

Estudo do impacto de filtros digitais aplicados ao sinal de saída do circuito de *front-end* do Projeto Neutrinos-Angra

Tiago A. Alvarenga, José Antônio, Tony I. Dornelas, Rafael A. Nóbrega, Dhiogo Rodrigues

Universidade Federal de Juiz de Fora - UFJF, e-mail para contato: rafael.nobrega@ufjf.edu.br

Resumo

O presente trabalho apresenta um estudo do impacto de alguns filtros específicos desenvolvidos com o objetivo de melhorar a relação sinal ruído do sinal de saída do circuito de *front-end* do projeto Neutrinos Angra. Os sinais aplicados foram gerados a partir da resposta a um fotoelétron no tubo fotomultiplicador e adquiridos pelo módulo de aquisição do experimento NDAQ após passagem pelo módulo de *front-end*. Um conjunto de filtros do tipo FIR foi projetado; nos concentramos em filtros padrões, passa baixa e passa-banda, e em filtros ótimos com restrições. Neste artigo apresentamos os métodos aplicados e os resultados. A análise com os filtros ótimos nos ajuda a entender até onde podemos melhorar a relação sinal ruído do sinal proveniente da *front-end* e a análise com os filtros padrões ajuda a entender algumas características importantes do sinal, fazendo com que um estudo conjunto seja interessante.

1 Introdução

O projeto Neutrinos-Angra [1] tem como objetivo o desenvolvimento de um detector compacto e de superfície, capaz de medir o fluxo de antineutrinos provenientes de reatores nucleares. Esta técnica possibilita o monitoramento da potência térmica instantânea dissipada de forma não invasiva e de maneira independente dos equipamentos de controle do reator. Dependendo da resolução em energia do detector, esta técnica também permite determinar a composição isotópica do combustível nuclear. O projeto prevê a instalação deste detector a aproximadamente 25 m do núcleo do reator Angra II em Angra dos Reis - RJ, ao lado da cúpula externa do sistema de proteção, bem como de um laboratório de controle e aquisição do experimento.

O detector foi projetado para capturar fótons gerados a partir de processos de interação de partículas no seu interior, fótons estes gerados principalmente por efeito Cherenkov [2]. Os fótons gerados são convertidos em sinais elétricos uma vez que capturados pelo fotocátodo de um tubo fotomultiplicador (PMT). Esse processo de captura se baseia na emissão de um elétron pelo fotocátodo quando este é atingido por um fóton; este fotoelétron gerado é então acelerado e multiplicado no interior do PMT para, ao final do processo, no anodo, gerar um sinal elétrico correspondente. O detector, já em fase de montagem, será composto de 48 PMTs; cada PMT contém um canal de saída; cada canal será equipado com um circuito de amplificação e formatação de sinal e com um conversor analógico-digital (ADC). O sinal digitalizado será então entregue a uma FPGA (do inglês *Field-Programmable Gate Array*), onde o sinal será ser processado e enviado para computadores locais.

Os sinais gerados nas saída dos PMTs apresentam uma forma de onda característica a um pulso com largura média de 25 ns e uma amplitude média de aproximadamente 3.5 mV . Um exemplo de um sinal medido diretamente do PMT pelo osciloscópio com uma frequência de amostragem de 1 GHz pode ser visto à esquerda da Fig. (1). Para preparar este sinal para o processo de digitalização, um circuito de *front-end* foi projetado. Este circuito é composto por três estágios de amplificação e filtragem onde as características físicas do sinal são adequadas à conversão analógica-digital, compatível a um período de amostragem de 8 ns , de acordo com taxa de amostragem de 125 MHz do módulo de aquisição do experimento, denominado NDAQ (do inglês *Neutrino Data Acquisition*) [3]. Um outro benefício do circuito de *front-end* é a melhora da relação Sinal Ruído (SNR) em relação ao sinal do PMT. A Fig. (1) apresenta à direita algumas aquisições do sinal de saída do circuito de *front-end* como resposta ao sinal gerado no anodo do PMT.

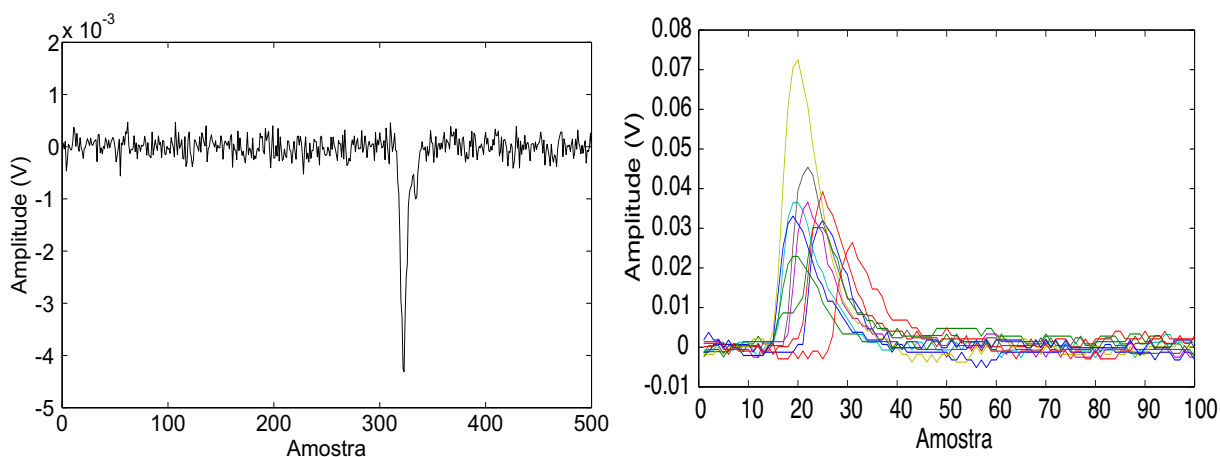


Figura 1: Exemplo de um sinal na saída do PMT de e de alguns sinais na saída da *front-end*.

A NDAQ será responsável pela aquisição dos sinais de saída dos canais de *front-end*, que somam um total de 48 canais. Após digitalização, estes sinais serão entregues aos dispositivos FPGA, onde os primeiros algoritmos de filtragem e seleção de eventos poderão ser aplicados. A Fig. (2) ilustra o esquema em blocos da eletrônica de aquisição.

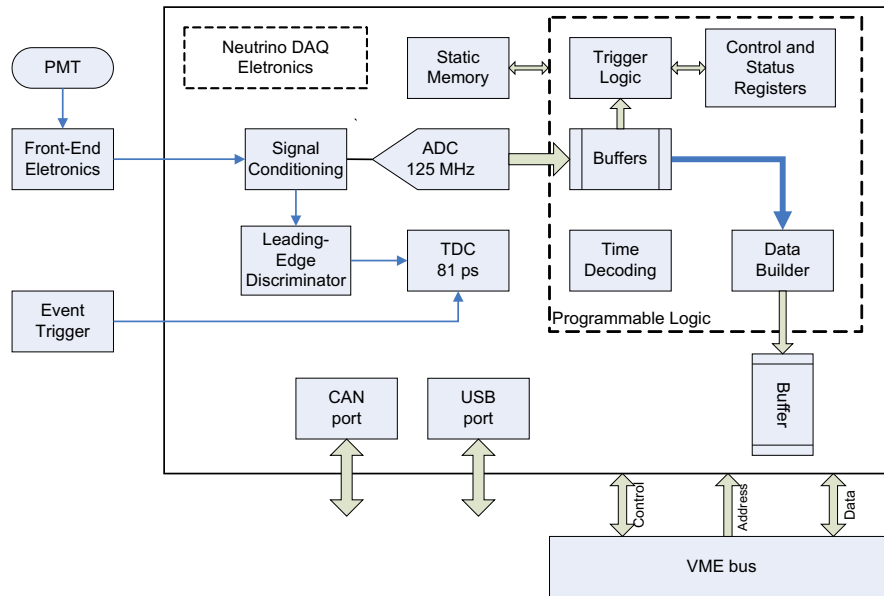


Figura 2: Esquemático em blocos representando um canal da eletrônica de aquisição do projeto Neutrinos Angra.

Antes de serem digitalizados, os sinais passarão também por um discriminador, e seu sinal de saída por um TDC (do inglês *Time to Digital Converter*), possibilitando assim que as informações de amplitude e de tempo de chegada dos sinais sejam utilizadas para seleccionar os eventos de interesse do experimento.

2 Aquisição e simulação dos dados de análise

2.1 Dados experimentais

Conforme Tokar [4] e Asch [5], a técnica para a geração de um único fótoelétron consiste em fornecer, com um gerador de funções, pulsos rápidos para um LED (diodo emissor de luz) posicionado em frente ao PMT. O objetivo é fazer com que o fotocátodo gere, no máximo, um fótoelétron por vez, para que se conheça a amplitude ou a carga do sinal adquirido no anodo do PMT como consequência deste evento. Para que isto ocorra, o sinal enviado para o LED deve ter amplitude e duração tais de maneira que a grande maioria dos sinais enviados ao LED não gere nenhum sinal no PMT.

Para estudo e apresentação dos resultados, foram coletados dados em laboratório, por meio do experimento ilustrado na Fig. (3). Os equipamentos que compuseram o sistema de medidas foram: 1 Gerador de Sinais Agilent 33250A, 1 Fonte de Alta tensão Cenco Catalog 79572, 1 módulo de aquisição NDAQ, 1 PMT Hamamatsu modelo R5912, 1 LED verde de alto brilho, além do módulo de *front-end*, projetado especificamente para utilização no experimento. O circuito do LED foi excitado

por um pulso de $1,78\text{ V}$ de amplitude, com 8 ns de largura, 5 ns em cada borda (subida e descida), a uma frequência de 1 kHz . A PMT foi alimentado com uma tensão de aproximadamente 1200 V , valor este que levou a um fator de ganho (número de elétrons capturados pelo anodo para cada fotoelétron gerado no fotocatodo do PMT) de 10^7 .

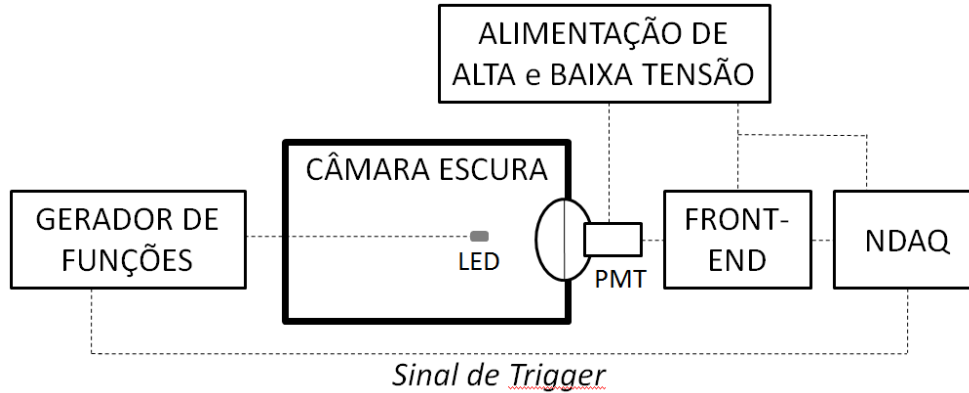


Figura 3: Esquemático do sistema de aquisição de sinais de saída da *front-end*.

Foram realizadas 33866 aquisições com o circuito de *front-end* pela NDAQ sincronizada com o gerador de sinais por um sinal de *trigger*. Cada aquisição foi realizada em uma janela de 128 amostras espaçadas entre si de 8 ns . No total das aquisições, estimou-se que 2188 aquisições continham sinais característicos da geração de fotoelétrons no PMT. Assumindo que o número de fotoelétrons por aquisição segue a distribuição de Poisson, o conjunto de sinais gerados por dois ou mais fotoelétrons representa menos que $0,3\%$ do total; fazendo com que o nosso banco de dados de sinal seja constituído principalmente de sinais gerados por fotoelétrons únicos.

A Fig. (4) mostra o sinal adquirido pela NDAQ em uma janela de 128 amostras. Note que devido ao sinal de *trigger*, os eventos ocorridos devido a incidência de fótons no PMT encontram-se concentrados em torno da amostra 60.

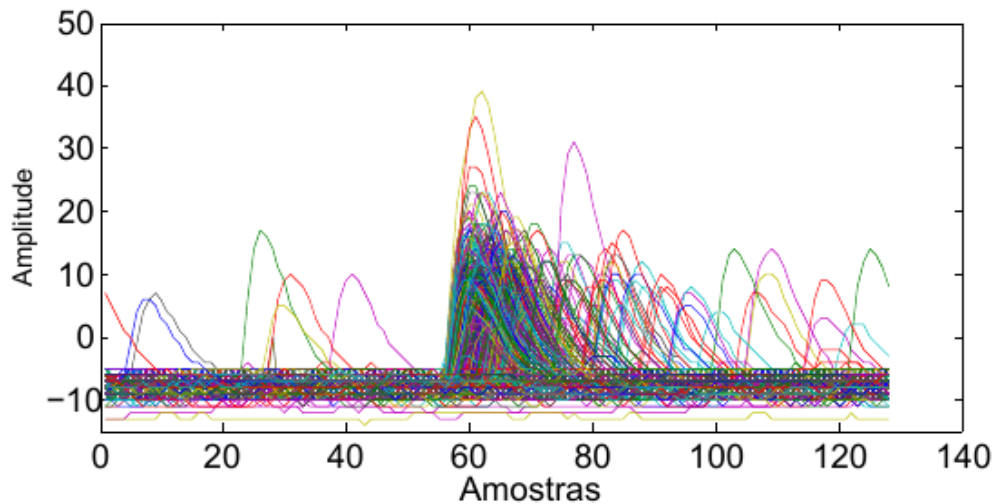


Figura 4: Conjunto de sinais de saída da *front-end* adquiridos a partir da NDAQ.

As distribuições de amplitude do ruído e de amplitude de pico do sinal são apresentadas na Fig. (5). Para a distribuição do ruído, foram utilizados valores contidos nas amostras inferiores à amostra 50, e um corte em amplitude foi aplicado para cortar os sinais provenientes da corrente escura. O valor esperado e o desvio padrão encontrados foram de -7.84 e 0,75 URADC (Unidades de Registro de ADC) respectivamente; levando em conta que a resolução do ADC é de 2 mV, temos os seguintes valores: -15,7 mV e 1,5 mV. A distribuição da amplitude de pico do sinal é mostrada à direita da Fig. (5). Devido à maior dificuldade de separação do sinal em relação ao ruído, esta distribuição contém uma maior contaminação para baixas amplitudes, à esquerda da distribuição. Para minimizar esta contaminação, analisamos a parte direita da distribuição pois esta região se encontra longe da região de ruído e portanto, contém contaminação mínima. À direita da Fig. (5), é mostrada a distribuição de amplitude máxima por janela de toda a aquisição (retângulos). Os valores máximos foram selecionados entre as amostras 55 e 80. Um ajuste Gaussiano foi então realizado para valores de amplitude acima de 6 URADC (retângulos pretos), longe da região de ruído, para representar a distribuição de amplitude do sinal gerado na saída da *front-end* como resposta ao fotoelétron. A linha tracejada em torno do ajuste representa um limite de confiança de 95%.

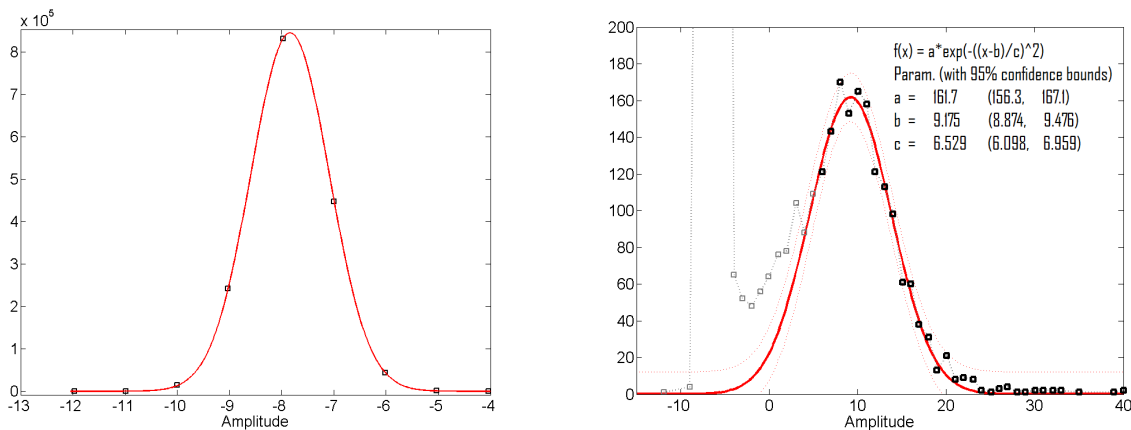


Figura 5: Distribuição de amplitude do ruído, à esquerda, e, à direita, a distribuição de amplitude máxima por janela de toda a aquisição (retângulos).

A Fig. (6) mostra a forma de onda do sinal de saída da *front-end* gerada como resposta a um fotoelétron, sem pedestal e normalizada ao seu valor de pico, ajustada a partir de uma função Gaussiana de oitava ordem.

A Fig. (7) mostra, à esquerda, a matriz de covariância do ruído para amostras inferiores a 40 e, à direita, a matriz de covariância do ruído para todas as 128 amostras. A Fig. (11) mostra o espectro de potência do ruído.

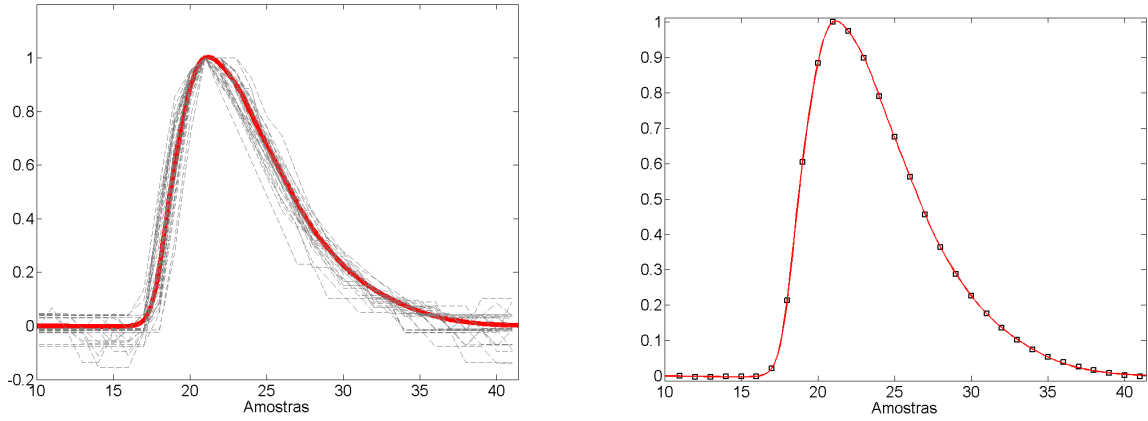


Figura 6: Forma de onda do sinal de saída da *front-end*.

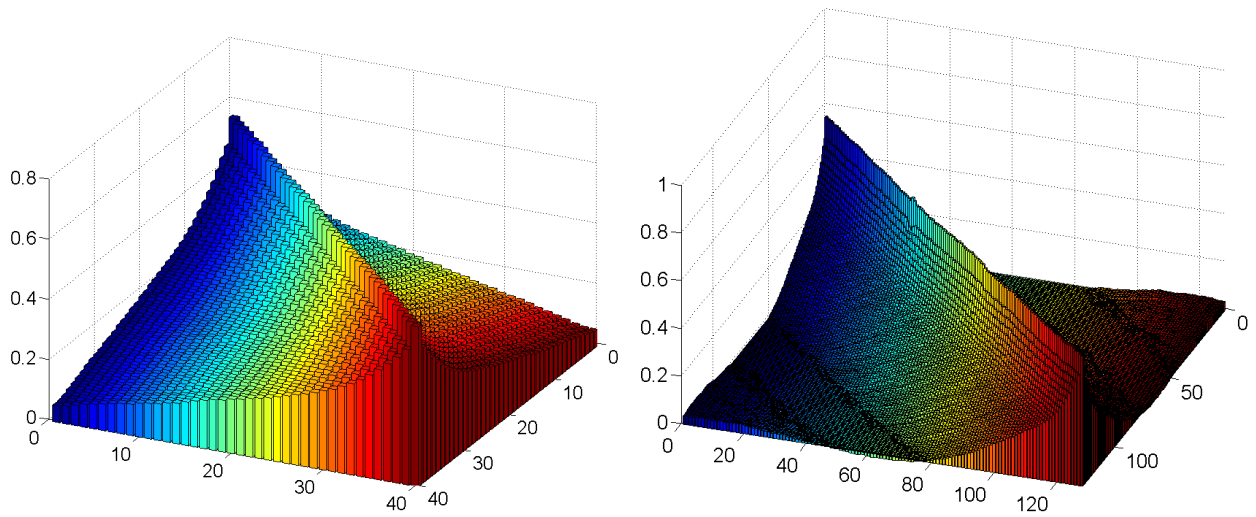


Figura 7: Matriz de covariância do ruído adquirido pelo módulo NDAQ considerando 40 e 128 amostras.

2.2 Dados Simulados

2.2.1 Simulação do ruído

A simulação do ruído foi feita a partir da matriz de covariância do ruído e a simulação do sinal foi feita a partir da forma temporal do sinal e da distribuição de amplitude encontradas na análise dos dados experimentais. Esses sinais foram então somados para gerar o banco de dados composto de sinal + ruído. A Fig. (8) mostra à esquerda um conjunto de sinais de ruído aquisitado pela NDAQ e à direita um conjunto de sinais de ruído simulado. Em ambos os gráficos a amplitude é dada em URADC. Nesta simulação, o valor de offset, como medido e apresentado na Fig. (5), foi considerado. Podemos ver também o efeito da discretização em amplitude do sinal.

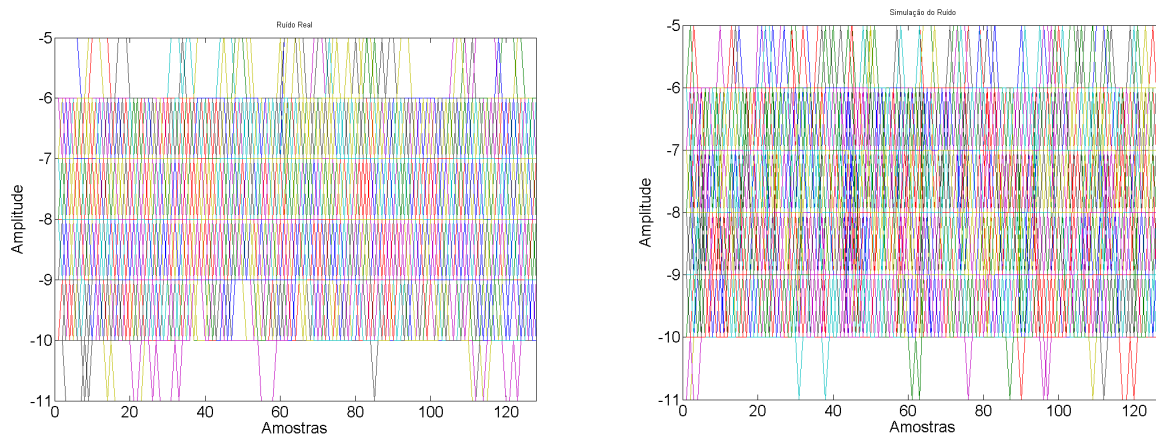


Figura 8: À esquerda temos o ruído aquisitado pela NDAQ e, à direita, o ruído simulado a partir dos dados experimentais. 1000 sinais no tempo são mostrados em cada um dos gráficos.

A Fig. (9) mostra a distribuição de amplitude do ruído simulado ajustada a uma função Gaussiana. Note a proximidade entre os parâmetros do ajuste desta distribuição com os parâmetros do ajuste obtidos com os dados experimentais mostrados à esquerda da Fig. (5). Os parâmetros relacionados ao valor esperado e ao desvio padrão estão com uma discrepância menor que 10%.

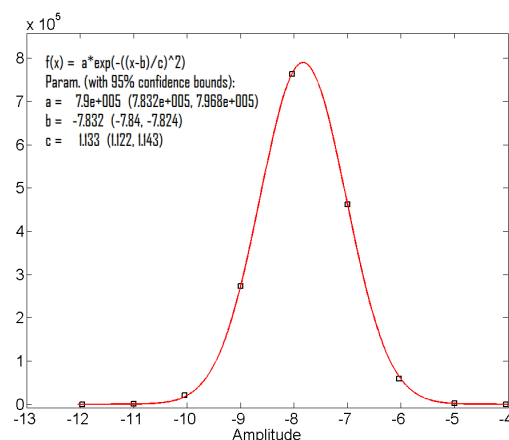


Figura 9: Distribuição de amplitude do ruído simulado ajustado a uma função Gaussiana.

A Fig. (10) mostra a matriz de covariância obtida com os dados de ruído simulados e a distribuição do offset por janela para os dados reais (retângulos) e os dados simulados (triângulos), normalizada ao seu valor de pico, mostrando a similaridade entre a simulação e os dados experimentais do ruído.

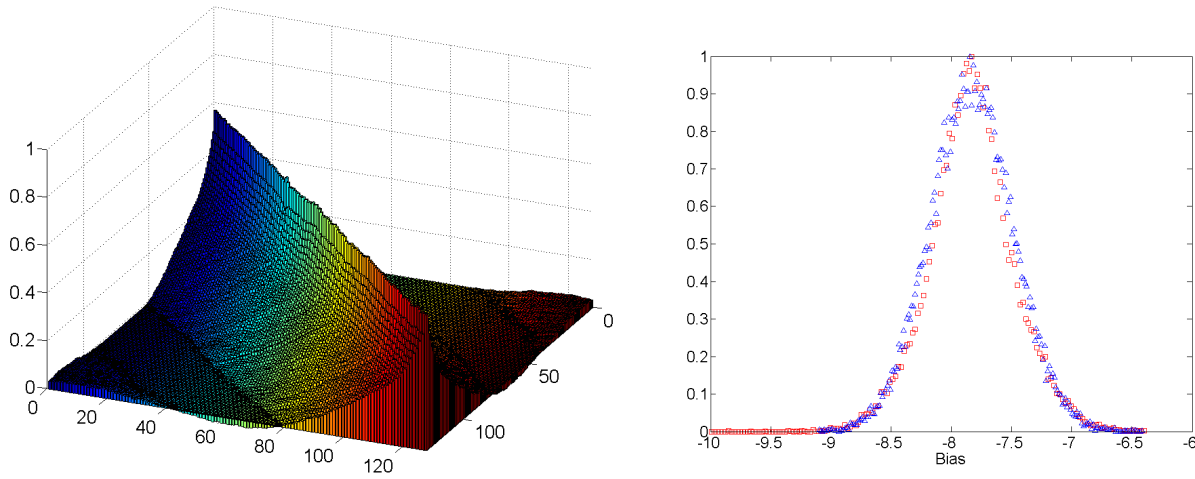


Figura 10: Matriz de covariância do ruído simulado e distribuição de offset adquirido por janela para os dados reais (retângulos) e dados simulados (triângulos).

A Fig. (11) mostra o espectro de potência do ruído para os dados reais (em cinza, linha mais larga) e para os dados de simulação (em vermelho, linha mais estreita).

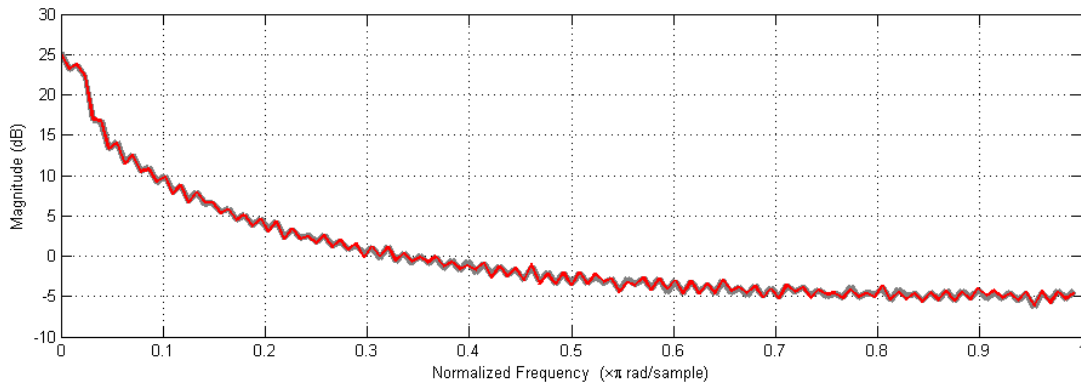


Figura 11: Espectro de potência do ruído na saída do circuito de *front-end*.

2.2.2 Simulação do sinal

A forma do sinal gerado pelo fotoelétron foi simulado a partir do ajuste mostrado na Fig. (6); para cada sinal gerado, os valores de amplitude desta forma de onda foram multiplicadas por um valor de amplitude fornecido por uma variável aleatória com função de densidade de probabilidade que segue a distribuição dada pelos parâmetros do ajuste apresentado à direita da Fig. (5). A discretização em amplitude e a fase temporal entre as amostras e a forma de onda do sinal foram respeitadas de acordo com as características do sistema de aquisição do projeto Neutrinos-Angra. A Fig. (12) mostra à

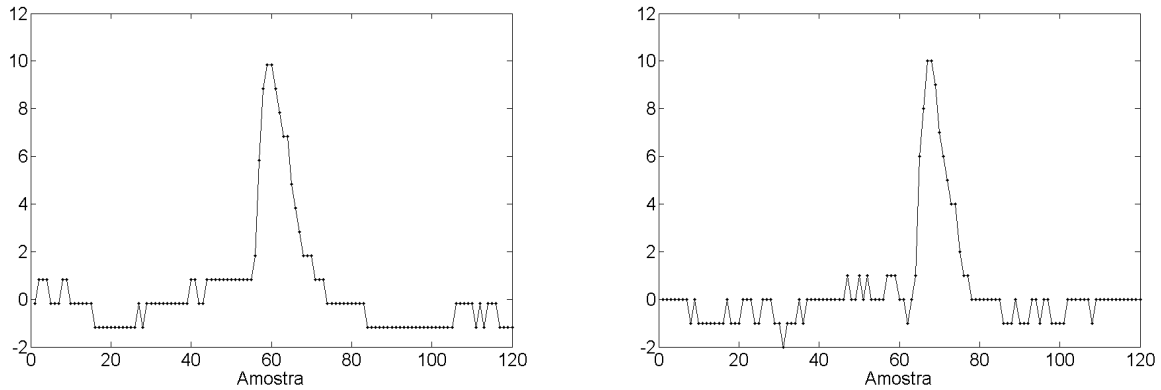


Figura 12: Exemplo de um sinal adquirido com a NDAQ (à esquerda) e de um sinal tirado do banco de dados da simulação (à direita). Foram escolhidos sinais com a mesma amplitude para facilitar a comparação visual.

esquerda um exemplo de um sinal real adquirido pela NDAQ e à direita um exemplo de um sinal simulado após adição do ruído.

A Fig. (13) mostra a distribuição de amplitude de pico obtida a partir de um conjunto de 10 mil sinais simulados. Como podemos ver, o valor esperado e o desvio padrão apresentados no gráfico são similares à distribuição do valor de amplitude de pico obtida com os dados reais. A fase dos valores discretizados em relação a forma de onda do sinal foi definida a partir de uma função de densidade de probabilidade uniforme; a cada nova janela de sinal gerada, as amostras podem se deslocar em conjunto, em relação a forma de onda do sinal, de um valor entre -0.5 a 0.5, em unidades de amostra, como mostrado à direita da Fig. (13)

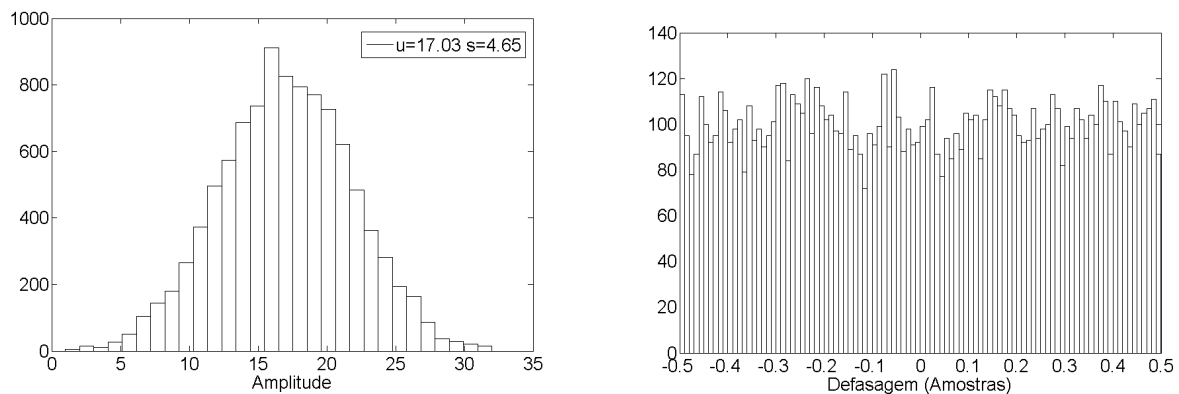


Figura 13: Distribuição de amplitude de pico de um conjunto de 10 mil janelas de sinal+ruído com o valor esperado u e o desvio padrão s apresentados e, à direita, distribuição do valor de defasagem das amostras em relação a forma de onda do sinal.

Usaremos os dados simulados nesta nota para testar e validar algumas características e resultados obtidos com o filtro-ótimo; como veremos na seção 3.2.3. Em um primeiro momento analisaremos os filtros a partir de dados gerados na simulação com offset nulo, para então adicionar um offset aos dados com o intuito de verificar os efeitos práticos que isto pode causar.

3 Filtros analisados

Com o objetivo de explorar o dispositivo FPGA e buscar técnicas que melhorem o desempenho de detecção dos sinais para o Projeto Neutrinos-Angra, estamos propondo neste trabalho um estudo de desempenho de diferentes filtros digitais aplicado ao sinal adquirido com a eletrônica oficial do experimento. Filtros do tipo FIR (do inglês *Finite Impulse Response*) foram escolhidos por serem estáveis e de fácil implementação em FPGA. Uma análise do espectro de potência do ruído, sugere que um filtro passa-baixa possa reduzir o efeito do ruído caso o sinal de interesse carregue a maior parte de sua energia em componentes de baixa frequência. Se analisarmos o tempo de subida do sinal t_r , de aproximadamente 32 ns e usarmos a função que relaciona a taxa de variação de um sinal senoidal com o seu valor correspondente em frequência, dada por $B * t_r = 0,34$, para estimar rapidamente a frequência de corte superior do sinal, encontramos que $B = 10,6\text{ MHz}$, e portanto a maior parte da energia do sinal de interesse encontra-se abaixo de aproximadamente $0,17\text{ }\pi\text{rad/s}$. Como podemos notar pela Fig. (11), acima deste valor, a parcela de energia do ruído é pequena e portanto um filtro passa-baixa tenderá a não ter um efeito significativo na SNR do sinal. Um filtro passa-banda por sua vez, pode melhorar a SNR uma vez que este permite eliminar componentes de baixa frequência do ruído. Se o sinal de interesse tiver um baixo valor de energia concentrado em frequências baixas, em relação a energia do ruído, a SNR do sinal tenderá a melhorar. Veremos a frente que isto é o que de fato ocorre. Usaremos também técnicas de processamento estocástico, baseados na maximização da SNR do sinal [6] [7], aplicando então a teoria de filtros ótimos com restrições, descrita em detalhes em [8].

Testando diferentes tipos de filtros queremos entender, considerando o sistema de leitura e aquisição de sinal do projeto Neutrinos Angra, o quanto é possível melhorar efetivamente a SNR do sinal de baixa amplitude, relacionado à resposta a um único fotoelétron, levando em conta o desempenho e a complexidade dos filtros propostos. Na avaliação do filtro-ótimo, analisaremos o seu desempenho também como estimador da amplitude de pico do sinal.

As técnicas propostas foram empregadas e comparadas em relação à figura de ruído*. A métrica de desempenho dos filtros propostos será baseada na SNR calculada de acordo com a equação abaixo:

$$SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{k_1}{k_2} \right) [dB], \quad (1)$$

onde k_1 é o valor de pico médio do sinal característico à geração de um fotoelétron e k_2 é o desvio padrão do ruído eletrônico. O valor da SNR para o sinal digitalizado antes do processo de filtragem foi calculado, obtendo o seguinte valor:

$$SNR = 13,56 [dB]. \quad (2)$$

3.1 Filtros passa-baixa e passa-banda

3.1.1 Definição

Filtros passa-baixa e passa-banda FIR do tipo I [9] foram parametrizado pela ordem e pela frequência de corte normalizada da banda de passagem, definida a um valor de $-6dB$. Analisamos a superfície da SNR em relação a ordem e a frequência de corte; para isto, esses parâmetros foram varridos e, para cada valor diferente de ordem e de frequência de corte, o filtro foi avaliado. A frequência de

*figura de ruído é relação entre as relações sinal-ruído de saída e de entrada.

corte inferior, para o passa-banda, variou entre 0.04 até $0.09 \pi rad/s$ com passos de $0.01 \pi rad/s$; a frequência de corte superior variou entre 0.1 até $0.6 \pi rad/s$ com passos de $0.01 \pi rad/s$, e o parâmetro ordem variou de 10 até 40 .

3.1.2 Resultados

A Fig. (14) apresenta a superfície da SNR aplicado aos dados adquiridos pela NDAQ para o filtro passa-baixa. O pico ocorre quando o filtro assume a ordem 40 e a frequência de corte de $0,37\pi rad/s$, porém pode-se observar que para frequências de corte em torno de $0,37\pi rad/s$, praticamente todos os valores de SNR, independente da ordem, são iguais para fins práticos. A frequência superior do sinal estimada na seção anterior através do seu tempo de subida foi de $0,17 \pi rad/s$ e, comparando com a Fig. (14), podemos ver que para frequências de corte abaixo de aproximadamente $0.2\pi rad/s$ a SNR realmente piora significativamente, pois componentes relevantes do sinal estão sendo atenuadas. Para frequências de corte acima deste valor, a SNR não varia significativamente, e portanto, podemos concluir que o filtro passa-baixa não apresenta melhora significativa da SNR. O melhor valor encontrado da SNR do sinal filtrado foi de $13,84$; esse valor representa aproximadamente $2,1\%$ de melhora da SNR em relação ao sinal não filtrado.

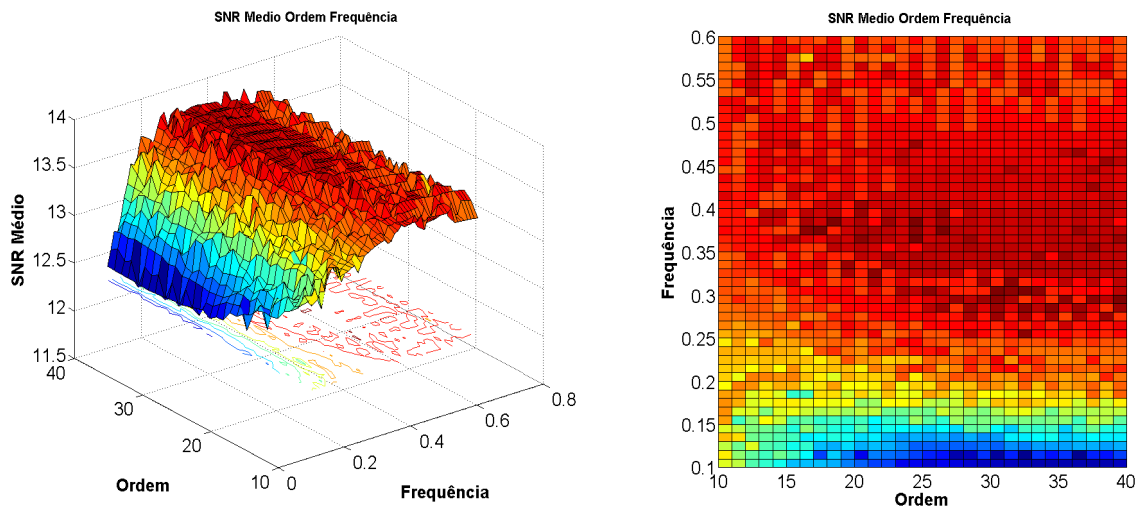


Figura 14: SNR para um filtro FIR passa-baixa em função da ordem e da frequência de corte superior aplicado aos dados adquiridos com o circuito de *front-end* pela NDAQ.

A Fig. (15) apresenta a superfície da SNR aplicado aos dados adquiridos pela NDAQ para o filtro passa-banda para a melhor frequência de corte inferior obtida em relação a SNR, valor este igual a $0,05\pi rad/s$. O valor de pico ocorre quando o filtro assume um valor de ordem igual a 40 (valor máximo considerado) e uma frequência de corte superior a $0,29\pi rad/s$. O valor da SNR do sinal filtrado neste ponto é de $15,37$; o que representa aproximadamente $13,3\%$ de melhora da SNR em relação ao sinal não filtrado.

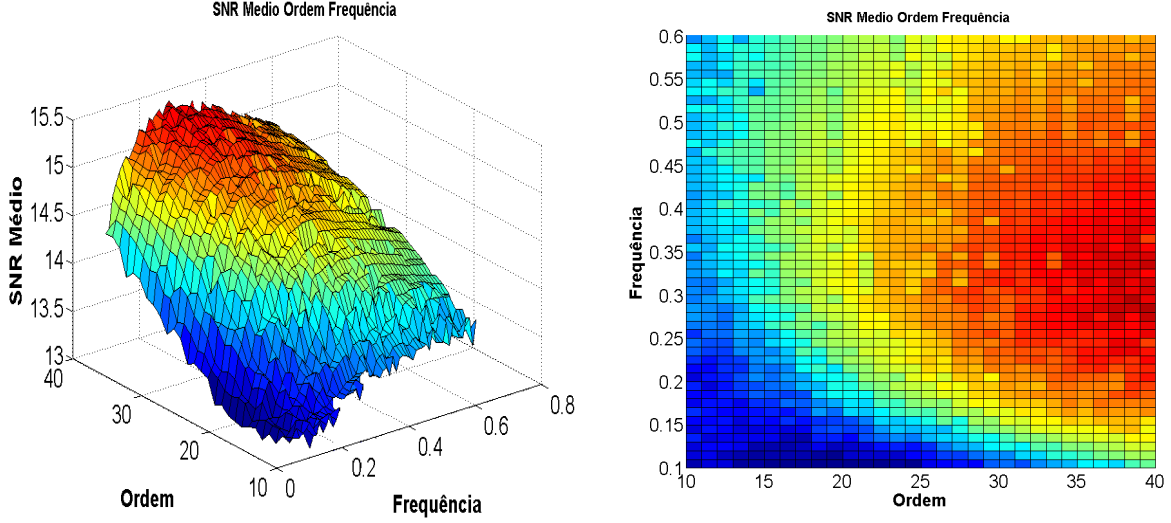


Figura 15: SNR para um filtro FIR passa-banda em função da ordem e da frequência de corte superior aplicado aos dados adquiridos pela NDAQ.

3.2 Filtros ótimos com restrições

3.2.1 Definição

Para a análise das aquisições com os filtros ótimos, com e sem restrições, definimos a representação matemática do sinal por (uma descrição mais completa se encontra aqui [8]):

$$s(t) = Ag(t) \quad (3)$$

onde $s(t)$ é o sinal no tempo contínuo e $g(t)$ é o sinal normalizado por sua amplitude máxima, representada por A . A equação abaixo representa o mesmo sinal discretizado em tempos específicos t_i :

$$s(t_i) = Ag(t_i) \quad (4)$$

Que por simplificação, representaremos como $s_i = Ag_i$. O nosso sinal total S_i , composto de sinal e ruído aditivo pode ser representado por:

$$S_i = s_i + n_i = Ag_i + n_i \quad (5)$$

Onde n_i representa as amostras de ruído adicionado ao sinal de interesse. Definindo uma variável u , a qual assume a forma de uma combinação linear entre as amostras do sinal e um conjunto de pesos denotados por a_i , temos:

$$u = \sum_{i=1}^n a_i S_i = A \sum_{i=1}^n a_i g_i + \sum_{i=1}^n a_i n_i \quad (6)$$

Queremos que o valor esperado de u , $E[u]$, seja igual a A , fazendo então que u seja um estimador da amplitude do sinal; sendo assim:

$$E[u] = A \sum_{i=1}^n a_i g_i + \sum_{i=1}^n a_i E[n_i] \quad (7)$$

Logo, aqui podemos ver duas restrições surgirem; para que $E[u] = A$, o termo a direita deve ser igual a zero (8) e o termo a esquerda deve ser igual a A (8). Note que $E[n_i]$ equivale a linha de base do sinal. Como existe a possibilidade de minimizar este termo diretamente na eletrônica através de seu circuito de ajuste de *offset*, vamos considerar em nossa análise ambos os casos; com e sem esta restrição de pedestal, apresentada pela equação (9).

$$\sum_{i=1}^n a_i = 0 \quad (8)$$

$$\sum_{i=1}^n a_i g_i = 1 \quad (9)$$

Para otimizar este estimador devemos então minimizar a variância de u , $Var[u]$. Note que, nesta representação, apenas o termo à direita é uma variável aleatória e portando o único termo a influenciar na variância de u ; sendo assim, basta minimizar a variância relativa ao termo onde o ruído n_i está presente.

$$Var[u] = Var \left[\sum_{i=1}^n a_i n_i \right] \quad (10)$$

Resolvendo está equação, considerando que o valor esperado do ruído como especificado na descrição matemática do sinal é nulo, temos:

$$Var[u] = E \left[\left(\sum_{i=1}^n a_i n_i \right)^2 \right] = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j E[n_i n_j] \quad (11)$$

$$Var[u] = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j R_{ij} \quad (12)$$

Onde R_{ij} é a função de correlação do ruído. Sendo esta equação acima, então, a equação que queremos minimizar. Usando a técnica de otimização conhecida como Multiplicadores de Lagrange, definimos duas equações de Lagrange distintas; ambas contendo a restrição dada pela equação (9), porém apenas uma com a restrição dada pela equação (8). Assim poderemos avaliar o efeito desta última restrição no desempenho do estimador.

$$L_1 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j R_{ij} - \left(\sum_{i=1}^n a_i g_i - 1 \right) \quad (13)$$

$$L_2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j R_{ij} - \left(\sum_{i=1}^n a_i g_i - 1 \right) - \sum_{i=1}^n a_i \quad (14)$$

Devemos então resolver as derivadas parciais em relação aos pesos a_i destas funções e as igualar a zero para então calcular os respectivos pesos, que representarão os pesos ótimos possíveis dentro das restrições especificadas. Sendo assim, as equações a serem solucionadas para a obtenção dos pesos são:

$$\frac{\partial L_1}{\partial a_i} = 2 \sum_{j=1}^n a_j R_{ij} - \lambda g_i \quad (15)$$

$$\frac{\partial L_2}{\partial a_i} = 2 \sum_{j=1}^n a_j R_{ij} - \lambda g_i - \kappa \quad (16)$$

Estas relações podem ser definidas matricialmente como mostrado abaixo. Através desta equação, podemos então calcular rapidamente os pesos a_i que minimizam a variância do estimador de amplitude respeitando as restrições dadas. A equação matricial abaixo representa a equação (16); para se chegar a equação (15) basta uma simples operação.

$$\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1n} & g_1 & 1 \\ R_{21} & R_{22} & \dots & R_{2n} & g_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{n1} & R_{n2} & \dots & R_{nn} & g_n & 1 \\ g_1 & g_2 & \dots & g_n & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \\ \lambda \\ \kappa \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

O nosso sinal g_i será calculado através da média dos sinais coletados pelo modulo de aquisição, normalizado ao seu valor de pico, como apresentado na Fig. (6). Faremos uma varredura do número de amostras utilizadas para definir g_i . Do ponto de vista da teoria de filtros digitais, isto significa que faremos uma varredura do parâmetro ordem. Começaremos com apenas 11 amostras, e varreremos até obtermos um sinal g_i representado por 30 amostras, valor este que engloba toda a região do sinal, como mostrado à direita da Fig. (6).

3.2.2 Resultados com dados reais

A Fig. (16) mostra a evolução da SNR com o aumento da ordem para o filtro ótimo sem (FOSRP) e com (FOCRP) restrição de pedestal.

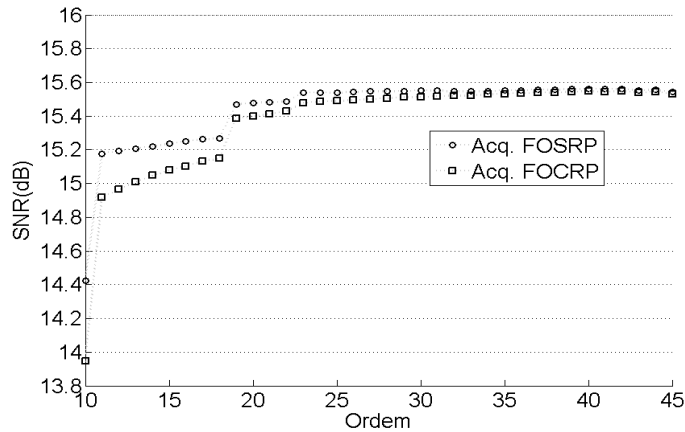


Figura 16: Evolução da SNR com o aumento da ordem para o filtro sem (FOSRP) e com (FOCRP) restrição de pedestal.

Para o FOSRP, o melhor valor de SNR obtido foi 15,56, valor este alcançado para ordem 40, representando uma melhora de 14,75% em relação ao sinal não filtrado. Para o FOCR, o melhor

valor de SNR obtido foi 15,55, valor este alcançado para ordem 40, representando uma melhora de 14,67%. No entanto, como podemos ver, para ordens acima de aproximadamente 25, o desempenho dos filtros em relação a SNR praticamente satura. Testamos também esses filtros ótimos aplicando a matriz de identidade ao lugar da matriz de correlação e os resultados relativos a SNR pioraram significativamente, de maneira que decidimos desconsiderar estes casos.

Como mostrado anteriormente, o filtro ótimo é projetado a partir de uma minimização do desvio padrão do ruído sem alterar a média da amplitude de pico do sinal. Calculando o desvio padrão do ruído após filtragem, obtemos um valor de 0,46 URADC (0,92 mV), que comparados com 0,75 URADC (1,5 mV), valor este obtido antes da filtragem do sinal, representa uma redução do desvio padrão do ruído de aproximadamente 61%.

A Fig. (17) apresenta o comportamento do filtro ótimo como estimador. À esquerda temos um gráfico dos valores de amplitude de pico do sinal de entrada versus os valores estimados pelo FOCR e pelo FOSRP e, à direita, temos um histograma da diferença entre os valores estimados pelos filtros ótimos e os valores de amplitude de pico do sinal de entrada.

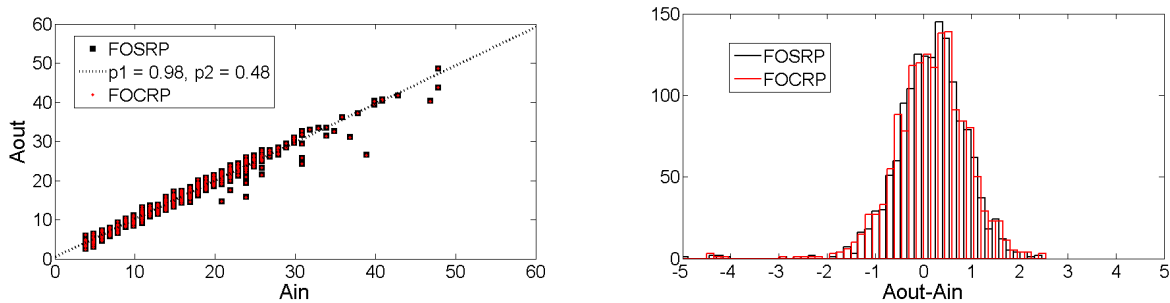


Figura 17: Gráfico dos valores de amplitude de pico do sinal de entrada versus os valores estimados pelo FOCR e pelo FOSRP e, à direita, temos um histograma da diferença entre os valores estimados pelos filtros ótimos e os valores de amplitude de pico do sinal de entrada.

Nota-se pelo gráfico à esquerda da Fig. (17) que alguns pontos se encontram distantes do ajuste linear. Isso ocorre principalmente devido a deformação do sinal. Na Fig. (18) temos um exemplo de um sinal com forma de onda deformada em relação a forma de onda usada para projetar o filtro ótimo, ambos mostrados no gráfico. Este gráfico mostra também um sinal padrão o qual a amplitude foi estimada corretamente. Vale lembrar que se, por algum motivo, dois fotoelétrons forem gerados com uma defasagem temporal dentro de um certo intervalo, o sinal elétrico produzido por este evento será deformado e o filtro ótimo não terá o desempenho esperado, influenciando diretamente na estimação da amplitude do sinal. Este processo pode justificar a forma do sinal deformado apresentado na Fig. (18) e os pontos distantes do ajuste linear apresentado à esquerda da Fig. (17).

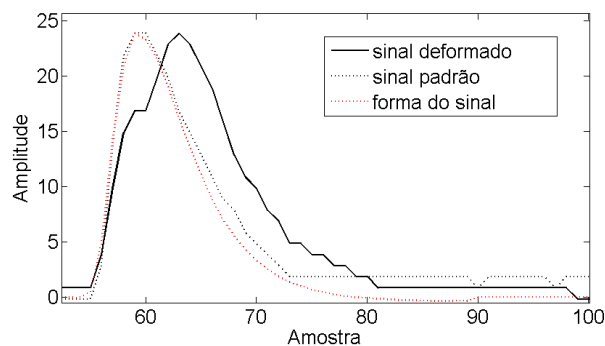


Figura 18: Exemplo de um sinal deformado, um sinal padrão e da forma de onda usada para projetar o filtro ótimo.

A criação de um parâmetro de qualidade seria interessante para informar se o sinal de entrada é deformado ou não; este parâmetro poderia ser usado como uma medida de qualidade para o valor de amplitude de pico fornecido pelo filtro ótimo. Este é um problema que não estamos abordando nesta nota mas podemos aplicar uma solução simples para eliminar os pontos distantes da curva linear mostrada à esquerda da Fig. (17). Podemos calcular o erro médio quadrático entre o sinal de entrada normalizado a seu valor de pico e a forma de sinal utilizada para projetar o filtro ótimo; isto nos daria um parâmetro de medida do grau de distorção do sinal.

A Fig. (19) mostra a curva do valor estimado pelo FOSRP, à esquerda e pelo FOCR, à direita, versus o valor de amplitude de pico do sinal de entrada após o corte dos sinais deformados. Após o corte, a curva fica linear com coeficiente angular praticamente igual a 1,0, e coeficiente linear igual a 0,10, valor este que representa menos de 1% do valor médio da amplitude de pico sinal;

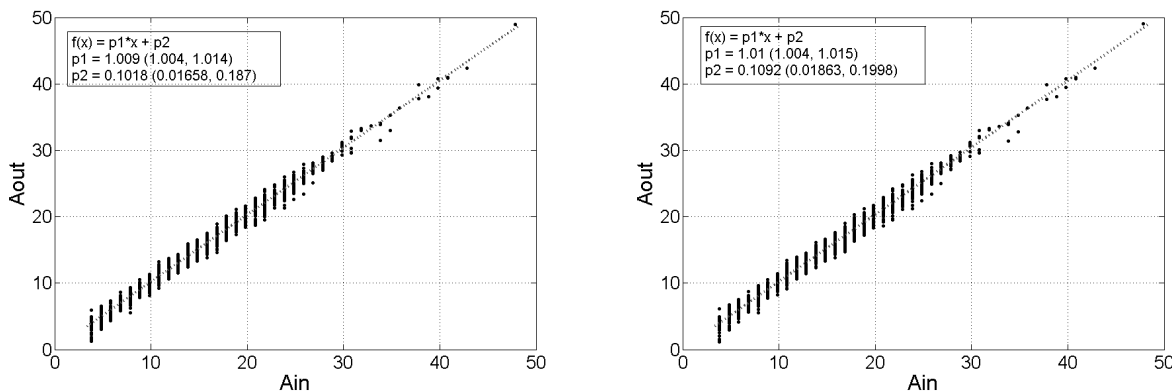


Figura 19: Gráficos de linearidade do valor estimado pelo FOSRP, à esquerda e pelo FOCR, à direita, versus valor de amplitude de pico do sinal de entrada após corte dos sinais deformados em relação ao sinal padrão da resposta a um único fotoelétron. Os valores em parêntesis representam os limites para um intervalo de confiança de 95%.

3.2.3 Resultados com dados simulados

Foram gerados dados simulados de ruído e de sinal aplicando as características dos dados reais apresentadas acima. Nesta primeira etapa, anulamos o valor de offset. A Fig. (20) mostra, à esquerda, um exemplo de um sinal no tempo e, à direita, a distribuição de amplitude do ruído e de amplitude de

pico do sinal. 10 mil janelas de 128 amostras foram gerados e utilizados para analisar o desempenho dos filtros ótimos descritos acima.

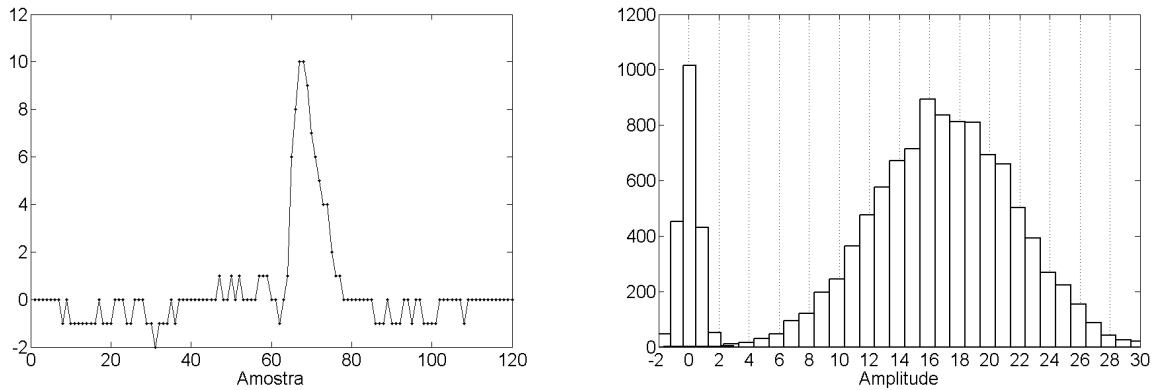


Figura 20: Exemplo de um sinal simulado e distribuição de amplitude do ruído e do valor de pico do sinal em unidades de registro de ADC para o sinal simulado com offset nulo.

A Fig. (21) mostra as distribuições de amplitude do ruído e de amplitude de pico do sinal gerados na saída do FOSRP e do FOGRP. Como podemos ver, o desvio padrão do ruído de ambos os filtros apresenta uma redução de 60% em relação ao sinal de entrada enquanto que a amplitude média do sinal ficou praticamente inalterada. Esse efeito levou a um aumento do valor da SNR de 13,29 para 15,30, representando uma melhora de aproximadamente 15% em relação ao sinal de entrada. Valores estes coerentes com os resultados obtidos com os dados experimentais.

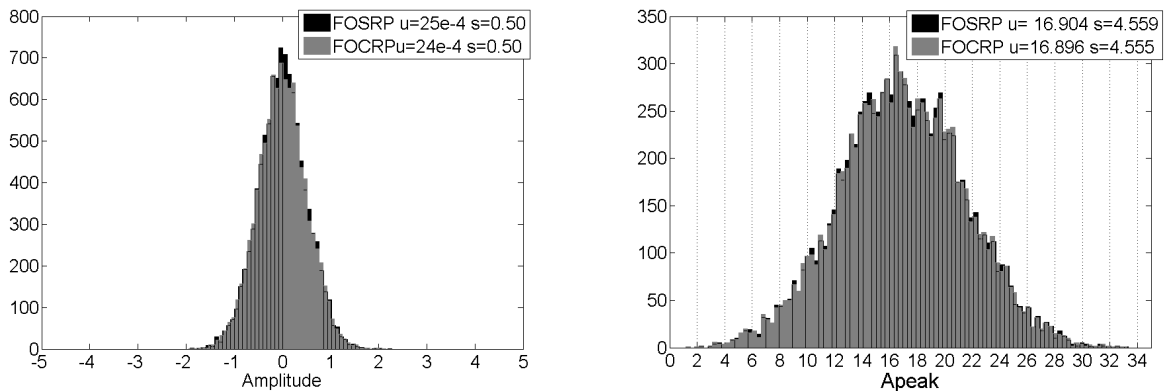


Figura 21: Distribuição de amplitude do ruído (à esquerda) e de amplitude de pico do sinal (à direita) de saída do FOSRP e do FOGRP.

A Fig. (22) apresenta uma avaliação dos filtros ótimos quanto a sua linearidade, exatidão e precisão.

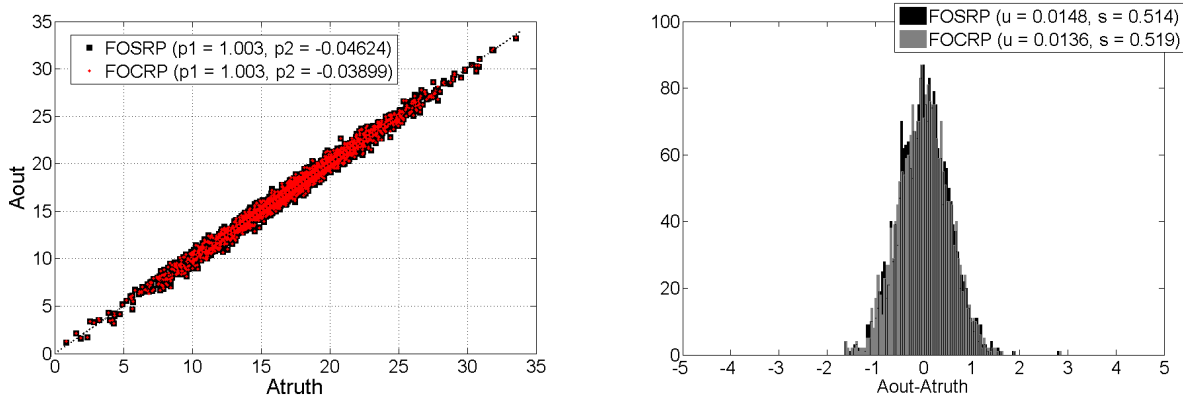


Figura 22: À esquerda temos o gráfico do valor de amplitude de pico verdadeiro, definido na simulação (Atruth), versus valor de amplitude de pico estimado (Aout) pelo FOSRP e pelo FOCR. À direita temos um histograma da diferença entre os valores Aout e Atruth.

A Fig. (23) apresenta a evolução da SNR de acordo com a ordem do filtro ótimo obtida com os dados reais (Acq.) e com os dados simulados (Sim.), para os casos FOSRP e FOCR. Como podemos ver, o padrão de comportamento dos dados simulados é similar ao dos dados experimentais. O FOCR, como esperado, tem um desempenho pior em relação ao FOSRP, porém para ordens acima de 25, o desempenho de ambos praticamente se iguala.

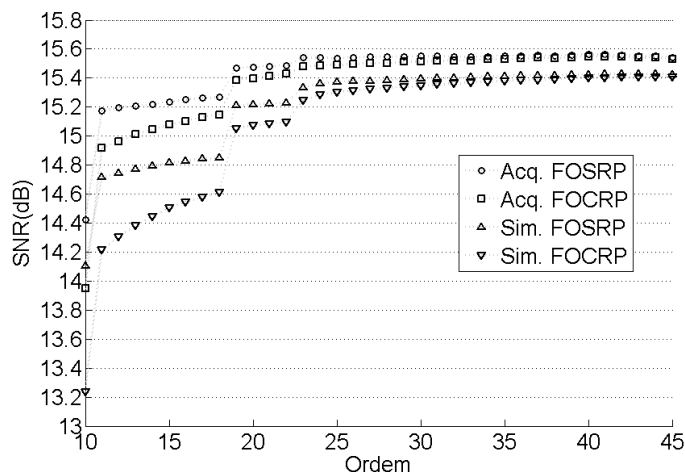


Figura 23: SNR versus ordem para o filtro ótimo aplicado aos dados reais e aos dados simulados.

Para verificar o efeito causado no desempenho do filtro ótimo como consequência do offset do sinal de entrada, realizamos uma simulação similar à anterior, porém com um offset de 10 URDAC (20mV). A Fig. (24) mostra, à esquerda, um exemplo de um sinal simulado e, à direita, a distribuição de amplitude do ruído e do valor de pico do sinal em um único gráfico. O desvio padrão do ruído é de 0,80 URADC (1,60 mV) e o valor médio do sinal é de 27,08 URADC (54,16 mV); se usarmos como referência o valor de offset do ruído, este valor cai para 17,08 URADC, levando a uma valor de SNR de 13,29, como encontrado no caso anterior.

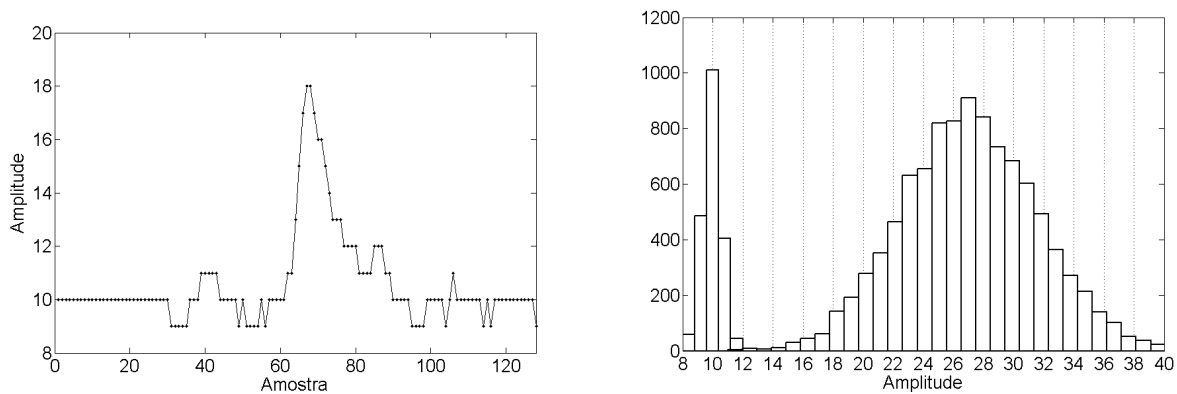


Figura 24: Exemplo de um sinal simulado e distribuição de amplitude do ruído e do valor de pico do sinal em unidades de registro de ADC para o sinal simulado com um offset de 20 mV.

A Fig. (25) mostra a distribuição de amplitude do ruído e de amplitude de pico do sinal para o sinal de saída do FOSRP e do FOCR, para um sinal de entrada com 20 mV de offset.

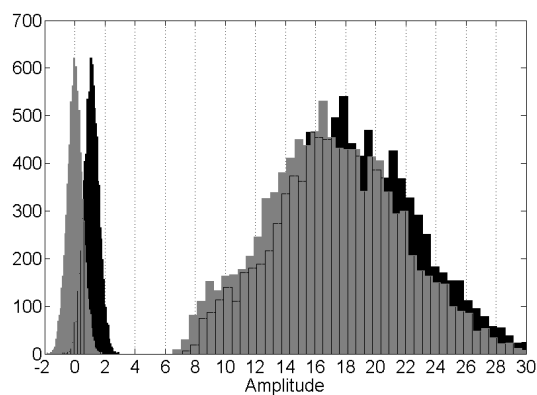


Figura 25: Distribuição de amplitude do ruído e de amplitude de pico do sinal em unidades de registro de ADC para o sinal de saída do FOSRP e do FOCR.

Em relação a distribuição de amplitude de pico do sinal, os valores de desvio-padrão do ruído para o FOSRP e para o FOCR foram, respectivamente, 0,5017 e 0,5049 URADC. Em ambos os casos tem-se uma redução do desvio padrão de aproximadamente 60% em relação ao sinal sem filtragem, valor este coerente com o valor encontrado com os dados experimentais. A diferença mais significativa, quando analisando o efeito da adição de offset ao sinal de entrada, se dá na perda de exatidão do FOSRP; enquanto que o FOCR praticamente não apresenta diferença entre o seu valor médio de amplitude de pico e o valor médio dado pelo sinal sem filtragem, o FOSRP apresentou um deslocamento deste valor de aproximadamente 1 URADC (2mV).

Pela Fig. (26) podemos ver que o FOCR continuou praticamente com a mesma exatidão enquanto que o FOSRP está sobre-estimando o valor de amplitude de pico do sinal de entrada; no entanto, a precisão deste continua a mesma. Pode-se notar que mesmo para um offset considerado de alto valor (20 mV; há mais de dez desvios-padrão do ruído), a exatidão do FOSRP piorou somente de aproximadamente 1,5 URADC (3 mV).

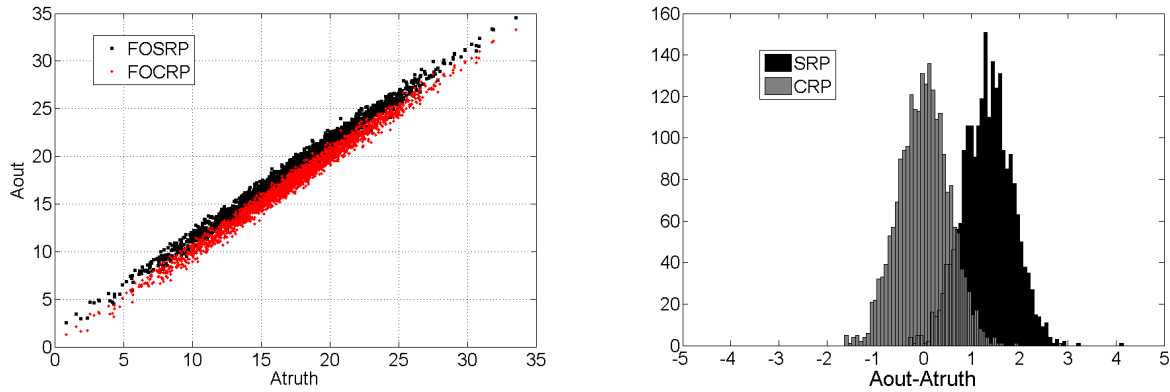


Figura 26: Valor estimado pelo FOCR e pelo FOSRP versus valor verdadeiro de amplitude de pico do sinal de entrada. O histograma à direita mostra a diferença entre o valor estimado por ambos os filtros, FOSRP (em preto) e FOCR (em cinza), e o valor de amplitude de pico do sinal de entrada.

Pelos resultados apresentados acima, podemos concluir que para o sinal da eletrônica do projeto Neutrinos-Angra, não existe praticamente piora no desempenho do filtro ótimo quando a restrição de pedestal é adicionada, logo o seu uso deve ter preferência em relação ao filtro sem restrição de pedestal.

4 Conclusão

Neste documento foi apresentado um estudo de desempenho de diferentes filtros digitais aplicados a sinais de baixa amplitude adquiridos com a fotomultiplicadora e os módulos de leitura e de aquisição de sinais, especificados e desenvolvidos para o projeto Neutrinos-Angra. A principal métrica de medida utilizada foi a relação sinal-ruído; os resultados mostraram que uma melhora de até 15% em relação à SNR do sinal sem tratamento digital é possível e que o filtro ótimo com restrição de pedestal oferece uma robustez maior ao sistema, em relação ao filtro ótimo sem restrição de pedestal, sem perda significativa de desempenho.

A Tabela (1) apresenta um resumo dos melhores resultados obtidos em relação ao desempenho dos métodos implementados; para os filtros padrões, um passa-baixa e outro passa-banda, e para os filtros ótimos com (FOCR) e sem (FOSRP) restrição de pedestal.

Tabela 1: Resultados obtidos com os dados utilizados na implementação dos filtros.

	SNR [dB]	Ordem	Melhora
Sinal Sem Filtrar	13,56	-	-
F. Passa Baixa	13,84	17	2,1%
F. Passa Banda	15,37	40	13,3%
F. Ótimo FOSRP	15,56	40	14,75%
F. Ótimo FOCR	15,55	40	14,67%

As ordens apresentadas acima se referem aos valores máximos de SNR encontrados. Porém, como vimos no decorrer do texto, existe um intervalo de ordem em que o valor da SNR varia minimamente, fazendo com que o filtro possa ser projetado com uma ordem menor sem praticamente deteriorar a SNR do sinal.

Neste trabalho consideramos apenas o caso da resposta a um fotoelétron, o qual as características do sinal são mais bem conhecidas atualmente, representando portando um resultado preliminar para o experimento, porém de importância uma vez que o sistema é linear e uma maximização da SNR melhora a detecção dos sinais gerados por fótons no PMT. Por outro lado, como a SNR do sinal na saída da *front-end* já é alta, o impacto desta operação de filtragem digital pode ser pequena para a detecção dos sinais gerados pela interação de anti-neutrinos dentro do detector, quando comparado com a aplicação de um simples *threshold* utilizando-se dos discriminadores já presentes nos módulos de *front-end*. Isso se considerarmos também a distorção da forma de onda do sinal na saída da *front-end* que ocorre devido a diferença de tempo em que os fótons de uma mesma partícula colidem com os PMT, o que afeta o desempenho do filtro ótimo também como estimador. Soluções práticas seriam o uso do filtro ótimo condicionado a um fator de qualidade baseado na forma de onda do sinal, e/ou o emprego de um integrador digital, sistema este menos suscetível à forma de onda do sinal.

Entendemos que para se chegar a uma conclusão mais específica, é necessário que as características dos sinais elétricos gerados pelo detector em seu regime normal de trabalho sejam mais bem conhecidas, seja a partir de dados de simulação ou de dados reais adquiridos com o detector do projeto Neutrinos-Angra.

Agradecimentos

Agradecemos a Bernardo Sotto-Maior Peralva, Augusto Santiago Cerqueira e Luciano Manhães de Andrade Filho pelas conversas e dicas construtivas e a Herman Pessoa Lima Junior também por sua ajuda com o módulo de aquisição NDAQ. Agradecemos à CAPES, FAPEMIG e FINEP por acreditar e financiar esse projeto.

Referências

- [1] P. Neutrinos-Angra, “**Portal Projeto Neutrinos Angra,**” 2007. [Online]. Available: <http://lsd.cbpf.br/neutrinos/>
- [2] S. N. Ahmed, *Physics and Engineering of Radiation Detection*, 1st ed. Queen’s University, Kingston, Ontario: Elsevier, 2007.
- [3] H. Lima Jr, A. Barbosa, R. Gama, L. Gonzalez, and L. de Andrade Filho, “**Data Acquisition System for the Angra Project,**” *Angra Note*, no. 012, 2009.
- [4] S. Tokar, I. Sýkora, M. Pikna, and I. Chirikov-Zorin, “**Single Photoelectron Spectra Analysis for the Metal Dynode Photomultiplier,**” *Acta Phys. Univ. Comeniana*, vol. 40, p. 114, 1999.
- [5] T. Asch, H. Gemmeke, M. Kleifges, A. Kopmann, A. Menshikov, and D. Tcherniakhovski, “**Single photoelectron resolution for the calibration of photomultiplier systems,**” in *Nuclear Science Symposium Conference Record, 2005 IEEE*, vol. 2. IEEE, 2005, pp. 887–890.

- [6] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume II: Detection Theory*. Prentice Hall, 1998, vol. 2.
- [7] P. Z. J. Peebles, *Probability, Random Variables, and Random Signal Principles*, 4th ed. McGraw-Hill New York, 2001.
- [8] H. Fullana et. al., “**Optimal Filtering in the ATLAS Hadronic Tile Calorimeter,**” *Atlas TileCal Public Note - ATL-TILECAL-2005-001*, 2005.
- [9] S. K. Mitra, *Digital Signal Procccessing: A Computer-Based Approach*, 3rd ed. McGraw-Hill New York, 2008.