfica com o usuário (GUI). O NDEC utiliza a biblioteca de funções libftd2xx [44] para acessar o transceptor USB e a biblioteca CANlib [45] para acessar a interface Kvaser Leaf HS, que permite a atuação no sistema de *slow-control*.

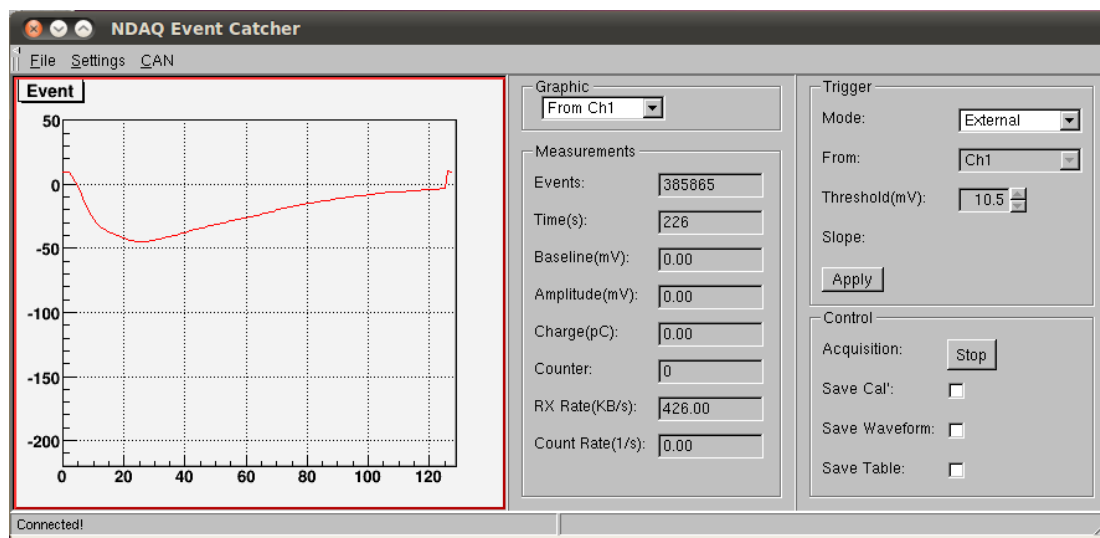


Figura 5.16: Captura de tela da aplicação de controle executada no Linux.

A portabilidade entre diferentes sistemas operacionais (Linux e Windows) é uma das características do projeto do *software*. Como o *framework* ROOT pode ser compilado em ambos os sistemas operacionais, a diferença entre as versões do *software* está na biblioteca do *transceiver* USB e na biblioteca CANlib. Estas têm versões pré-compiladas e específicas para cada sistema operacional. A Figura 5.16 contém a captura de tela do NDEC sendo executado no sistema operacional Linux (Distribuição Ubuntu, *Window Manager*: Gnome).

5.6.1 A Interface gráfica com o usuário

A GUI (Graphic User Interface) foi construída a partir de diversos objetos presentes no *framework* ROOT. Esta apresenta a forma de onda do sinal adquirido, um painel de medidas, um painel de controle para os modos de disparo, um painel de controle da aquisição e uma barra superior com três menus (File, Settings,

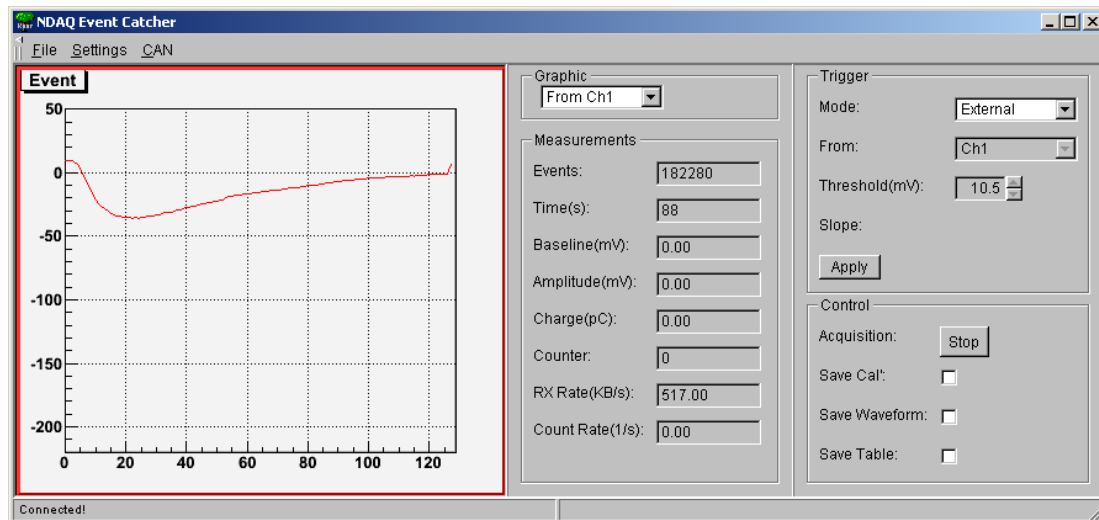


Figura 5.17: Captura de tela da aplicação de controle executada no Windows.

CAN). A Figura 5.17 traz uma captura de tela do *software* em execução no sistema operacional Windows. A forma de onda visualizada é configurável através da caixa de seleção sob o título 'Graphics From', onde é possível escolher qual canal de conversão analógico-digital do NDAQ será exibido. No painel para a configuração de disparo, é possível selecionar entre os dois modos previstos no NDAQ: disparo externo ou interno. No modo interno é necessário definir um valor de *threshold* para discriminação do sinal, através da entrada 'Threshold', e o tipo de transição (subida ou descida), através do botão Slope. Para controlar a aquisição de dados o respectivo painel possui um botão de Início/Fim (botão Stop na última Figura) e três *checkboxes*, que permitem a escolha do modo de armazenamento em disco dos dados adquiridos. Tais modos serão descritos abaixo:

- **Save Waveform:** habilita a escrita em disco de um arquivo com todas as amostras por forma de onda adquirida;
- **Save Table:** habilita a escrita em disco de um arquivo com uma tabela que contém valores da linha de base e da amplitude do sinal, calculados a partir de cada forma de onda adquirida;
- **Save Cal:** habilita a escrita em disco de um arquivo com amostras adquiridas

para fins de calibração dos conversores A/D do módulo NDAQ.

Para finalizar a descrição da GUI, a barra de menus terá seus três itens descritos a seguir:

- **File:** este menu foi adicionado ao projeto para agregar opções de entrada e saída de arquivos, tais como a importação e exportação de histogramas gerados a partir dos dados adquiridos, que serão desenvolvidas futuramente. Atualmente o presente menu conta apenas com a opção Exit, que encerra a execução da aplicação;
- **Settings:** através da opção Settings, é possível controlar quais canais de conversão analógico-digital estarão habilitados para a aquisição de dados. Opções para o controle do fluxo de dados serão futuramente adicionadas neste menu. As últimas irão controlar parâmetros associados ao regime de escrita nas memórias FIFO do NDAQ, alterando o tempo morto do sistema;
- **CAN:** este menu reúne opções de acesso aos dispositivos afetados pelo sistema de *slow-control* no NDAQ, estes são: o distribuidor de *clock*, os quatro conversores A/D e dois conversores D/A. Portanto, existe uma opção Access que possui três abas respectivas aos dispositivos citados: Access CLKD, Access ADCs e Access DACs. Cada aba exibe objetos que permitem as operações de escrita e de leitura (quando possível) endereçadas aos registradores dos devidos dispositivos.

5.6.2 As principais classes da aplicação

Como a linguagem utilizada é orientada a objetos, o primeiro passo no desenvolvimento foi a modelagem do *software* através de um diagrama de classes [46], que pode ser visualizado na Figura 5.18. O diagrama está em uma versão simplificada e não mostra os objetos da interface gráfica com usuário (GUI), suprimidos por possuírem um enorme número de atributos e métodos. O corpo principal da aplicação é representado por nove classes que serão descritas abaixo:

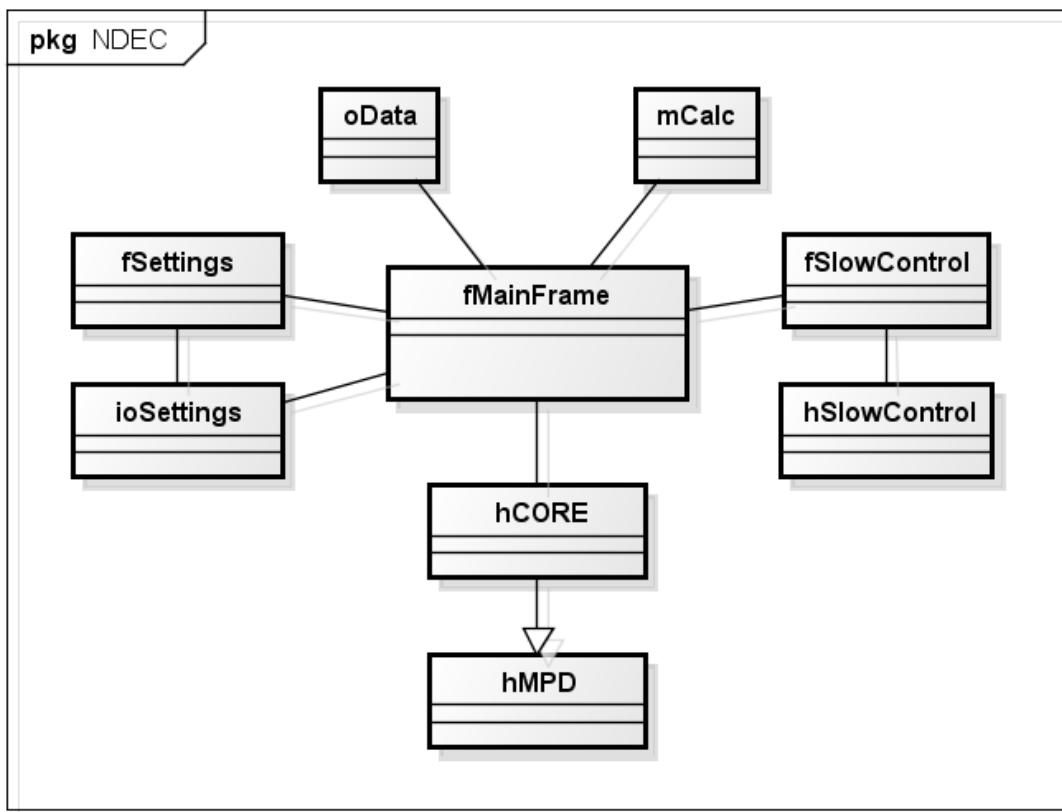


Figura 5.18: Diagrama de classes simplificado para a aplicação NDEC.

- **fMainFrame**: é a classe principal do programa, responsável por construir a interface com o usuário e gerenciar os estímulos gerados, estabelecendo a comunicação com os métodos disponíveis nas demais classes da aplicação. A atual classe possui o principal método do *software* ('Update'), que a partir dos dados enviados pelo NDAQ, atualiza o gráfico da forma de onda, o painel de medidas e executa os métodos de armazenamento de dados em disco.
- **fSettings**: é a classe que constrói a janela da opção Channels disponível no menu Settings e gerencia as ações do usuário, estabelecendo a comunicação com os métodos da classe ioSettings;
- **ioSettings**: nesta classe estão disponíveis os métodos que controlam a entrada e a saída de dados gerados a partir de configurações feitas pelo o usuário. Tais

métodos permitem que as configurações sejam salvas em um arquivo em disco e também, restauradas quando o *software* for executado novamente. Esta classe também contém os métodos que retornam os dados das configurações, quando estes são requisitados pelos demais métodos no conjunto.

- **fSlowControl**: é classe que constrói a janela de controle (acessada pelo menu CAN) para os dispositivos afetados pelo sistema de *slow-control* e gerencia as ações do usuário, estabelecendo a comunicação com os métodos da classe hSlowControl;
- **hSlowControl**: esta classe encapsula as funções de acesso ao *driver* da interface Kvaser Leaf HS, reunidas na biblioteca CANlib, as tornando adequadas ao contexto do presente *software*. Além disso, possui métodos de acesso dedicados a cada dispositivo afetado pelo sistema de *slow-control*;
- **hCore**: é a principal classe de acesso as funções do módulo NDAQ, reunindo os seguintes métodos: os que são específicos ao acesso dos registradores do módulo, o que começa ou interrompe a aquisição de dados, o que retorna o estado da aquisição de dados e o principal deles: o método que testa a quantidade de dados recebida pelo *driver* do transceptor USB e retorna o ponteiro para os mesmos ('Acq'); Todos métodos citados dependem da classe hMPD, que é herdada pela classe atual.
- **hMPD**: esta classe encapsula as funções de acesso ao *driver* do transceptor USB, reunidas na biblioteca libftd2xx, as tornando adequadas ao contexto da presente aplicação. Basicamente, esta classe possui os seguintes métodos: o que lista os transceptores USB conectados ao computador pessoal, o que permite a configuração de parâmetros da comunicação (tamanho de *buffers* e latências), o os que gerenciam a entrada e a saída de dados;
- **mCalc**: reúne os métodos que calculam a linha de base e amplitude a partir de uma forma de onda adquirida;
- **oData**: é a classe que possui os métodos de escrita em disco para o armazenamento de dados das três modalidades já comentadas: Save Wave, Save Table

e Save Cal.

5.6.3 Visão geral do algoritmo principal

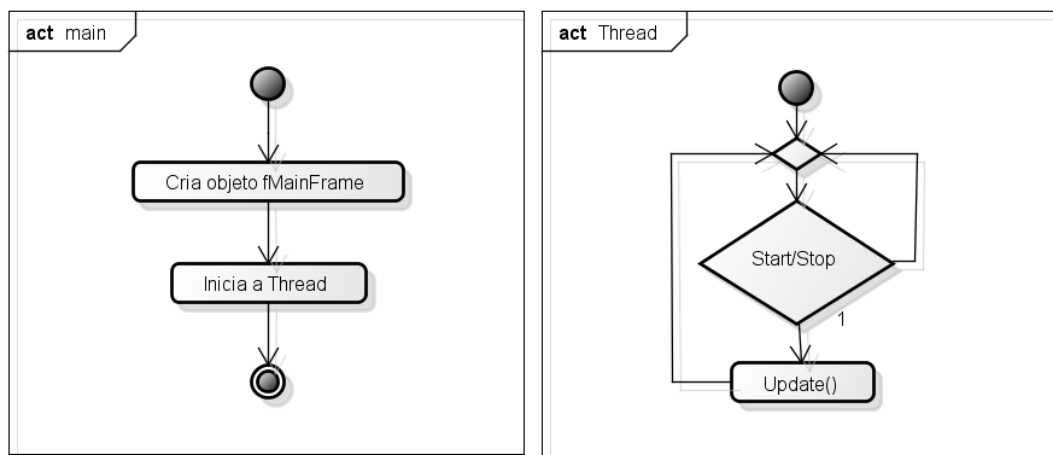


Figura 5.19: Diagrama de atividades da rotina principal.

Uma visão geral do funcionamento do *software* será apresentada a seguir: a rotina principal ('main') instancia o objeto 'MainFrame' da classe fMainFrame e inicia a 'Thread'. Esta mantém em *loop* o método 'Update' da classe fMainFrame, como mostra o diagrama de atividades na Figura 5.19. O método 'Update' testa se existem dados suficientes na fila gerada pelo *driver* do transceptor USB, através do método 'Acq' da classe Core, como mostra o diagrama de atividades na Figura 5.20. Se a quantidade de dados for maior ou igual ao valor esperado pelo *software*, através do ponteiro para a memória onde estão armazenados os dados recebidos, os métodos que atualizam a visualização da forma de onda, calculam os dados para popular o painel de medidas e armazenam em disco os dados calculados, executam suas respectivas funções na aplicação. Caso contrário, um novo teste é realizado até que se atinja a quantidade de dados necessária. Esta quantidade é um valor que caracteriza o bloco de dados formado pelas funções habilitadas no NDAQ, como a conversão A/D ou a medição de frequência.

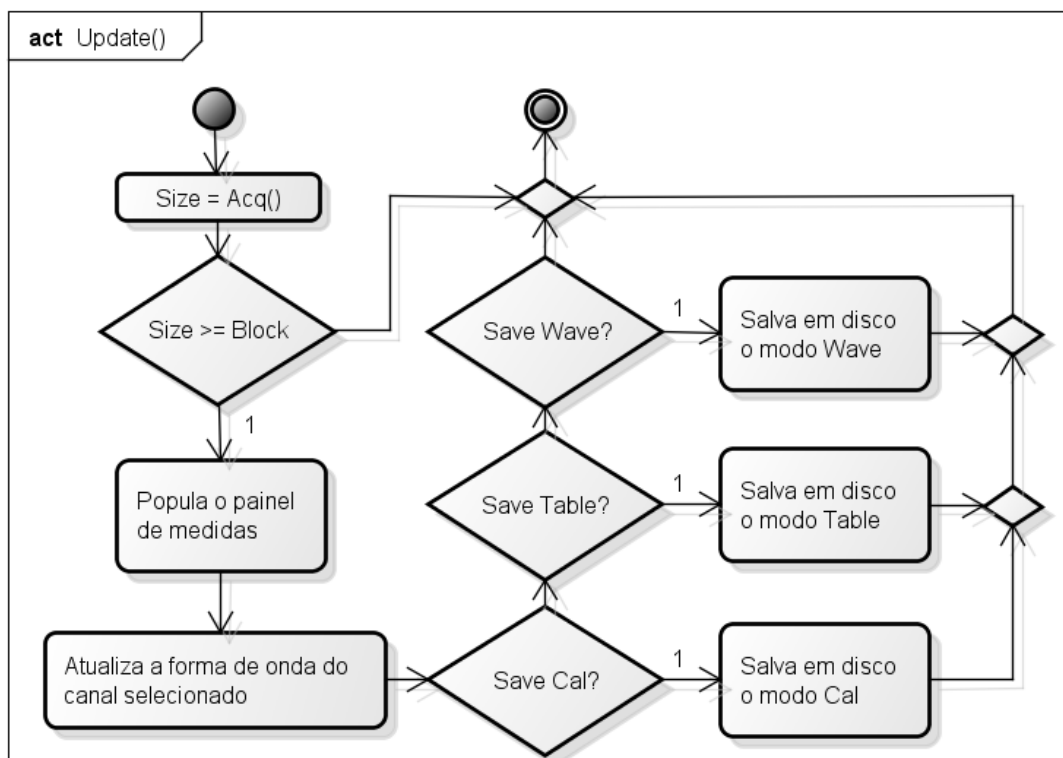


Figura 5.20: Diagrama de atividades da rotina 'Update'.

6 *Resultados*

Neste capítulo são apresentados os primeiros resultados que demonstram o funcionamento do projeto NDAQ – o módulo de aquisição de dados do experimento Neutrinos Angra. Como descrito em capítulos anteriores, este módulo será usado pelo experimento para medir os sinais provenientes do detector central, ou seja, sinais gerados pela captura de fótons por tubos fotomultiplicadores (PMTs). Estes fótons são produzidos, em última instância, por neutrinos ou ruído de fundo no detector central. Uma vez que no atual estágio do experimento estão sendo construídas as primeiras partes do detector, fica clara a impossibilidade de mostrarem-se resultados do módulo operando em sua função final. Serão apresentados três conjuntos de resultados: calibração dos canais analógicos do módulo NDAQ, medidas para investigação do pré-amplificador e medidas de caracterização dos PMTs. Deve-se ressaltar que estes resultados, além de demonstrarem o funcionamento e o desempenho da eletrônica projetada, são importantes para o aperfeiçoamento do projeto atual de pré-amplificação e a verificação do comportamento da peça chave do experimento – o PMT. Cada conjunto de resultados será apresentado e comentado nas próximas seções.

6.1 **Calibração da conversão analógico-digital**

Para calibrar os canais de conversão A/D do módulo eletrônico NDAQ, preparou-se o aparato representado pelo diagrama em blocos da Figura 6.1. A Tabela 6.1 relaciona os equipamentos utilizados no aparato experimental. Através do gerador de função, variou-se a amplitude de um pulso com 160 ns de duração para obter-se

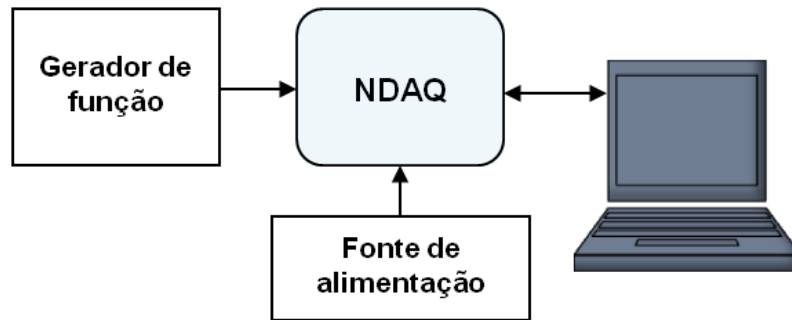


Figura 6.1: Aparato experimental para a calibração dos canais de conversão A/D.

uma relação entre os valores convertidos pelo ADC e as amplitudes geradas. Os valores de tensão gerados são mostrados na Tabela 6.2. O tempo de subida e o de descida do pulso foram configurados em 20 ns (máximo permitido pelo gerador em 160 ns) para evitar que transições muito rápidas no sinal gerassem oscilações e/ou distorções, em função da linha de transmissão. Para obter-se medidas em 0 V, foi colocada uma carga de 50 Ω na entrada do canal de conversão. Esta resistência é igual à impedância de saída do gerador de função e à impedância da linha de transmissão do sinal (cabo coaxial). Os 10 bits disponíveis do ADC foram utilizados, definindo-se 2 V como tensão de referência. Desta forma, a faixa dinâmica de conversão é de 2 V_{pp} (o sinal pode excursionar de -1 V até 1 V) e a resolução teórica da conversão é dada por $2/2^{10}$, que resulta em aproximadamente 2 mV. A resolução da conversão representa a sensibilidade do sistema à variação do sinal de entrada, ou seja, é a menor variação no sinal que pode ser percebida. Tal variação provoca a menor mudança possível na palavra gerada pelo ADC, o passo de uma unidade, que será referido como 1 LSB ao longo do texto. Portanto, 1 LSB equivale à resolução do ADC.

É importante notar que os resultados apresentados englobam as características do gerador de função, do estágio amplificador de entrada e do conversor A/D, como

| Equipamento | Modelo |
|----------------------|------------------|
| Gerador de função | Agilent 33250A |
| Fonte de alimentação | Tektronix PS250A |

Tabela 6.1: Equipamentos utilizados no aparato experimental.

mostra a Figura 6.2. Portanto, pode-se chegar às seguintes conclusões: i) o erro aleatório obtido possui a contribuição da flutuação de cada dispositivo envolvido, gerada por diversas fontes de ruído aleatório (induzido eletromagneticamente (EMI), Johnson, etc.) [34]; ii) levando-se em consideração a precisão do gerador de função, o erro sistemático refere-se ao conjunto formado pelo amplificador de entrada e o conversor A/D; iii) a precisão dos valores obtidos é dependente do gerador de função. Através das especificações do gerador de função, obteve-se a precisão informada pelo fabricante: $\pm 1\%$ da tensão gerada $\pm 1 \text{ mV}$. A queda de tensão no cabo utilizado para conectar o gerador de função ao NDAQ foi determinada como menor que a precisão do gerador, através de medições com um osciloscópio. A impedância do cabo é de 50Ω , exigida para o casamento com os demais dispositivos.

| | | | | |
|----------|---------|---------|---------|---------|
| -1000 mV | -800 mV | -600 mV | -400 mV | -200 mV |
| -100 mV | -80 mV | -60 mV | -40 mV | -20 mV |
| 20 mV | 40 mV | 60 mV | 80 mV | 100 mV |
| 200 mV | 400 mV | 600mV | 800 mV | 1000 mV |

Tabela 6.2: Tensões geradas.

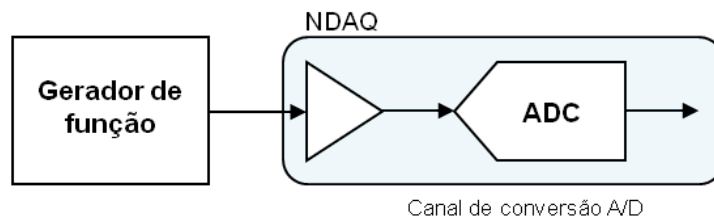


Figura 6.2: Sistema considerado para o processo de calibração.

Foram feitas 10.168 medições para cada valor de amplitude. Os resultados são mostrados nas Figuras 6.3 e 6.4. A primeira contém os histogramas respectivos às tensões na faixa $[-100, 100] \text{ mV}$. Já a segunda contém os histogramas respectivos às tensões na faixa $[-1, 1] \text{ V}$, excluindo as tensões anteriores. As médias aritméticas de cada distribuição são mostradas nas Figuras 6.5 e 6.6, respectivamente para a menor e a maior faixa de tensão. As barras de erro são dadas pelo desvio padrão da média multiplicado por 100, para facilitar a visualização. Nota-se que as barras de erro para a menor faixa de tensão são menores que as barras para a maior faixa. Tal

comportamento pode ser confirmado na Figura 6.7, que mostra um gráfico de todas as médias na mesma escala vertical. Neste gráfico, ajustou-se uma reta aos valores das médias para obter-se a função de transferência da conversão A/D no sistema. No mesmo gráfico, há também os coeficientes angular (A) e linear (B) respectivos da reta ajustada, e o parâmetro χ^2 referente a qualidade do ajuste linear [47]. A Figura 6.8 mostra um histograma das distâncias normalizadas, entre os valores médios das distribuições e a reta ajustada, indicando a não linearidade integral do sistema. Portanto, a INL do canal de conversão é dada por:

$$INL < 1,8 \%$$

A inversa da função de transferência permite calcular um valor calibrado em tensão a partir de uma palavra de ADC, como mostra a equação 6.1:

$$V = 2,53P_{adc} - 5,44 \text{ mV} \quad (6.1)$$

onde V é a tensão calibrada em mV e P_{adc} é a palavra de saída do ADC. Calculando-se o valor de 1 LSB para os resultados medidos, obtém-se para 1 LSB :

$$1 \text{ } LSB_{medido} = 2,53 \text{ mV}$$

Considerando a precisão do gerador de função, pode-se concluir que a diferença entre o $LSB_{teórico} = 2mV$ e o LSB_{medido} é proveniente de erros sistemáticos de ganho do estágio amplificador de entrada e do ADC. Pode-se dizer que a Equação 6.1 estabelece a relação entre as palavras do ADC e valores de tensão, compensando os erros de ganho e de *offset*.

Os histogramas da menor faixa de tensão não revelam um comportamento aleatório para os dados obtidos. Pode-se concluir que o ruído aleatório no sistema de medida foi menor que 1 LSB , ou seja, $2,53 \text{ mV}$. Na maior faixa de tensão, as medidas que mais se aproximam de uma distribuição aleatória foram as realizadas em $-1V$ e $1V$. Uma visão ampliada destas medidas pode ser vista, respectivamente, nas Figuras 6.9 e 6.10. Como -1 V e 1 V são os extremos da faixa de tensão que

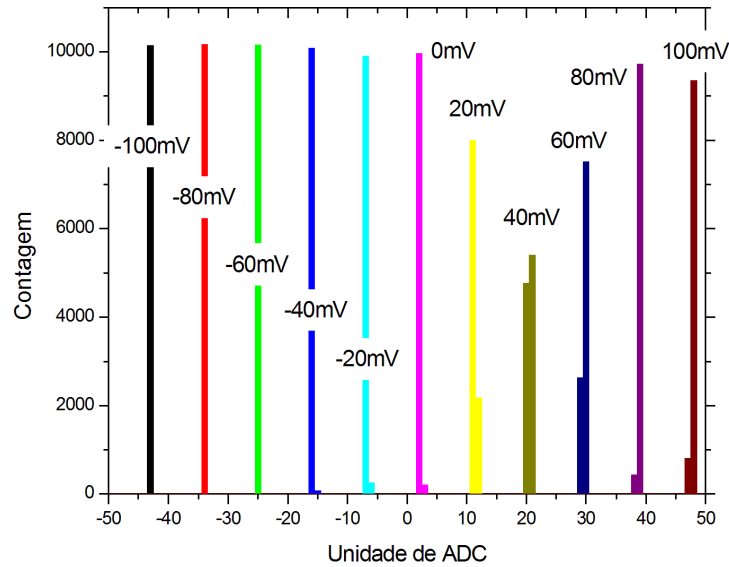


Figura 6.3: Histogramas da saída do conversor A/D para a faixa de tensão $[-100\text{ mV}, 100\text{ mV}]$.

pode ser medida pelo módulo NDAQ, pode-se dizer que o maior ruído aleatório medido no sistema é $4,38\text{ mVpp}$. Este valor vem do desvio padrão do valor médio da distribuição para -1 V , escolhida por possuir o maior desvio. Em suma, conclui-se que o ruído intrínseco máximo do canal de conversão A/D medido é:

$$Ruído < 4,38\text{ mVpp}$$

A Tabela 6.3 resume os dados medidos para o canal 1 de conversão do módulo NDAQ 01-2010. O mesmo procedimento de calibração foi executado para os demais canais do módulo, onde-se obteve resultados compatíveis.

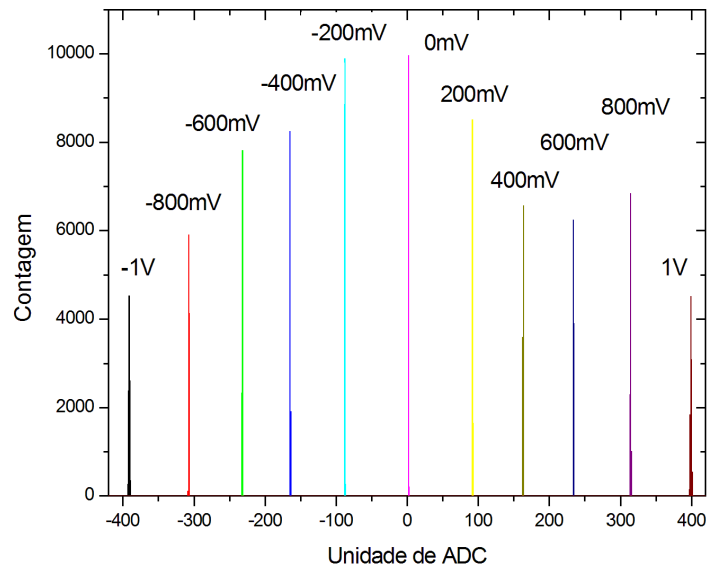


Figura 6.4: Histogramas da saída do conversor A/D para a faixa de tensão $[-1\text{ V}, 1\text{ V}]$.

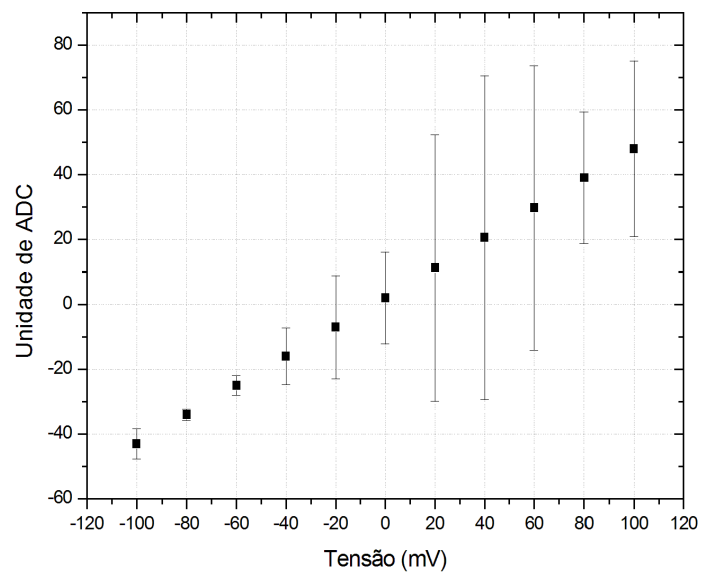


Figura 6.5: Valores médios da saída do conversor A/D para a menor faixa de tensão.

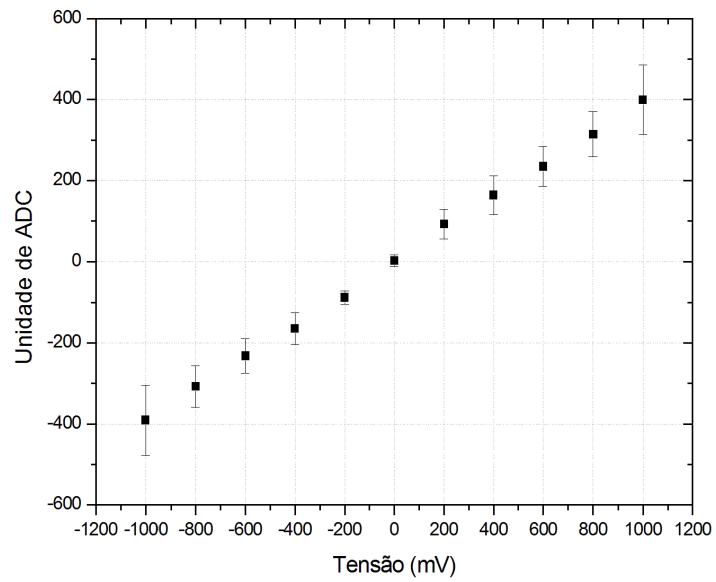


Figura 6.6: Valores médios da saída do conversor A/D para a maior faixa de tensão.

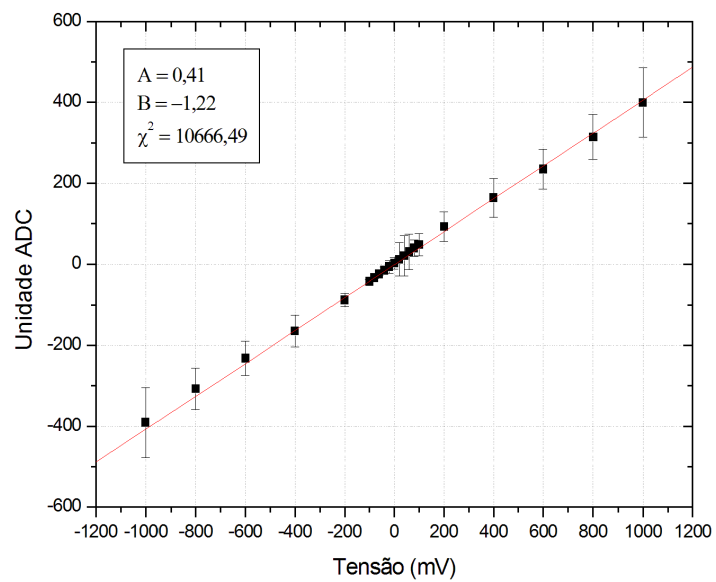


Figura 6.7: Função de transferência da conversão A/D.

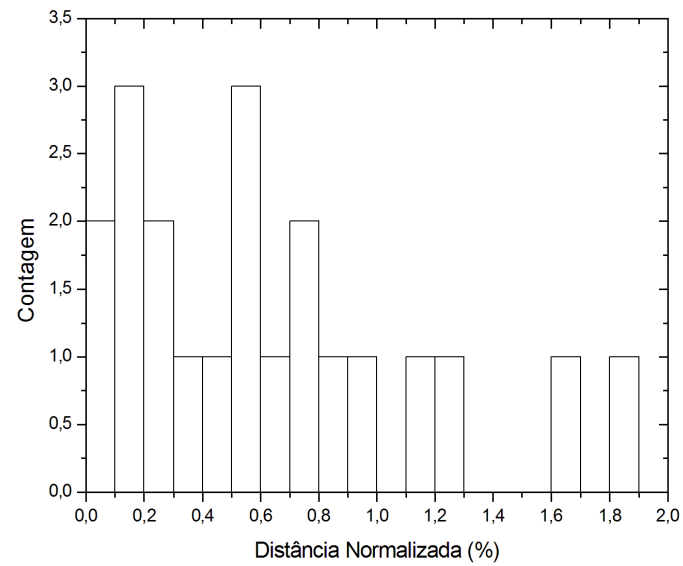


Figura 6.8: Histograma das distâncias normalizadas.

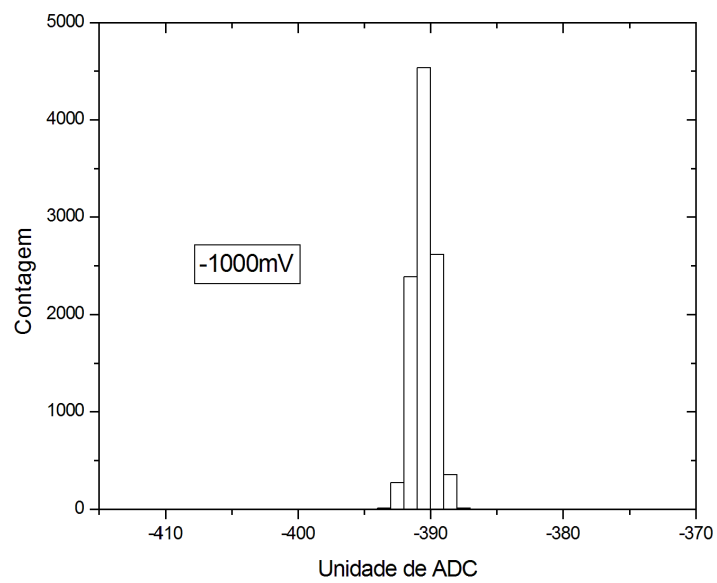


Figura 6.9: Visão ampliada do histograma da saída do conversor A/D para a tensão de -1 V .

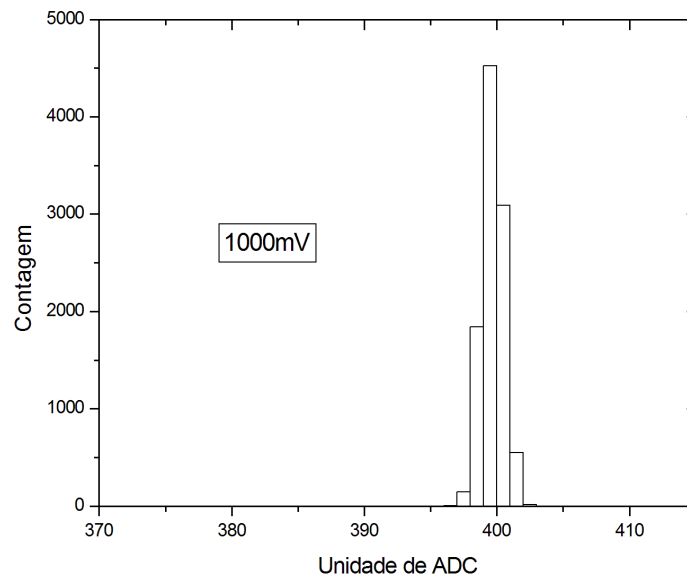


Figura 6.10: Visão ampliada do histograma da saída do conversor A/D para a tensão de 1 V.

| Parâmetro | Valor |
|------------------|------------------|
| Número de Bits | 10 |
| Faixa dinâmica | $2 V_{pp}$ |
| Resolução | $2,53 mV$ |
| Ruído intrínseco | $< 4,38 mV_{pp}$ |
| INL | $< 1,8 \%$ |

Tabela 6.3: Resumo dos parâmetros para o canal 1 de conversão A/D.

6.2 Efeito do pré-amplificador no espectro de fotoelétron único (SPE)

Nesta seção, é apresentado o efeito provocado no espectro de fotoelétron único, de um PMT, quando se varia a constante de tempo de um filtro do pré-amplificador. Detalhes sobre este circuito, que foi desenvolvido no Laboratório de Sistemas de Detecção do CBPF, podem ser vistos na subseção 6.2.1. O filtro em questão possui um resistor variável (R_{shape}) que permite o ajuste da constante de tempo. Sempre que esta for alterada, deve-se executar o processo de calibração do pré-amplificador, cuja descrição está na subseção 6.2.2.

Os resultados apresentados foram obtidos com a seguinte metodologia: i) ajustar o valor de R_{shape} ; ii) calibrar o pré-amplificador; iii) realizar medidas para a construção do espectro de fotoelétron único, descrito na subseção 6.2.3. Foram ajustados 5 valores de R_{shape} (18Ω , $2,5 k\Omega$, $5,0 k\Omega$, $7,5 k\Omega$ e $10,0 k\Omega$). Quando $R_{shape} = 18 \Omega$, a saída do pré-amplificador satura a partir de $4 pC$ em sua entrada, como mostra a Figura 6.11. Devido a esta saturação, a calibração deu-se apenas na região linear para este valor de R_{shape} . Os gráficos resultantes da calibração para cada constante de tempo e o respectivo espectro de fotoelétron único são mostrados ao final desta seção, nas Figuras 6.18 a 6.27. Como existem modelos de PMT com pulso de saída negativo e outros com pulso de saída positivo, o pré-amplificador foi calibrado para sinais negativos e positivos em sua entrada. Portanto, para cada valor de R_{shape} são mostrados dois gráficos de calibração. Nestes gráficos, pode ser visto o ajuste linear que melhor se aproxima dos pontos obtidos, os coeficientes angular (A) e linear (B) da reta, o parâmetro χ^2 , referente à qualidade do ajuste linear e o parâmetro δ . Este último corresponde à maior distância normalizada entre um ponto obtido e o respectivo valor teórico, sendo δ igual ao maior δ_i e $\delta_i = ((y_i - \hat{y}_i)/F_n) \cdot 100$, onde y_i é o valor obtido, \hat{y}_i é o valor teórico, e o fator de normalização é $F_n = 2 V$, a faixa dinâmica do ADC. Cada ponto obtido vem da média de 10.168 valores medidos no processo de calibração. As barras de erro foram multiplicadas por 10 para se destacá-las, sendo elas o desvio padrão dos referidos pontos médios. Já os espectros de fotoelétron único, foram obtidos através de 200.000 medições de sinais

de PMT pré-amplificados. A Tabela 6.4 resume os valores de R_{shape} testados, o ganho medido para o pré-amplificador^{1,2} e a relação P/V (Pico/Vale) do espectro de fotoelétron único. Observa-se que os dois últimos parâmetros diminuem quando R_{shape} aumenta. Todos os resultados foram obtidos com o PMT operando em seu valor nominal de alta tensão (1600 V) e consumo de corrente em torno de 160 μA .

Deve-se ressaltar que os dispositivos apresentados nesta seção – o pré-amplificador, o PMT (Número de Série: SD2845), a fonte de alta tensão e o módulo digitalizador – serão utilizados no Projeto Neutrinos Angra.

| R_{shape} | Ganho | P/V |
|---------------|--------|-----|
| 18 Ω | 252,15 | 6,5 |
| 2,5 $k\Omega$ | 122,03 | 4,5 |
| 5 $k\Omega$ | 92,76 | 4,0 |
| 7,5 $k\Omega$ | 74,23 | 3,3 |
| 10 $k\Omega$ | 62,65 | 3,2 |

Tabela 6.4: Ganho e Relação Pico/Vale para diferentes valores de R_{shape} no pré-amplificador.

6.2.1 O pré-amplificador

Os sinais elétricos oriundos dos PMTs, no Projeto Neutrinos Angra, passam por um circuito eletrônico de *front-end* (pré-amplificador) antes de chegarem aos módulos digitalizadores NDAQ. Este pré-amplificador é formado por três estágios, como mostra o esquema elétrico na Figura 6.12, de modo que a tensão de saída seja proporcional à carga elétrica do sinal de entrada. Para executar tal tarefa, o circuito deve se comportar basicamente como um integrador, o que é obtido através do primeiro estágio com um amplificador operacional. O segundo estágio, que é um filtro de primeira ordem formado por um resistor variável e um capacitor (R_{shape} e C_{shape}), é capaz de alterar a forma de onda gerada pelo estágio anterior. O terceiro estágio apresenta um fator de amplificação (ganho) constante. Desconsiderando

¹O ganho do pré-amplificador é definido pelo coeficiente angular da reta ajustada a partir da calibração.

²O sinal de saída do PMT testado tem excursão negativa. Deste modo, apenas as calibrações para pulsos negativos foram consideradas.

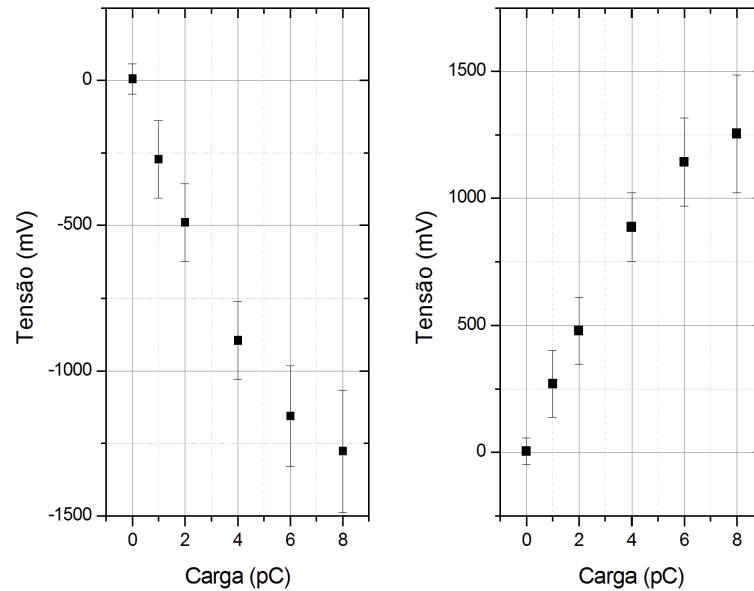


Figura 6.11: Saturação da função de transferência do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 18 \Omega$.

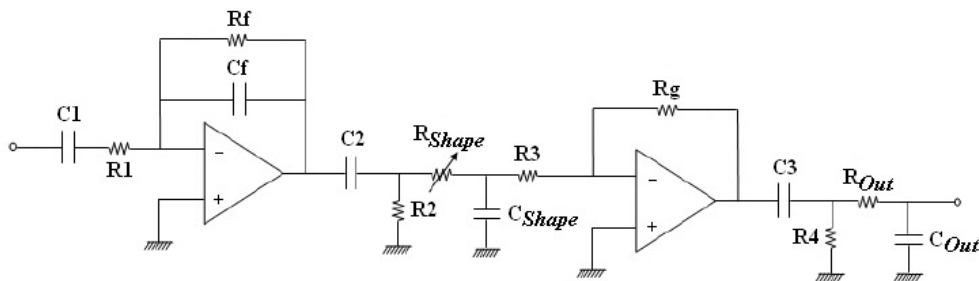


Figura 6.12: Esquema elétrico do pré-amplificador

a constante de tempo [48] do primeiro estágio, pode-se dizer que a saída do pré-amplificador é a integral do sinal de entrada multiplicada por um valor constante (ganho do último estágio), cuja forma de onda é condicionada pelo segundo estágio. Tal condicionamento permite que o sinal dure tempo suficiente para ser amostrado e representado corretamente no domínio digital. Se a constante de tempo do segundo estágio ($\tau = R_{shape}C_{shape}$) for pequena, a forma de onda sobe e cai rapidamente, atingindo a amplitude final do primeiro estágio. Ao aumentar a constante de tempo,

o sinal passa a subir e descer mais lentamente, não conseguindo atingir a amplitude final. Portanto, o ganho total do pré-amplificador acaba dependendo da constante de tempo do segundo estágio, para pulsos com duração de nano-segundos. Além disso, R_{shape} e C_{shape} formam um filtro passa-baixa que influencia na banda passante do pré-amplificador. Estas análises podem ser comprovadas pelos resultados da Figura 6.13, extraídos de [48], que mostram simulações em SPICE do referido circuito.

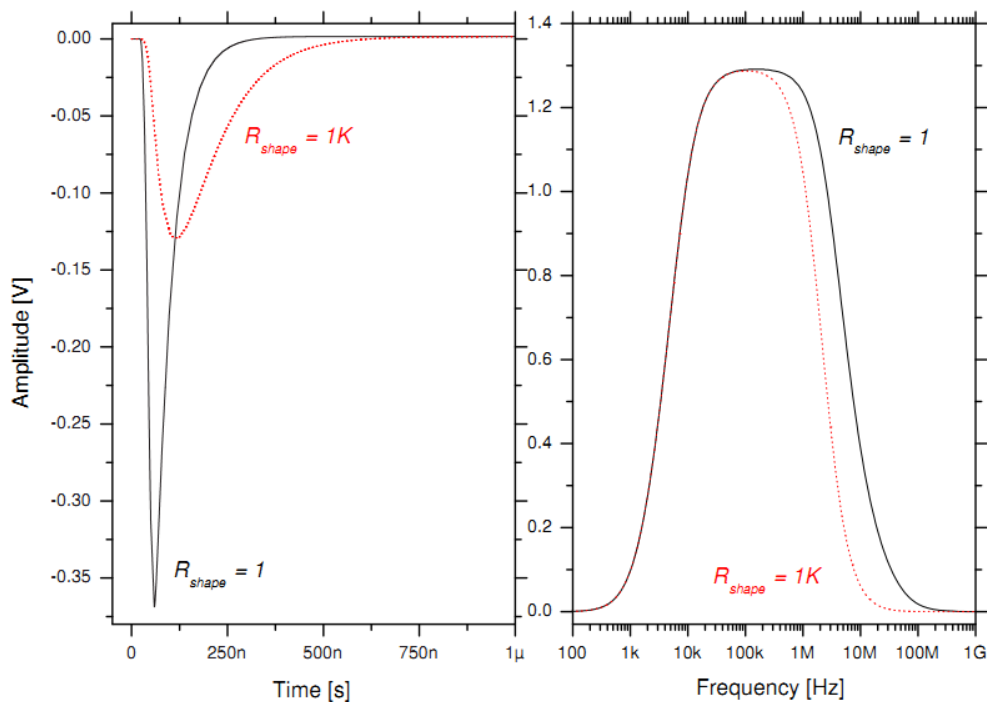


Figura 6.13: Simulação do ganho e da banda passante em função de R_{shape} .

6.2.2 Calibração em carga do pré-amplificador

Para obter-se a calibração em carga do pré-amplificador, aplica-se em sua entrada um sinal que desempenhe uma conhecida variação de carga no tempo. Desta maneira, relaciona-se a amplitude do sinal de saída do pré-amplificador com a quantidade de carga no sinal de entrada. Através de alguns sinais de entrada, com valores de carga conhecidos, obtém-se tal relação linear. O ajuste linear dos pontos obtidos representará a função de transferência do circuito. A fim de minimizar erros, para

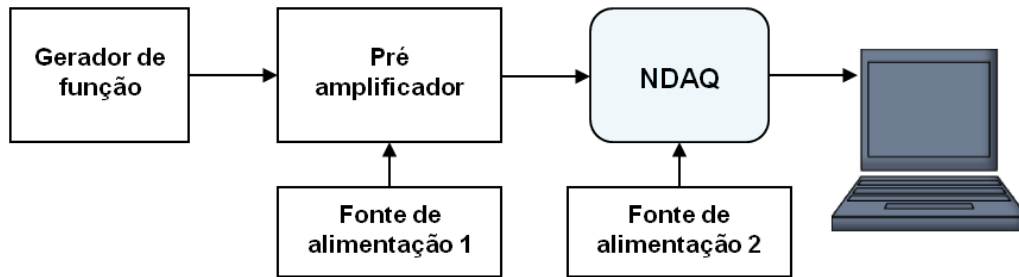


Figura 6.14: Aparato utilizado na calibração do pré-amplificador.

cada entrada aplicada muitos valores de saída são medidos. A distribuição destes possui um valor médio, respectivo a cada entrada, que oferecerá maior confiabilidade na construção da relação linear.

O diagrama em blocos do aparato de calibração utilizado é mostrado na Figura 6.14. A Tabela 6.5 lista os equipamentos que integram tal aparato. Como a impedância de entrada do pré-amplificador é conhecida, a carga do sinal gerado é dada por:

$$Q_{ent} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{V(t)}{Z} dt \quad (6.2)$$

onde $V(t)$ é a amplitude do sinal gerado, Z é a impedância de entrada (50Ω) do pré-amplificador e $(t_2 - t_1)$ é a duração do sinal [49]. A partir do gerador de função, variou-se a amplitude de pulsos retangulares com duração constante ($20 ns$), para se obter diferentes valores de carga. Considerando a Equação 6.2 e a igualdade dos tempos de subida e descida dos pulsos gerados, pode-se dizer que Q_{ent} é equivalente a área do retângulo cuja base é a duração do pulso e a altura é $\frac{V(t)}{Z}$:

$$Q_{ent} = \frac{V(t)}{Z}(T - t_r) \quad (6.3)$$

onde T é a duração do pulso e t_r é o tempo de subida do sinal. Os valores de carga gerados são as abscissas dos gráficos de calibração mostrados ao final da seção 6.2.

6.2.3 Experimento de fotoelétron único

O experimento para obter-se o espectro de fotoelétron único consiste em gerar uma quantidade ínfima de luz, que será convertida em eletricidade por um PMT, de

| Bloco | Equipamento |
|------------------------|------------------|
| Gerador de função | Agilent 33250A |
| Fonte de alimentação 1 | Minipa MPC-303DI |
| Fonte de alimentação 2 | Tektronix PS250A |
| Fonte de alta tensão | Voltronics 1461P |

Tabela 6.5: Blocos e respectivos equipamentos.

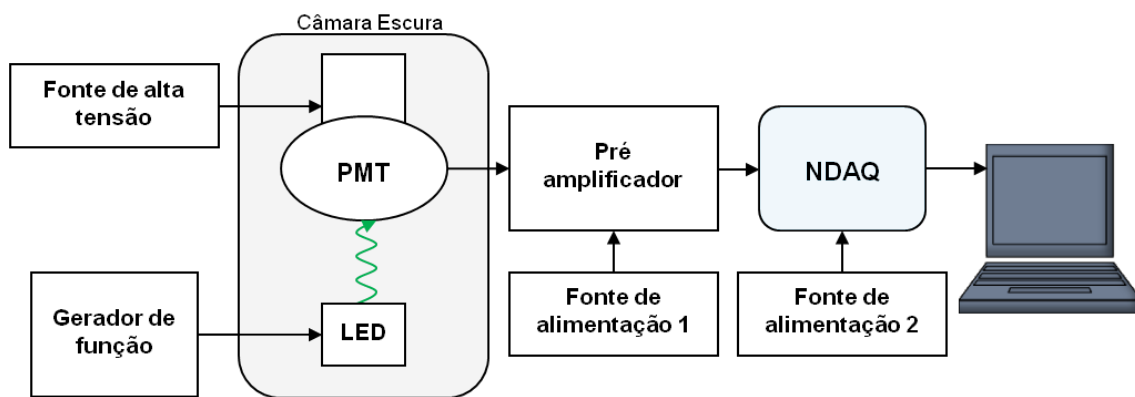


Figura 6.15: Aparato utilizado no experimento do fotoelétron único.

maneira que a probabilidade de conversão da luz em um fotoelétron seja o processo dominante. Para realizar tal experimento montou-se o aparato mostrado na Figura 6.15. A Tabela 6.5 relaciona os equipamentos utilizados. O gerador de função é utilizado para excitar um LED, atendendo à condição de que a quantidade de luz gerada deve ser muito pequena. O sinal aplicado pelo gerador é um pulso com 8 ns de duração, $1,18\text{ V}$ de amplitude e 5 ns de tempo de subida e de descida. O LED aponta para o PMT e ambos estão dispostos em uma câmara escura, mostrada na Figura 6.16. A aquisição de dados é sincronizada com a excitação do LED, através da conexão da saída de disparo (*trigger output*) do gerador de função à entrada de disparo do módulo NDAQ. Isso significa que, para cada medida de amplitude, o LED emitirá luz, podendo esta ser convertida ou não em fotoelétrons pelo PMT. A conversão dos fótons que atingem o PMT em fotoelétrons é um processo dominado, principalmente, pela Eficiência Quântica do PMT, um parâmetro que não pode ser alterado em laboratório [50].

Mostra-se no gráfico (b) da Figura 6.17 o espectro típico [51] que pode ser obtido



Figura 6.16: Câmara escura para testes com o PMT.

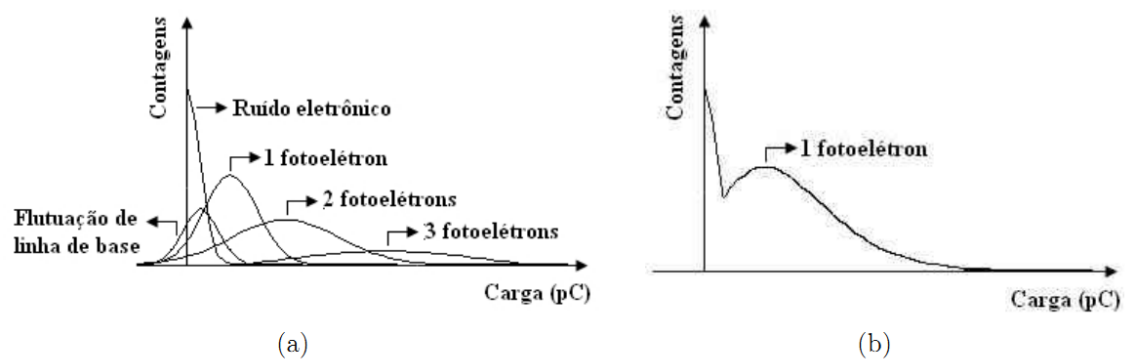


Figura 6.17: Espectro típico de fotoelétron único.

com o experimento descrito acima, onde o pico à esquerda é provocado pelo ruído do sistema de medida. O pico à direita é o resultado da sobreposição das distribuições para um ou mais fotoelétrons, mostradas no gráfico (a) da mesma figura. O espalhamento nas distribuições de fotoelétron é provocado pelo comportamento

da cadeia de dinodos do PMT. Basicamente, o fator de multiplicação em tal cadeia não é constante. Se a quantidade de medidas para a obtenção do espectro for muito grande, a distribuição de fotoelétron único se aproxima de uma gaussiana [52]. A relação entre a altura do pico de um fotoelétron e a altura do vale, que se forma depois da distribuição do ruído (relação P/V), indica a capacidade de discriminação sinal-ruído do sistema.

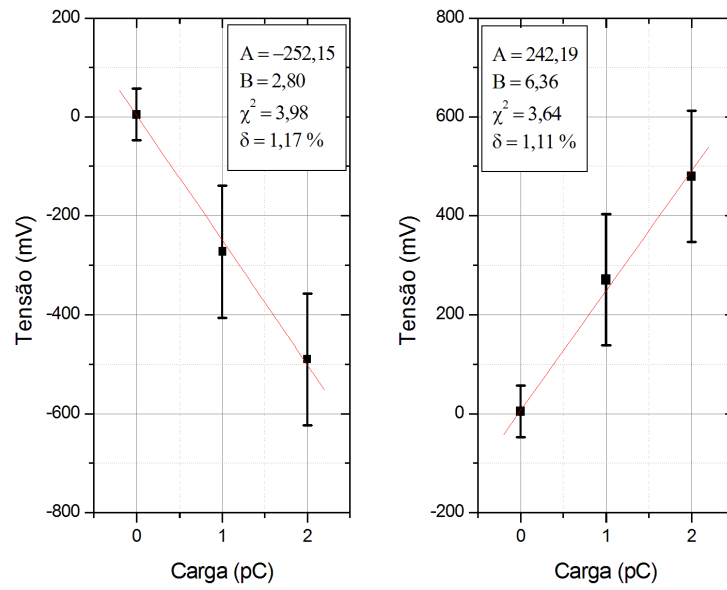


Figura 6.18: Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 18 \Omega$.

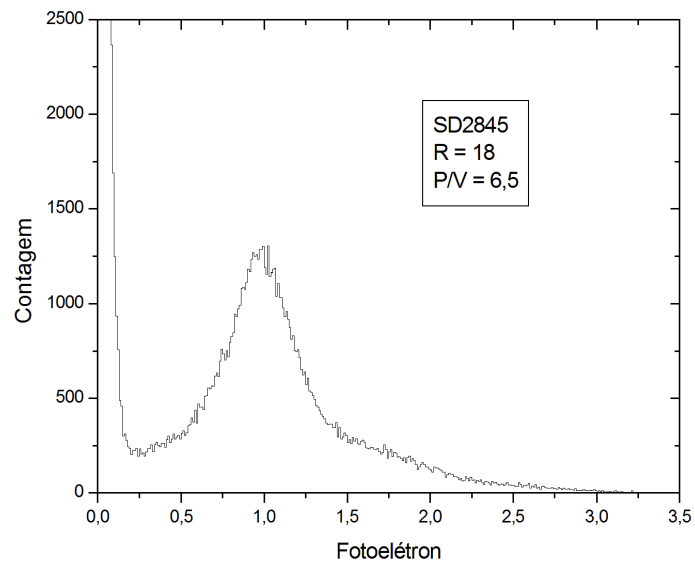


Figura 6.19: Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 18 \Omega$.

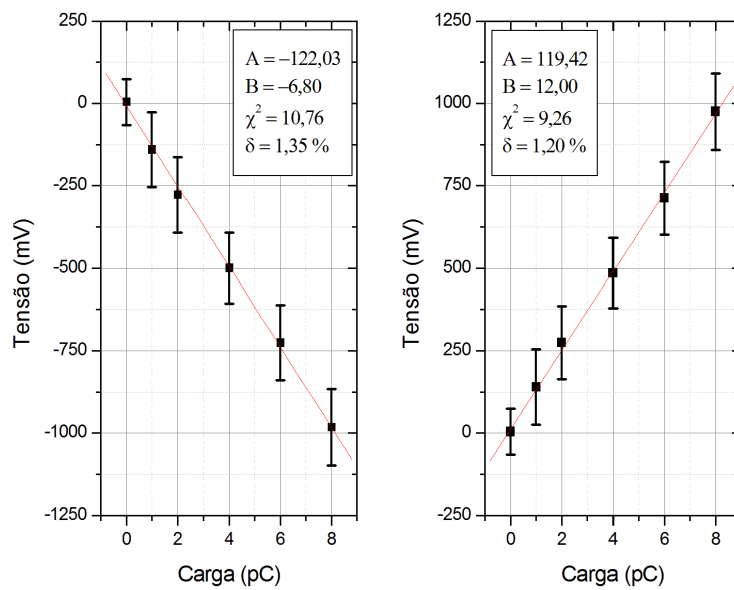


Figura 6.20: Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 2,5\text{ k}\Omega$.

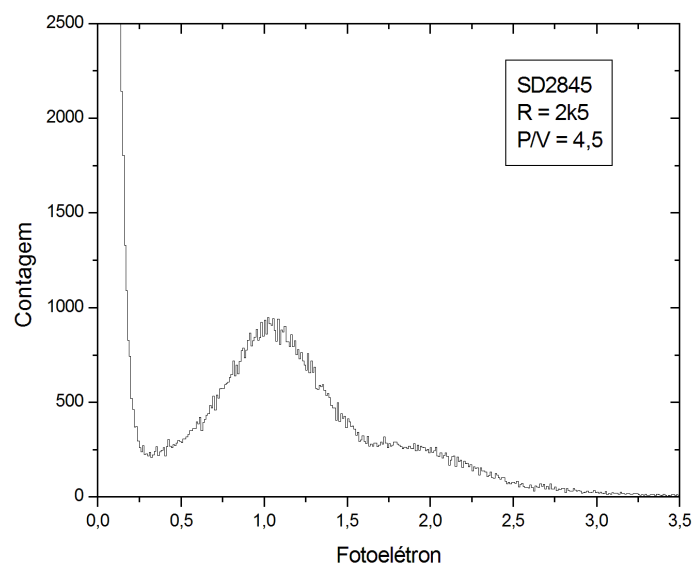


Figura 6.21: Espectro de fotoeltron único para $R_{shape} = 2,5\text{ k}\Omega$.

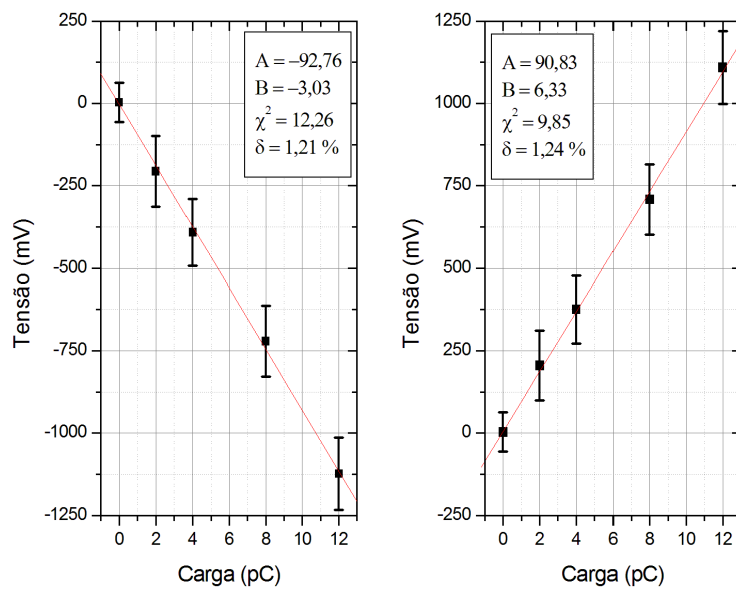


Figura 6.22: Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 5\text{ k}\Omega$.

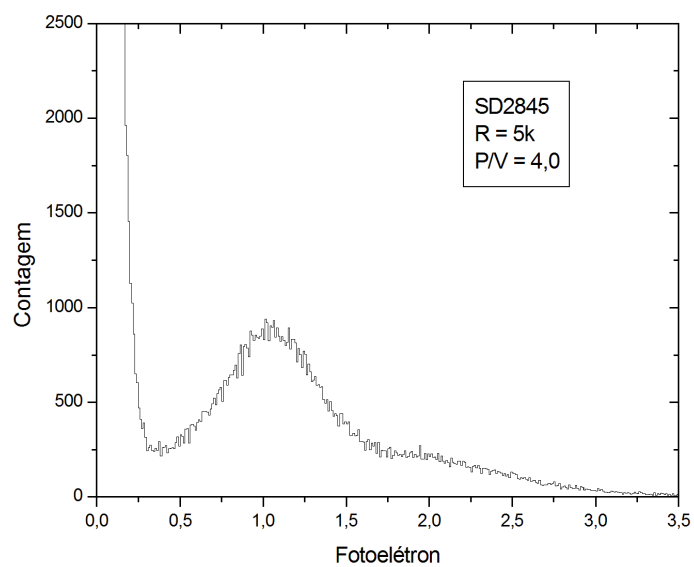


Figura 6.23: Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 5\text{ k}\Omega$.

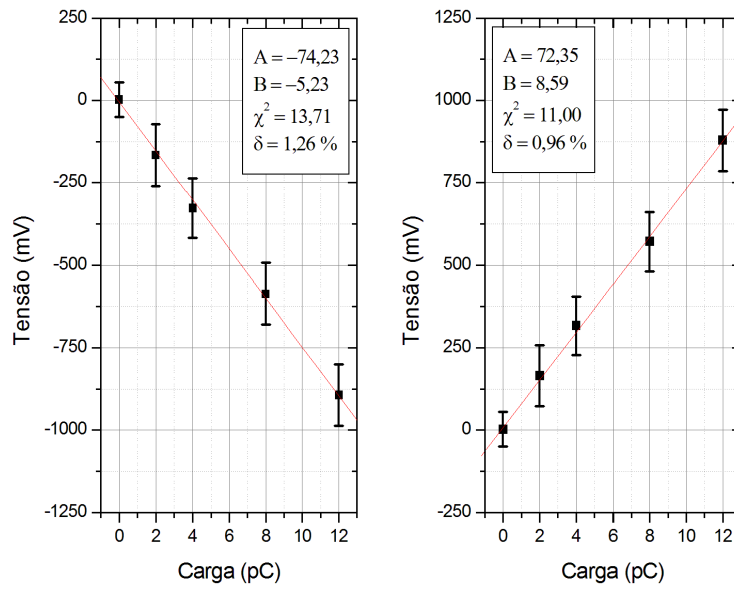


Figura 6.24: Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 7,5 k\Omega$.

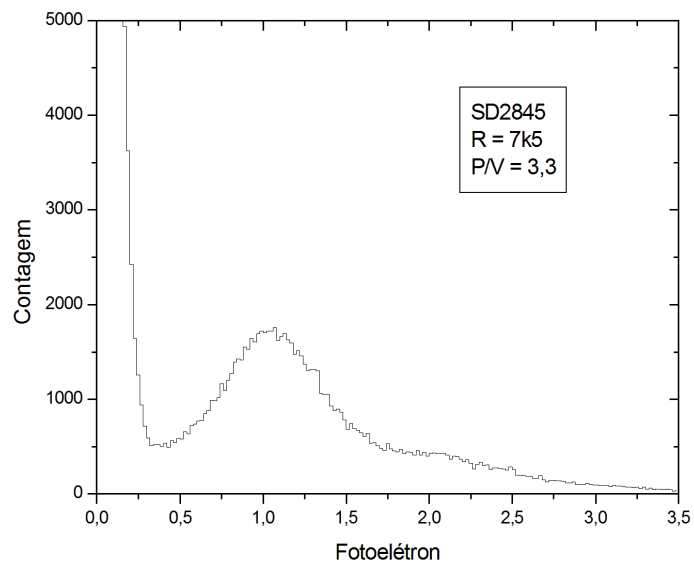


Figura 6.25: Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 7,5 k\Omega$.

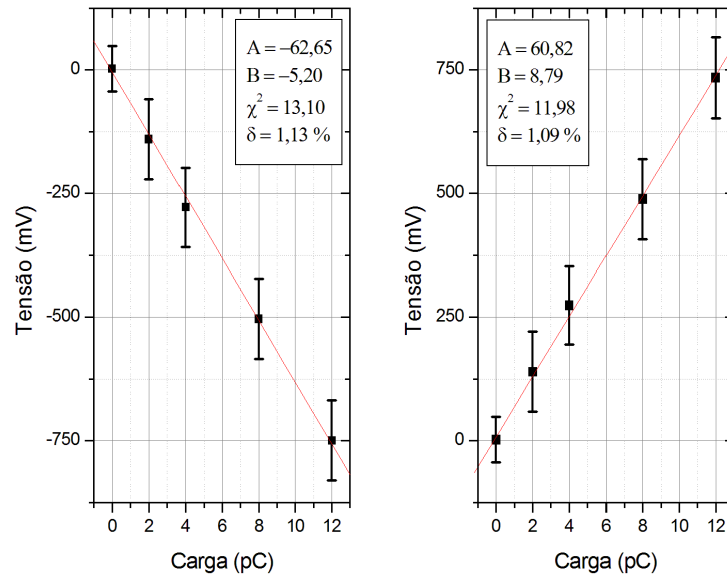


Figura 6.26: Calibração do pré-amplificador para pulsos negativos (esquerda) e positivos, quando $R_{shape} = 10\text{ k}\Omega$.

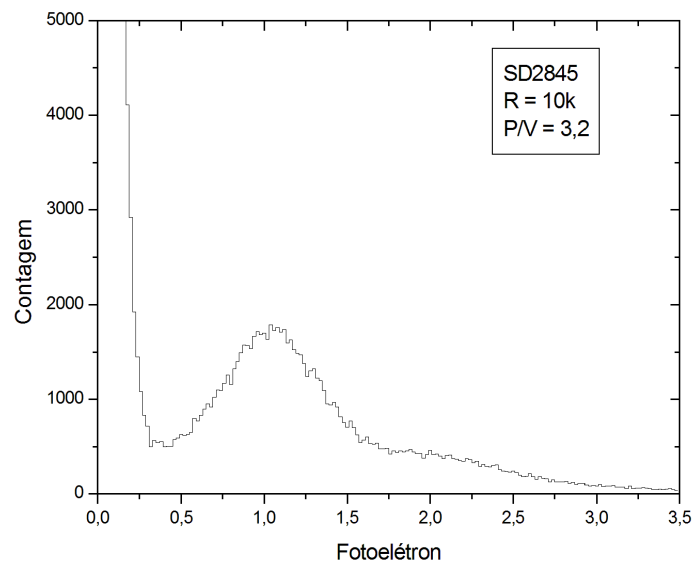


Figura 6.27: Espectro de fotoelétron único para $R_{shape} = 10\text{ k}\Omega$.

6.3 Verificação do espectro de corrente de escuro da PMT R5912

Neste último bloco de resultados, são apresentadas medidas iniciais realizadas com um PMT no escuro, alimentados com sua tensão de operação normal. É sabido que todo PMT, mesmo quando completamente no escuro, ou seja, em um ambiente sem a presença de fótons, apresenta uma corrente em seu anodo [50]. Esta corrente pode ser causada por emissão termiônica do catodo, efeitos de campo ou corrente de fuga no circuito da base. A corrente de escuro, como é usualmente conhecida, depende particularmente da composição do catodo, sendo que, dentro da faixa de tensão de operação, varia linearmente com o ganho do PMT. A distribuição de amplitudes dos pulsos produzidos pela corrente de escuro define o que se chama espectro de corrente de escuro. Este espectro é similar ao obtido nas medidas tipo fotoelétron único apresentadas, porém com uma pior resolução em energia.

Uma das características importantes em experimentos com diversos PMTs, como no caso do Neutrinos Angra, é a taxa de corrente de escuro do tubo. Esta taxa é definida, exatamente, como a quantidade de pulsos de corrente de escuro que um PMT emite por segundo, quando ele se encontra completamente no escuro. Para os tubos do experimento, esta taxa está na faixa de 3 kHz a 8 kHz . Portanto, devido ao elevado valor, estes pulsos podem falsear eventos de neutrinos quando ocorre uma coincidência entre pulsos de diversos PMTs. Realizando-se alguns cálculos, pode-se concluir que um critério razoável para excluir eventos casuais, decorrentes da corrente de escuro, é definir um mínimo de 8 tubos ou mais com sinais em coincidência temporal. Abaixo de 8 tubos, considerando a taxa de neutrinos estimada no detector central, a probabilidade que o evento seja decorrente de corrente de escuro é muito alta.

A Figura 6.28 ilustra o *setup* da medida de corrente de escuro, enquanto a Figura 6.29 mostra o espectro obtido através do módulo NDAQ. O pré-amplificador utilizado foi o mesmo testado na seção 6.2, com $R=10\text{ k}\Omega$. Os eventos foram capturados para uma discriminação um pouco abaixo de $1/4$ de um fotoelétron, que

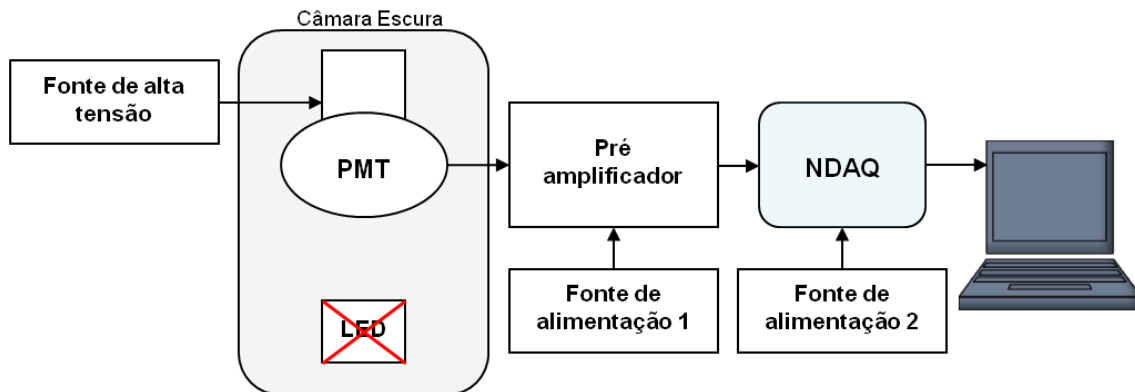


Figura 6.28: Aparato para a medição da corrente de escuro da PMT.

é o valor recomendado na literatura [50] para a medição da taxa de corrente de escuro. Deve-se observar a grande semelhança entre este espectro e um espectro típico de fotoelétrons únicos, como era esperado. A título de comparação qualitativa, na Figura 6.30 é mostrado um espectro típico de corrente de escuro retirado de [50]. Este último resultado é relevante por três motivos principais: demonstra o funcionamento esperado do módulo em termos de conversão analógico-digital, comprova o funcionamento do discriminador digital na FPGA (*trigger* interno) e ilustra um comportamento da PMT não fornecido pelo fabricante.

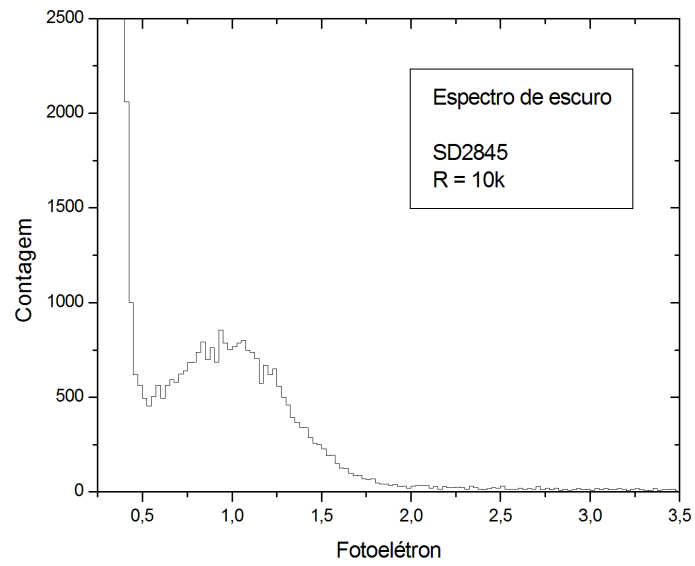


Figura 6.29: Espectro da corrente de escuro medido com o módulo NDAQ.

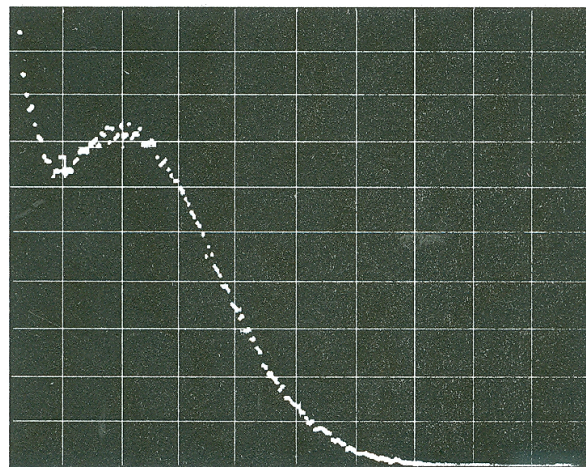


Figura 6.30: Espectro da corrente de escuro típico.

7 Conclusão

Seguindo-se o que foi proposto no presente trabalho, pode-se concluir que todos os objetivos foram alcançados com êxito. Os elementos desenvolvidos são essenciais para o funcionamento do módulo eletrônico NDAQ, principal módulo de aquisição de dados no Projeto Neutrinos Angra. Os principais elementos são:

- i) Circuitos digitais sintetizados em dispositivos lógicos programáveis do tipo FPGA;
- ii) Sistema de controle para calibração e depuração, envolvendo um circuito de controle baseado em microcontrolador, comunicação CAN e um *software* de configuração e monitoração, integrado na aplicação principal de controle do NDAQ;
- iii) Aplicação principal de controle para computador pessoal, desenvolvida em linguagem C++ e baseada em *framework* ROOT;

Todos os elementos acima demonstraram seu correto funcionamento através de: depuração do *hardware* em laboratório, calibração dos canais de conversão analógico-digital e aplicação em dois testes: medidas para caracterização do pré-amplificador; e obtenção do espectro de escuro de um dos tubos fotomultiplicadores do projeto.

A calibração do canal 1 de conversão A/D, do módulo NDAQ-01-2010, mostra que a resolução do instrumento desenvolvido equivale a $2,53\text{ mV}$, o ruído intrínseco é menor que $4,38\text{ mV}_{pp}$ e a não-linearidade integral do conjunto é menor que $1,8\%$. Tomando-se como exemplo o pré-amplificador de carga apresentado neste trabalho,

e considerando o menor ganho obtido com ele ($G = 62,65$), para o canal 1 do NDAQ obteve-se os seguintes valores em carga: resolução equivalente a $0,05 pC$ e ruído intrínseco menor que $\pm 0,07 pC$. A calibração dos demais canais de conversão A/D demonstraram um resultado compatível. Portanto, o NDAQ atende às especificações do experimento Neutrinos Angra, onde necessita-se medir a carga de um fotoelétron para a observação dos neutrinos. Este fotoelétron é convertido em um tubo fotomultiplicador com ganho típico de 10^7 .

Em um dos testes realizados, investigou-se o efeito do pré-amplificador na obtenção do espectro de fotoelétron único, respectivo a um dos tubos fotomultiplicadores que será utilizado no experimento. As medições foram feitas através do módulo NDAQ e revelaram que para o menor valor de resistor ($R_{shape} = 18$), no filtro do segundo estágio do pré amplificador, obteve-se a melhor relação Pico/Vale ($P/V = 6,5$), o que equivale a dizer a melhor relação sinal-ruído.

O outro teste realizado permitiu verificar o espectro de escuro para o referido tubo fotomultiplicador, onde revelou-se o comportamento da corrente de escuro do PMT. As medições utilizaram o recurso de disparo interno do NDAQ, demonstrando que o discriminador digital de sinal, assim como o próprio sistema de disparo atenderam às especificações de projeto.

Todos os testes realizados utilizaram o NDAQ em modo de comunicação USB. A taxa de transferência de dados foi compatível com a taxa de disparo em todos os casos. Quando se saturou a taxa de aquisição de dados (adquirindo um canal, com aproximadamente 4000 disparos por segundo e 128 amostras por forma de onda), a taxa de transferência de dados pelo USB atingiu o máximo (aproximadamente 1 MB/s) permitido pelo transceptor USB.

Vale ressaltar que a tecnologia desenvolvida no presente trabalho irá integrar os 30 módulos NDAQ finais, atualmente em processo de fabricação, que serão utilizados no Projeto Neutrinos Angra e no experimento Double Chooz.

Como perspectivas deste trabalho, serão feitos testes e otimizações relativos à comunicação via barramento VME, e o componente que controla e lê os dados do

conversor tempo-digital será finalizado e integrado na lógica programável desenvolvida. Uma versão inicial deste componente já foi utilizada para comprovar a interface entre o FPGA e o TDC. Outra possibilidade prevista de desenvolvimento com o módulo NDAQ é a inserção de algoritmos para processamento de sinais na FPGA CORE. Este processamento pode incluir, por exemplo, o uso de filtros digitais para a extração de informações mais elaboradas dos sinais digitalizados.

Referências

- [1] SUTTON, C. *Spaceship Neutrino*. [S.l.]: Cambridge University Press, 1992.
- [2] GRIFFITHS, D. *Introduction to Elementary Particles*. [S.l.]: John Wiley Sons Inc, 1987.
- [3] PERES, O. L. G. *Neutrinos Atmosféricos a Baixa Energia*. 2009. <http://sites.google.com/site/nuworkshop2009/arquivos>. VI Encontro do Grupo de Física e Astrofísica de Neutrinos - UFABC.
- [4] FIORENTINI, G.; LISSIA, M.; MANTOVANI, F. Geo-neutrinos and earth's interior. *Phys.Rept.*, v. 453, p. 117–172, June 2007.
- [5] The Super-Kamiokande Collaboration. Search for supernova relic neutrinos at super-kamiokande. *Phys Rev Lett*, v. 90, n. 6, 2003. [061101, 5 pages].
- [6] CLEVELAND, B. T. Measurement of the solar electron neutrino flux with the homestake chlorine detector. *The Astrophysical Journal*, v. 496, p. 505–526, March 1998.
- [7] BAHCALL, J. N. et al. Solar neutrino flux. *The Astrophysical Journal*, v. 137, p. 344–346, January 1963.
- [8] KAETHER, F. et al. Reanalysis of the gallex solar neutrino flux and source experiments. *Physics Letters B*, v. 685, p. 47–54, February 2010.
- [9] GNO Collaboration. Gno solar neutrino observations: Results for gno i. [arXiv:hep-ex/0006034v1].
- [10] SAGE Collaboration. Measurement of the solar neutrino capture rate by the russian-american gallium solar neutrino experiment during one half of the 22-year cycle of solar activity. [arXiv:astro-ph/0204245v2].
- [11] K2K Collaboration. Indications of neutrino oscillation in a 250 km long-baseline experiment. *Phys Rev Lett*, v. 90, n. 4, 2003. [041801, 5 pages].
- [12] T2K Collaboration. Indication of electron neutrino appearance from an accelerator-produced off-axis muon neutrino beam. *Phys Rev Lett*, v. 107, n. 4, 2011. [041801, 8 pages].

- [13] The SNO Collaboration. The sudbury neutrino observatory. *Nucl. Instrum. Meth.*, A449, p. 172–207, July 2000.
- [14] PERES, O. L. G. Neutrino physics: the roadmap for precision physics. *Brazilian Journal of Physics*, n. 4A, p. 1178–1183, Dezembro 2006.
- [15] ANJOS, J. C. Angra dos reis reactor neutrino oscillation experiment. *Brazilian Journal of Physics*, n. 4A, p. 1118–1123, Dezembro 2006.
- [16] ANDERSON, K. A new nuclear reactor neutrino experiment to measure theta-13. [arXiv:hep-ex/0402041v1].
- [17] International Nuclear Safety Center. <http://www.insc.anl.gov>.
- [18] Indústrias Nucleares do Brasil. <http://www.inb.gov.br>.
- [19] EMSLEY, J. *Nature's Building Blocks*. [S.l.]: Oxford University Press, 2001.
- [20] Eletronuclear. *Eletronuclear - Eletrobrás Termonuclear S.A.* <http://www.eletronuclear.gov.br>.
- [21] BEMPORAD, C.; GRATTA, G.; VOGEL, P. Reactor-based neutrino oscillation experiments. *Rev. Mod. Phys.*, n. 2, p. 297–328, 2002.
- [22] F.ARDELLIER et al. Letter of intent for double-chooz: a search for the mixing angle theta-13. [arXiv:hep-ex/0405032v1].
- [23] MIKAELYAN, L. Neutrino laboratory in the atomic plant. *Neutrino "77"*, p. 383–385, 1978. Proceedings of the Internation Conference.
- [24] KOROVKIN, V. A. Measurement of power generation of a power reactor by the method of neutrino detection. *At Énerg*, n. 65, p. 169–173, 1988.
- [25] ANJOS, J. C. Angra neutrinos project: Status and plans. *Nuclear Physics B*, n. 1, p. 231–232, 2006. Proceedings Supplements.
- [26] CASIMIRO, E.; SIMÃO, F. R. A.; ANJOS, J. C. *Estimate of Cosmic Muon Background for Shallow Underground Neutrino Detectors*. 2009. Proceedings of the 30th ICRC.
- [27] CHIMENTI, P. Status of simulation and comments on veto. Apresentação no VI Encontro do Projeto Neutrinos Angra. 2009.
- [28] LIMA JR, H. P. et al. Data acquisition system for the angra project. *Angra Note*, n. 012, 2009.
- [29] The Double Chooz Collaboration. Double chooz, a search for the neutrino mixing angle theta-13. [arXiv:hep-ex/0606025v4].

- [30] VMEbus International Trade Association. *American National Standard for VME64*. [S.l.], 1995.
- [31] AXELSON, J. *USB Complete*. 3. ed. [S.l.]: Lakeview Research LLC, 2006.
- [32] SCHIAPPACASSA, A.; BARBOSA, A. F.; LIMA JR, H. P. Adaptação usb para módulo de aquisição de dados. *Notas Técnicas do CBPF*, n. CBPF-NT-004/11, 2011.
- [33] JR., D. F. H. *Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Conversion Techniques*. [S.l.]: John Wiley Sons Inc, 1994.
- [34] OTT, H. W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 2. ed. [S.l.]: Wiley-Interscience, 1988.
- [35] BROWN, S.; VRANESIC, Z. *Fundamentals of Digital Logic with VHDL Design*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2000.
- [36] Altera Corporation. *Quartus II Handbook Version 11.0*. [S.l.], may 2011.
- [37] Altera Corporation. *Altera Corporation Website*. <http://www.altera.com>.
- [38] Altera Corporation. Understanding metastability in fpgas. n. WP-01082-1.2, July 2009.
- [39] Robert Bosch GmbH. *CAN Specification v. 2.0*. [S.l.], 1991.
- [40] Analog Devices. *Intefacing High Speed ADCs via SPI – AN877*. [S.l.].
- [41] Kvaser AB. *Kvaser Leaf Userguide*. [S.l.], november 2006.
- [42] GAMA, R. G.; BARBOSA, A. F.; LIMA JR, H. P. Projeto e teste de um circuito de controle baseado no barramento can - controller area network. *Notas Técnicas do CBPF*, n. CBPF-NT-008/11, 2011.
- [43] ROOT - A data analysis framework. <http://root.cern.ch>.
- [44] Future Technology Devices International Ltd. *D2XX Programmer's Guide*. [S.l.], January 2010. [FT_000071, Version 1.02].
- [45] Kvaser AB. *Kvaser CANlib*. <http://www.kvaser.com/en/developer/canlib.html>.
- [46] MILES, R.; HAMILTON, K. *Learning UML 2.0*. [S.l.]: O'Reilly Media, 2006.
- [47] PRESS, W. H. et al. *Numerical Recipes in C++ - The Art of Scientific Computing*. 2. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005.

- [48] BARBOSA, A. F. Preliminary simulation study of the front-end electronics for the central detector pmts. *Angra Note*, n. 001, 2007.
- [49] BARBOSA, A. F.; MARECHAL, B.; POLYCARPO, E. *Scientific Instrumentation For Physics Reserach*. 2. ed. [S.l.]: Synergia, 2010.
- [50] PHOTONICS, P. *Photomultiplier tubes - principles and applications*. [S.l.: s.n.], 1994.
- [51] VILAR, A. B. *Instrumentação para observação de fluorescência de raios cósmicos com fotomultiplicadora multianódica*. Rio de Janeiro-RJ: [s.n.], 2009. Dissertação de Mestrado [CBPF].
- [52] KNOLL, G. F. *Radiation Detection and Measurements*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley Sons Inc, 1989.