

## Projeto e Desenvolvimento de Eletrônica de *Front-End* para Detectores a Base de *MaPMT*

*Project and Development of Front-End Electronics for Detectors Based on MaPMTs*

Leonardo Chaves Ruiz Guedes\*

*Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas*

André Massafferri Rodrigues†

*Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas*

*Submetido: 06/04/2017*

*Aceito: 02/11/2017*

**Resumo:** Fotomultiplicadoras de tubo (PMTs) são dispositivos capazes de gerar um pulso de corrente devido à incidência de fótons em seu fotocátodo. Sua utilização está presente em diversas áreas, como imageamento médico, física de partículas e transmissão de dados por fibra óptica.

As *MaPMTs* (Multi-anode Photomultiplier Tubes) são um tipo de fotomultiplicadoras de múltiplos canais independentes. Pelo fato de incidirem poucos fótons no seu fotocátodo, o pulso de corrente gerado possui uma baixa amplitude, necessitando de uma eletrônica que consiga lidar com esse tipo de sinal, amplificando-o e digitalizando-o para análise posterior.

Esta nota técnica tem como objetivo descrever o projeto e caracterização de uma eletrônica de *Front-End* para ser usada com detectores a base de *MaPMT* de 16 canais. Tal eletrônica dispõe de 16 amplificadores operacionais, com ganho de aproximadamente 20, e 16 discriminadores com saída baseada na lógica ECL (*Emitter-Coupled Logic*).

A eletrônica de *front-end* apresentada está sendo usada no projeto *CRE@AT* (*Cosmic Rays Experiment at Antarctica*) [1], com o objetivo de estudar o fluxo de múons cósmicos no continente Antártico e sua correlação com a formação de nuvens na atmosfera.

**Palavras chave:** PMTs; *MaPMT*; *Front-End*; Amplificadores Operacionais; Discriminadores; Múons.

**Abstract:** Photomultiplier tubes (PMTs) are devices able to generate a current pulse in the arrival of photons in their photocathodes. Their application can be found in several areas, such as medical imaging, particle physics and fiber optic data transmission.

The *MaPMTs* (Multi-anode Photomultiplier Tubes) are a type of photomultipliers of independent multiple channels. Due the fact that few photons are incident on the photocathode, the generated current has low amplitude, requiring an electronics that can manipulate this type of signal, amplifying and digitizing for later analysis.

This technical note intends to describe the design and characterization of the front-end to use with detectors based on 16-channels *MaPMTs*. This electronic has 16 operational amplifiers and 16 emitter-coupled logic output discriminators (ECL).

The front-end electronic presented is being used in the project *CRE@AT* (*Cosmic Rays Experiment at Antarctica*) [1], to study the flux of cosmic muons in the Antarctic continent and its correlation with the cloud formation process occurring in the atmosphere.

**Keywords:** PMTs; *MaPMT*; *Front-End*; Operational Amplifier; Discriminators; Muons.

---

\*Electronic address: leocrgster@gmail.com

†Electronic address: massafferri@cbpf.br

## 1. INTRODUÇÃO

Esta nota técnica tem como foco principal o projeto, desenvolvimento e caracterização de uma nova eletrônica de *front-end* para ser utilizada em detectores a base de *MaPMT* (*Multianode Photomultiplier*) de 16 canais.

O primeiro tópico deste documento explica sucintamente sobre a tecnologia das fotomultiplicadoras, assim como seus sinais típicos que a eletrônica deve estar preparada para receber. Os tópicos subsequentes descrevem os diversos blocos desta eletrônica de *Front-end*, juntamente com os testes e caracterização da mesma.

## 2. FOTOMULTPLICADORAS (PMTs)

As PMTs (*photomultiplier tubes*) têm a função de gerar uma corrente mensurável em decorrência da chegada de pequena quantidade de fótons. A estrutura básica de uma fotomultiplicadora tem como componentes principais: o fotocatodo, a óptica de focalização de elétrons, os dinodos e o anodo [2].

O processo de multiplicação se inicia através do efeito fotoelétrico, com a transferência da energia do fóton para um elétron no fotocatodo seguido da migração do elétron até a superfície do fotocatodo e o transporte do elétron até o primeiro dinodo. Após esse processo, os elétrons são conduzidos num processo de multiplicação até o anodo [2], como mostrado na Figura 1:

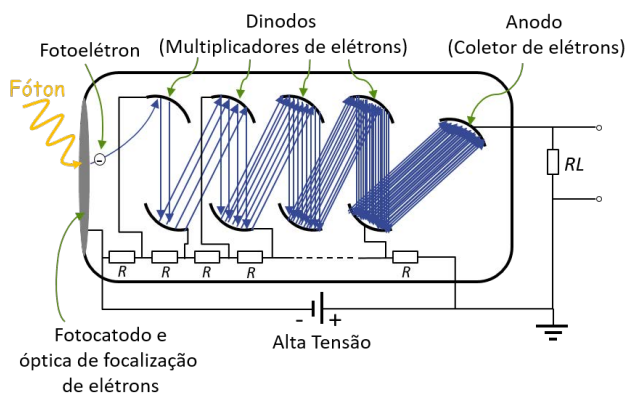


Figura 1: Estrutura básica de um tubo fotomultiplicador.

A óptica de focalização de elétrons é composta por eletrodos que geram um campo elétrico que guia os elétrons para a superfície do primeiro dinodo. Uma diferença de potencial é aplicada entre os dinodos subsequentes, de modo que os elétrons são acelerados gerando novos elétrons nos choques com as superfícies. O material da superfície dos dinodos é escolhido de tal forma que cada elétron incidente provoque a emissão de vários elétrons. Tipicamente, com uma diferença de potencial de 100V aplicada entre dinodos, cada elétron produz cerca de 30 novos elétrons, dos quais apenas uma pequena fração atinge o próximo dinodo, já que muitos não

chegam a se desprender da superfície [2]. Dessa forma, a estrutura fotomultiplicadora composta pelos dinodos fornece um ganho em corrente elétrica expresso por  $G = \alpha \delta^n$ , onde  $\alpha$  é a fração de fotoelétrons coletados e  $n$  é o número de dinodos. O valor de  $\delta$  é próximo de 5 para os dinodos convencionais e depende da tensão entre dinodos. Ganhos da ordem de  $10^6 \sim 10^7$  são obtidos com fotomultiplicadoras de 10 estágios [2].

### 2.1. *MaPMT* (*Multianode Photomultiplier*)

A *MaPMT* utilizada neste trabalho, Figura 2, é uma fotomultiplicadora de 16 canais independentes, cujos pulsos de corrente gerados em cada um dos seus canais é enviado e tratado por um circuito contendo 16 amplificadores e discriminadores.

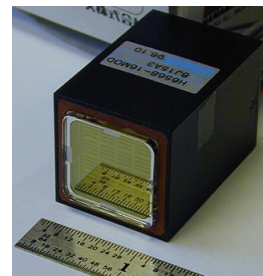


Figura 2: Fotografia da *MaPMT* de fabricação da Hamamatsu [3].

Segundo seu *datasheet* [4], a corrente gerada pelo acionamento de uma das células da *MaPMT*, tem seu valor típico de aproximadamente  $-200\mu A$ , utilizando uma tensão de alimentação de  $-800V$  e uma lâmpada de tungstênio de baixa intensidade como fonte de luz. Este sinal ao ser injetado num circuito com impedância de entrada de  $50\Omega$ , tem como resultado um pulso de tensão de aproximadamente  $-10mV$  e largura de  $1,4ns$  a 50% de amplitude, como podemos observar na Figura 3.

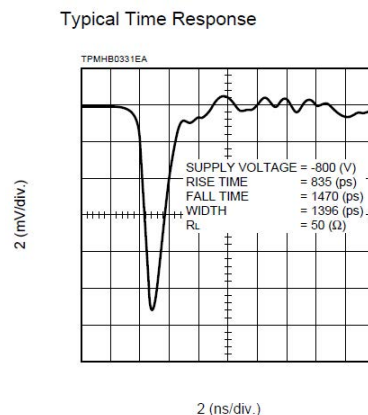


Figura 3: Sinal típico de um evento de poucos fótons em umas das células da *MaPMT* para uma impedância de  $50\Omega$ , segundo seu *datasheet*[4].

Com base nestes dados, foi proposto o projeto de uma eletrônica que fosse capaz de trabalhar com sinais de entrada

de baixa amplitude e largura de pulso, e que operasse em conjunto com tiras cintilantes em projetos envolvendo contagem de múons cósmicos.

### 3. FRONT-END DE 16 CANAIS

A eletrônica de *front-end* desenvolvida neste trabalho possui 16 canais, impedância de entrada de  $50\Omega$  e é composta por quatro circuitos principais:

- Circuito amplificador;
- Circuito discriminador;
- Circuito de controle manual de *threshold* (CCMT);
- Circuito de controle digital de *threshold* (CCDT).

Uma fotografia da *front-end* é apresentada na Figura 4. O *layout* de sua *PCB* foi elaborado no *Software Altium Designer*, contendo 6 camadas dedicadas aos sinais elétricos, uma camada dedicada ao *ground* e outra às fontes de alimentação,  $+5V$  e  $-5V$ .

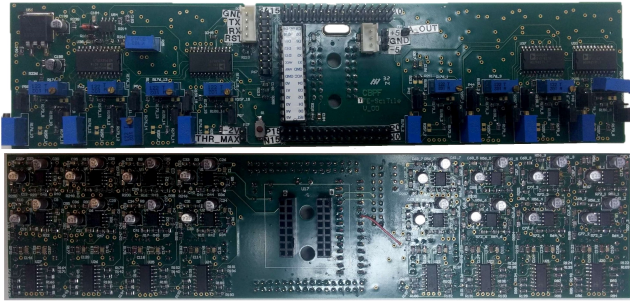


Figura 4: Fotografia da face superior e inferior da eletrônica de *front-end*.

Na Figura 5, é apresentado o posicionamento de cada componente de sua *PCB*, assim como seus sinais de entrada e saída.

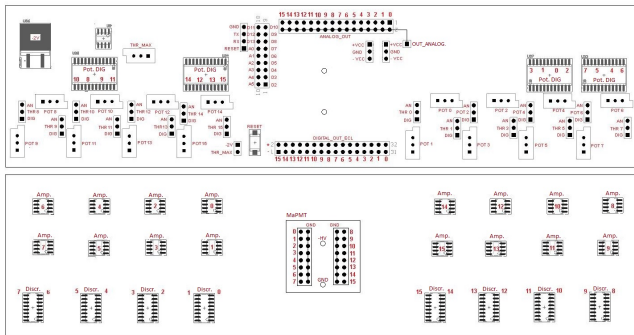


Figura 5: Diagrama de componentes e sinais de saída e entrada da *front-end*.

Na Figura 6, podemos observar o diagrama dessa eletrônica de *front-end* de 16 canais, indicando a comunicação entre os circuitos, periférico e instrumentos que são usados no *setup* experimental.

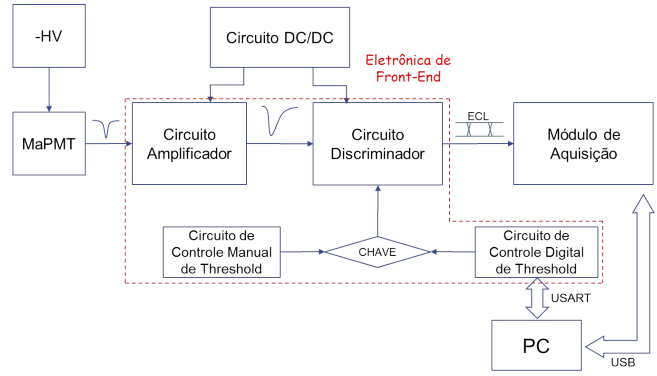


Figura 6: Diagrama de um *setup* experimental.

#### 3.1. Circuito Amplificador

O sinal proveniente da *MaPMT* não possui uma amplitude e largura que possa ser discriminado, por isso um circuito amplificador [5] [6] não inversor foi projetado. O amplificador, utilizando o circuito integrado *AD8001AR* [7], foi projetado com um ganho de aproximadamente 200, acrescentado em sua saída um capacitor que eliminasse o sinal *DC* e um filtro passa-baixa, com a função de alongar o sinal tipicamente de  $2ns$ , vindo da *MaPMT*, para aproximadamente  $20ns$ , facilitando assim o processo de discriminação de sinal, próximo estágio da *front-end*.

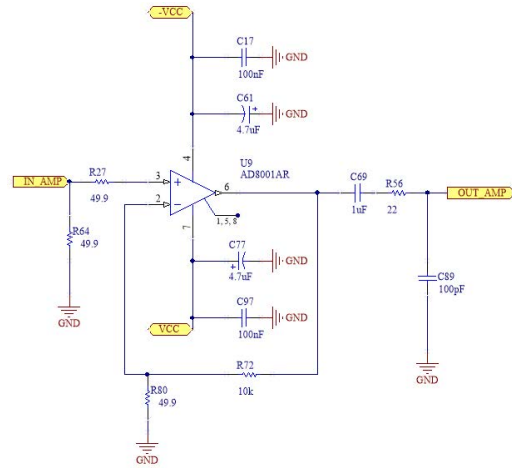


Figura 7: Desenho esquemático do circuito amplificador e filtro RC - realizado no *Software Altium Designer*.

Devido ao filtro passa-baixa, com a finalidade de realizar o *shaper* do sinal, a amplitude de saída do amplificador diminui, juntamente com seu ganho.

#### 3.2. Circuito Discriminador

Todo circuito eletrônico possui um ruído intrínseco proveniente da fonte de alimentação, temperatura ou até mesmo interferências externas, que dependendo de sua amplitude, pode ser confundido com os sinais elétricos do sistema. Um circuito discriminador pode ser usado para separar o sinal de

interesse do ruído. Como a amplitude dos sinais de interesse é maior que a do ruído intrínseco, a discriminação dele é realizada através da comparação entre o sinal de saída do amplificador, sendo este somado ao ruído, e uma tensão de referência (*threshold*). Quando a amplitude deste sinal é maior que a tensão de referência, ambos em módulo, ele é transformado em um pulso diferencial na lógica *ECL* (*emitter-coupled logic*). O circuito discriminador possui um comparador modelo *AD96687BR* [8], de alta velocidade e baixa tensão, capaz de operar até  $800\text{MHz}$ , possibilitando leitura de sinais com larguras de pulso maiores que  $625\text{ps}$ .

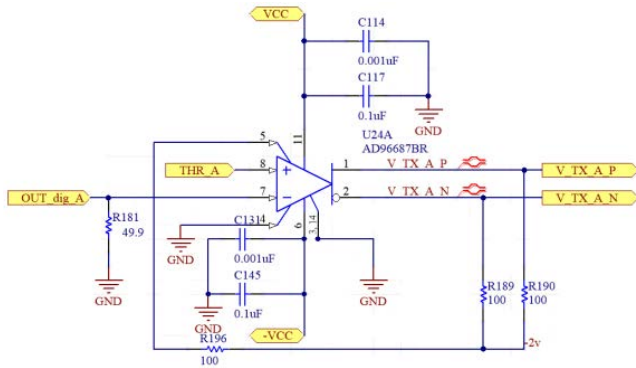


Figura 8: Desenho esquemático do circuito discriminador.

No comparador, o sinal na entrada inversora é subtraído do sinal de referência (*threshold*) na entrada não-inversora. Quando o resultado dessa subtração é positivo, um pulso *ECL* positivo é gerado. O comparador com saída diferencial *ECL*, faz uso de duas linhas físicas para a transmissão do sinal de saída. Depois de enviado para o sistema de aquisição, esses sinais são subtraídos. A lógica *ECL* tem como características principais sua baixa amplitude de sinal, permitindo uma maior velocidade na transmissão de dados e menor suscetibilidade a ruídos decorrentes das linhas de transmissão e capacitâncias parasitas [9].

O ruído está presente em ambos os sinais diferenciais, positivo e negativo. Sendo assim, pelo ruído possuir a mesma fase, ao ocorrer a subtração do sinal diferencial positivo e negativo, ele é eliminado, como mostrado na Figura 9.

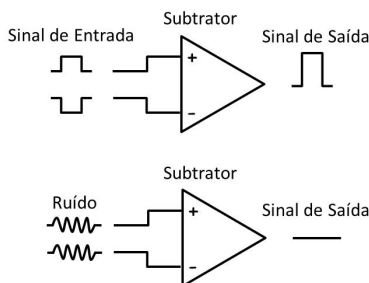


Figura 9: Comportamento do sinal diferencial e ruído ao passar por um amplificador subtrator (diferencial).

O valor de referência dos comparadores pode ser configurado pelo circuito de controle manual de *threshold* (CCMT), sem a necessidade de uma comunicação externa, ou pelo circuito de controle digital de *threshold* (CCDT), devendo ser

configurado digitalmente através de uma comunicação serial. Sua escolha se dá através de um conector *header* agindo como uma chave.

### 3.3. Circuito de Controle Manual de *Threshold* (CCMT)

O CCMT tem a função de fornecer a tensão de referência para o discriminador. Seu funcionamento se dá a partir de um divisor resistivo de tensão, que tem sua resistência ajustada através de um *trimpot* (resistor variável).

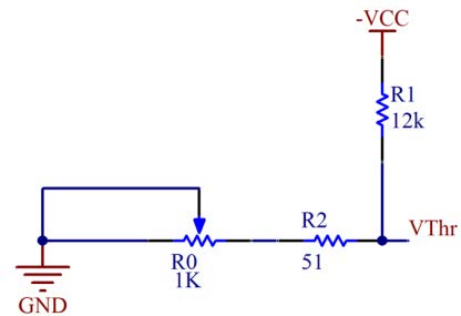


Figura 10: Desenho esquemático do CCMT utilizado no projeto.

Tendo  $-V_{cc} = -5,00\text{V}$ ,  $R1 = 12\text{k}\Omega$  e  $R2 = 51\Omega$ , a tensão  $V_{Thr}$  gerada por esse divisor, segue a Equação 1:

$$V_{Thr} = \frac{-5\text{V} \times (51\Omega + R0)}{51\Omega + R0 + 12\text{k}\Omega} \quad (1)$$

A resistência máxima de  $1\text{k}\Omega$  do trimpot  $R0$ , foi calculada de modo a obter  $V_{Thr}$  operando numa faixa de  $-21\text{mV}$  a  $-403\text{mV}$ , segundo a Equação 1.

### 3.4. Circuito de Controle Digital de *Threshold* (CCDT)

O CCDT, assim como CCMT, possui a função de configurar uma tensão de referência para o circuito discriminador.

Seu circuito é composto por quatro CIs *AD5204* [10], cada um contendo quatro potenciômetros digitais de  $10\text{k}\Omega$  com 256 posições, um microcontrolador *ATMEGA328* [11] e um circuito amplificador inversor com controle de ganho, que fornece a tensão máxima para o controle do *threshold* de cada discriminador, podendo variar de  $0\text{mV}$  até  $-417\text{mV}$ .

O valor do *threshold* é alterado enviando um comando para seu microcontrolador através do protocolo serial *TTL RS-232*. Ao receber o comando referente à escrita de um novo valor de *threshold*, o valor é armazenado na memória *EPROM* do microcontrolador, e um registrador de  $11\text{bits}$  é enviado via protocolo *SPI* (*Serial Peripheral Interface*) para os potenciômetros digitais. O registrador possui os três primeiros bits reservados para o endereço do canal, e os oito últimos à sua impedância correspondente. A habilitação do CI potenciômetro digital que receberá o registro de controle é feita através dos pinos  $\overline{CS}$  (*chip select*), em nível baixo.

Ao final do bloco de controle do potenciômetro digital, é acrescentado um divisor de tensão com sua tensão de *threshold* máxima ( $V_{thr\_Máx}$ ) podendo ser regulada de  $0mV$  até  $-417mV$ . A resistência configurada no potenciômetro digital corresponderá a uma tensão de *threshold* associada. Na Figura 11, podemos observar o diagrama de controle dos potenciômetros AD5204.

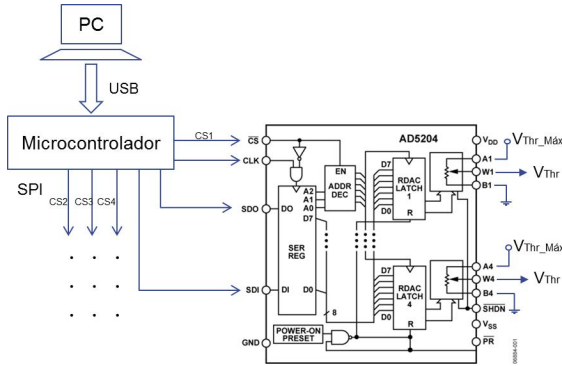


Figura 11: Diagrama de controle dos potenciômetros digitais

A firmware do microcontrolador foi elaborada de forma que o valor inicial da posição do potenciômetro digital sempre seja o último valor configurado pela interface, valor esse escrito e lido em sua memória *EPROM*. Isso permite que o uso do computador seja um instrumento opcional, caso o valor de *threshold* tenha a necessidade de ser alterado.

O potenciômetro digital utilizado possui uma resolução de  $8bits$  e resistência máxima de  $10K\Omega$ , possuindo uma resolução de  $39\Omega$ .

### Comandos de Controle:

A comunicação com o microcontrolador se dá através do protocolo *TTL RS-232*, utilizando  $+5V$  para nível alto e  $0V$  para baixo. As palavras de controle são compostas por caracteres alfanuméricos enviados no padrão *ASCII*, com o intuito de ser de mais alto nível para facilitar sua utilização pelo usuário. Um conversor *USB-Serial* pode ser utilizado para sua comunicação com um PC.

Para se alterar um valor de *threshold*, é enviado um caractere alfabético minúsculo representando o canal que deseja ser alterado, e três caracteres numéricos na base decimal, representando a posição referente à resistência do potenciômetro digital (000 a 255). Cada canal tem seu caractere representativo seguindo a sequência crescente alfabética, ou seja, a letra *a* representa o canal 0, *b* o canal 1, e assim sucessivamente.

Para a leitura da posição do potenciômetro digital correspondente ao valor de *threshold*, é enviado o caractere alfabético, em maiúsculo, que representa o canal desejado, ou seja, a letra *A* representa o canal 0, *B* o canal 1, e assim sucessivamente.

### Calibração do Potenciômetro Digital

Para que o valor do *threshold* em bits corresponda ao seu valor real em tensão, uma calibração foi realizada. A calibração consistiu na elaboração de um programa em

*C/C++* que enviasse ao potenciômetro digital, através do microcontrolador, os 256 valores de *threshold* possíveis. Essa tensão correspondente era medida com um multímetro Modelo *Fluke 8846A* [12] e seus valores armazenados no computador. A comunicação com o multímetro foi feita através do mesmo software descrito anteriormente, utilizando comunicação serial (*RS-232*).

O valor da resistência do potenciômetro digital é obtido através da expressão fornecida pelo fabricante[10], apresentado na Equação 2:

$$R_{WB}(Dx) = \frac{Dx}{256} \times R_{BA} + R_W \quad (2)$$

Sendo  $R_{WB}$  a resistência associada ao valor  $Dx$  (valor decimal correspondente ao número de bits a ser enviado),  $R_{BA}$  o fundo de escala de  $10K\Omega$ ,  $R_W$  a resistência interna do pino  $W$ , sendo esta de  $45\Omega$ , e 256 o número de posições do potenciômetro digital (*AD5204*).

Para fins práticos, consideramos  $R_W$  igual a zero (devido à impedância infinita do comparador). Logo, teremos o cálculo da tensão de *threshold* dado pela Equação 3:

$$V_{Thr} = \frac{R_{WB}(Dx)}{R_{BA}} \times V_{Thr\_max} \quad (3)$$

Sendo assim, através das Equações 2 e 3 teremos a Equação 4:

$$V_{Thr} = \frac{Dx}{256} \times V_{Thr\_max} \quad (4)$$

No gráfico da Figura 12, podemos observar que não existe uma linearidade perfeita nos valores. Para resolver essa diferença, fizemos um ajuste para polinômio de 3º grau, Equação 5, e inserimos essa função de calibração no software de análise.

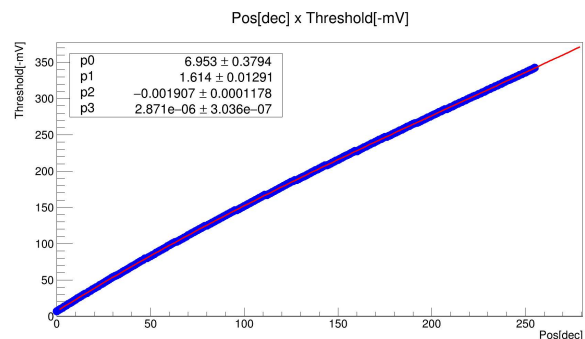


Figura 12: Gráfico de calibração do potenciômetro digital (*AD5204*).

Com base nos resultados, foi possível obter a seguinte função do valor de tensão real do *Threshold*:

$$V_{Thr}(D) = (3 \times 10^{-6})D^3 - 0,0019D^2 + 1,61D + 6,95 \quad (5)$$

Onde  $D$  é o valor do registrador correspondente à posição do potenciômetro digital.

#### 4. CARACTERIZAÇÃO DA ELETRÔNICA

Para realizarmos a caracterização do circuito, identificando o ganho, *offset* e ruído equivalente de cada canal da eletrônica, foi injetado na entrada do amplificador um sinal similar ao da *MaPMT*.

Nos testes, foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Gerador de função Tektronix AWG7082C (8GS/s) [13];
- FONTE DC - ICEL PS6100 [14];
- Osciloscópio - Tektronix DPO70404C Digital Phosphor Oscilloscope (25GS/s - 4GHz) [15];
- CAEN V1495 - General Purpose VME Board [16];
- CAEN V1718 - Controller (VME) [17].

O método consiste em injetar um pulso de tensão com diferentes amplitudes, -5, -7 e -10 mV, sendo o último compatível ao sinal proveniente da *MaPMT* na incidência de pouca luz. Ao injetarmos sinais de diferentes amplitudes, é possível verificar o comportamento do circuito para a faixa dinâmica característica de uma *MaPMT*, para baixa incidência de luz, e a linearidade dos parâmetros a serem medidos. Na Figura 13 é possível observar um sinal de pulso de tensão gerado pelo gerador de função e seu sinal amplificado.

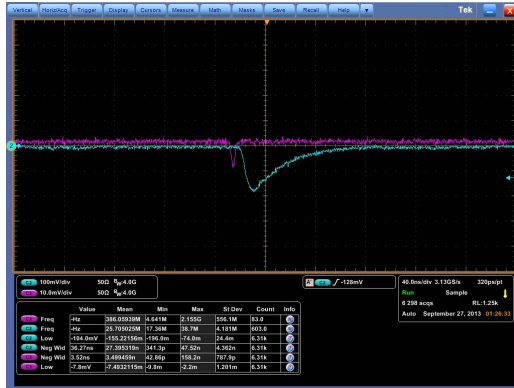


Figura 13: *Shaper* do sinal injetado, utilizando a escala de 10mV/div, e do sinal amplificado pelo circuito amplificador, utilizando a escala de 100mV/div.

Os pulsos foram gerados numa frequência de 10KHz e largura de  $\sim 2ns$ , amplificados e discriminados pelo circuito eletrônico por diferentes valores de *threshold*. A saída discriminada na lógica ECL é enviada para o *FPGA Altera Cyclone I* do módulo V1495, onde são feitas as contagens dos

pulsos que posteriormente serão lidas e armazenadas por um software de aquisição de dados. A comunicação entre o *PC* e o Módulo V1495 se dá através do módulo V1718 pelo barramento VME. Na Figura 14 podemos ver o diagrama do teste realizado:

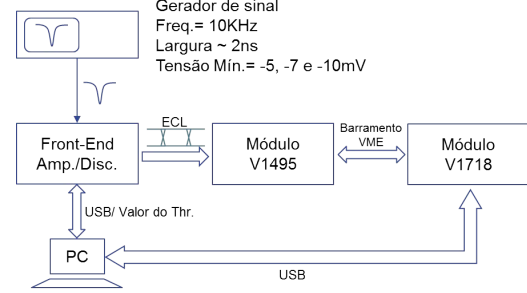


Figura 14: Diagrama do *setup* de caracterização.

Os valores das contagens e seu respectivo *threshold* foram armazenados através de um software elaborado em C/C++ e um *script* Linux que o executa diversas vezes para diferentes valores de *threshold*.

A Figura 15 mostra as regiões de diferentes valores de *threshold* para um sinal analógico típico de detecção.

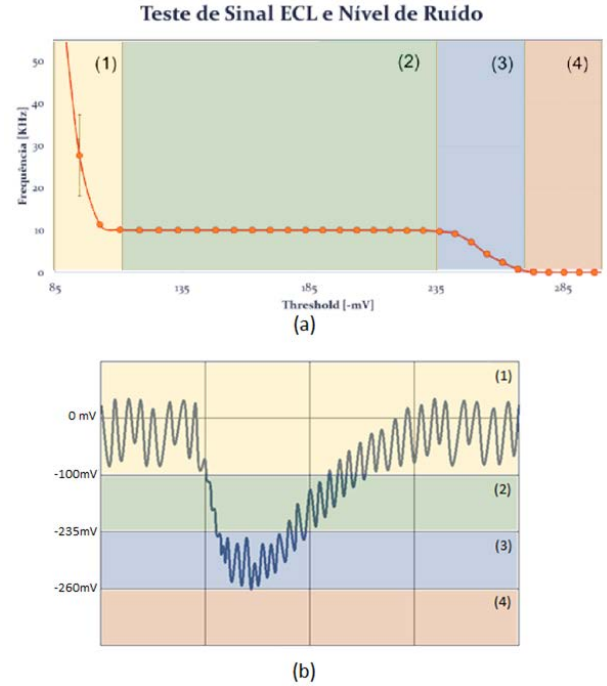


Figura 15: (a) Gráfico elaborado no *EXCEL* de frequência versus *threshold*, incluindo seu erro padrão. (b) Imagem demonstrativa de um pulso amplificado, mostrando as regiões de diferentes valores de *threshold*.

Para melhor estimar os valores coletados e fazer uma análise quantitativa dos sinais, um software de análise de dados foi desenvolvido em linguagem C/C++, utilizando a ferramenta Root [18], desenvolvida pelo CERN. Foi realizado um ajuste pela função de Curva S, baseada na integral da função de distribuição gaussiana de probabilidade, dada por [19]:

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (6)$$

Onde  $\mu$  é a média,  $\sigma$  o desvio padrão e  $x$  a grandeza em questão.

Integrando teremos:

$$D(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{x-\mu}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right] \quad (7)$$

Os gráficos de *threshold* vs contagem para diferentes valores de amplitude injetada, referente ao canal 1 da front-end, podem ser observados nas Figuras 16, 17 e 18, sendo sua função de ajuste dada por:

$$F_{Ajust.S} = p0 \times \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{x-p1}{p2\sqrt{2}} \right) \right] \quad (8)$$

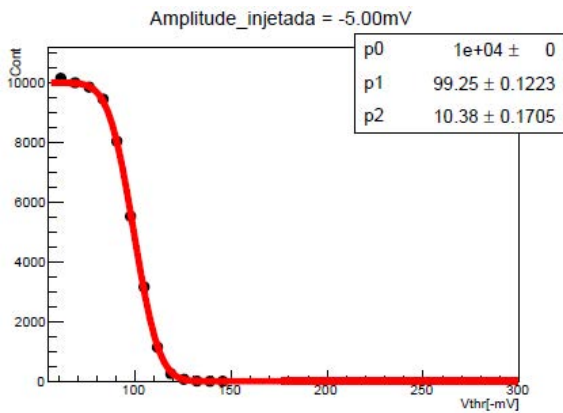


Figura 16: Gráfico de contagem x *threshold* para pulso de entrada de  $-5mV$ .

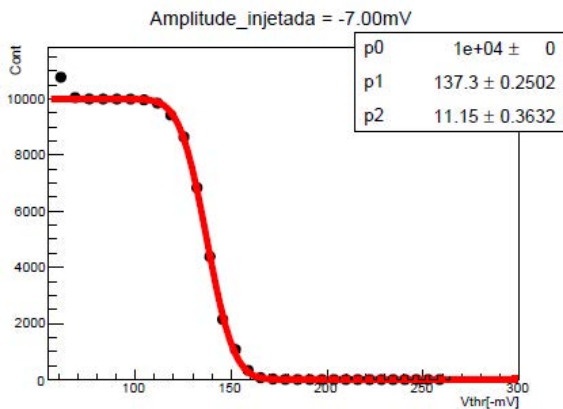


Figura 17: Gráfico de contagem x *threshold* para pulso de entrada de  $-7mV$ .

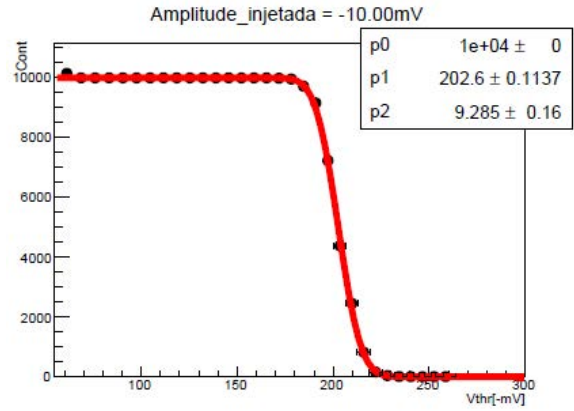


Figura 18: Gráfico de contagem x *threshold* para pulso de entrada de  $-10mV$ .

Os parâmetros dos gráficos para diferentes amplitudes injetadas são dados por:

- Parâmetro p0: informa o valor máximo de contagem, fixado em 10000 (frequência da fonte);
- Parâmetro p1: o valor médio da amplitude do sinal;
- Parâmetro p2: o desvio padrão ( $\sigma$ ) do ruído.

Sabemos que três desvios padrões cobrem cerca de 99,7% do conjunto de probabilidade, multiplicando cada desvio padrão por 3, teremos uma amplitude de ruído de até  $31,14 \pm 0,51mV$  para um sinal de entrada de  $-5mV$ ,  $33,45 \pm 1,09mV$  para um sinal de entrada de  $-7mV$  e  $27,86 \pm 0,48mV$  para um sinal de entrada de  $-10mV$ , sendo estes tanto negativo quanto positivo. Dessa forma, teremos a amplitude máxima do ruído de  $62,28 \pm 1,02mV$ ,  $66,90 \pm 2,18mV$  e  $55,71 \pm 0,96mV$  pico a pico, respectivamente, para este canal.

Na Figura 19, podemos observar um gráfico referente à média de todos os canais, apresentando o valor médio da amplitude do sinal de saída versus a amplitude injetada. Os valores se aproximam a uma função do 1º Grau, demonstrando que a amplitude do sinal de saída é linearmente proporcional à amplitude do sinal de entrada, onde o coeficiente angular da função representa o ganho e a constante seria o *offset* do circuito.

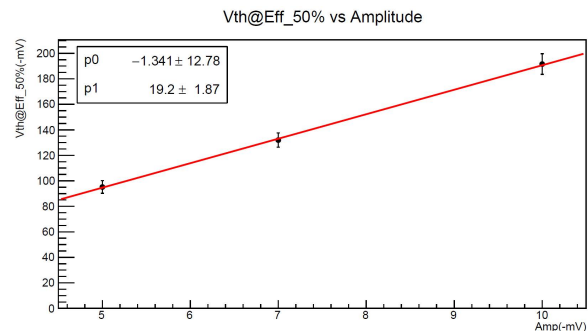


Figura 19: Gráfico de valor médio da amplitude do sinal versus Amplitude Injetada.

Na Figura 20, foi realizado um gráfico referente à média de todos os canais, contendo o valor médio da amplitude do sinal de saída versus o desvio padrão ( $\sigma$ ) do ruído, também chamado de ruído equivalente (*ENV*). Assumimos que o ruído não sofre influência da amplitude do sinal de entrada, logo, aplicamos seu ajuste segundo à função polinomial de grau zero.

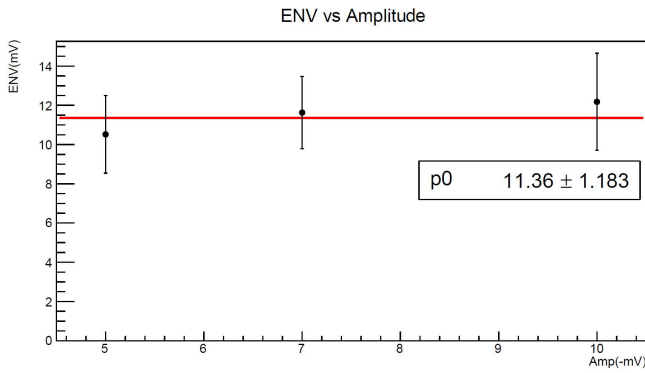


Figura 20: Gráfico de desvio padrão ( $\sigma$ ) do ruído versus valor médio da amplitude do sinal.

Na Tabela I, são apresentados os resultados com seus respectivos desvios padrões.

Tabela I: Tabela de caracterização da eletrônica de *front-end*.

| Canal | ENV( $\sigma$ ) [mV] | Offset [mV]  | Ganho Médio  |
|-------|----------------------|--------------|--------------|
| 0     | 10,92 ± 0,74         | 7,42 ± 0,33  | 21,38 ± 0,04 |
| 1     | 10,27 ± 0,94         | 4,73 ± 0,27  | 20,71 ± 0,03 |
| 2     | 10,47 ± 1,22         | 0,33 ± 0,23  | 19,49 ± 0,03 |
| 3     | 9,90 ± 1,19          | -0,86 ± 0,22 | 19,15 ± 0,03 |
| 4     | 10,35 ± 0,54         | 1,47 ± 0,23  | 19,37 ± 0,03 |
| 5     | 9,48 ± 0,40          | 2,34 ± 0,24  | 19,52 ± 0,03 |
| 6     | 10,83 ± 1,29         | 1,35 ± 0,26  | 19,49 ± 0,03 |
| 7     | 13,91 ± 1,79         | 1,62 ± 1,47  | 19,26 ± 0,16 |
| 8     | 17,01 ± 1,60         | 4,09 ± 0,93  | 18,03 ± 0,16 |
| 9     | 13,59 ± 1,61         | 6,83 ± 1,45  | 18,88 ± 0,21 |
| 10    | 10,74 ± 1,52         | 6,44 ± 0,45  | 18,03 ± 0,06 |
| 11    | 11,49 ± 1,75         | 7,73 ± 0,38  | 19,69 ± 0,05 |
| 12    | 9,71 ± 1,02          | -1,53 ± 0,21 | 19,17 ± 0,03 |
| 13    | 10,61 ± 0,96         | -2,71 ± 0,22 | 19,29 ± 0,03 |
| 14    | 11,26 ± 1,44         | 0,12 ± 0,29  | 18,92 ± 0,04 |
| 15    | 12,52 ± 1,28         | -2,66 ± 0,69 | 18,93 ± 0,12 |
| Média | 11,44 ± 1,96         | 2,29 ± 3,53  | 19,33 ± 0,83 |

Podemos observar que o canal 8 possui um ruído acima dos demais, sendo este de aproximadamente 102mV pico a pico ( $6\sigma$ ) na saída do seu amplificador. Portanto, sinais de entrada de até -5mV são confundidos com seu ruído intrínseco, não podendo ser discriminados.

## 5. CONCLUSÃO

A *front-end* desenvolvida atendeu à todas as necessidades do projeto. Seu baixo custo e flexibilidade a torna vantajosa em relação às *ASICs* (*Application Specific Integrated Circuits*) dedicadas. Entretanto, sua alta densidade de componentes inviabiliza sua utilização em detectores muito acima de 16 canais.

O controle digital de *threshold* funcionou de maneira satisfatória, tornando a utilização de seu controle manual desnecessária e seu circuito dispensável no projeto.

O ruído no circuito depende de um bom aterramento de sua *PCB* (*printed circuit board*), sendo estes aspectos importantes a serem considerados em sua montagem. Além disso, uma fonte de alimentação bem estável e aterrada com o circuito, melhora seu *offset*, podendo variar dependendo do equipamento utilizado.

Com o teste de caracterização desta eletrônica, foi medido um ruído equivalente médio de  $11,44 \pm 1,96$ , *offset* médio de  $2,29 \pm 3,53$  e ganho médio de  $19,33 \pm 0,83$ .

- 
- [1] Núcleo de Comunicação Social - NCS/CCI/CBPF. "Experimento do CBPF é instalado na Antártica", 09 Janeiro 2015, Disponível em: <http://portal.cbpf.br/noticia/experimento-do-cbpf-e-instalado-na-antartica/821> [Acesso em Setembro 2015].
- [2] L. BARBOSA "Técnicas de detecção", Notas de Aula. CBPF, Rio de Janeiro, Brasil, 2004.
- [3] "Phototube Test for MiniPlug Calorimeter" Disponível em: [http://hep.baylor.edu/hatake/miniplug/pmt\\_test.html](http://hep.baylor.edu/hatake/miniplug/pmt_test.html). [Acesso em fevereiro 2017].
- [4] MULTIANODE PHOTOMULTIPLIER TUBE ASSEMBLY H6568, H6568-10, 2001.
- [5] G. Corradi e D. Tagnani, "AMPLIFICATORE CH", 22 Fevereiro 2010.
- [6] G. Corradi e D. Tagnani, "AMPLIFICATORE Fotomoltiplicatore HAMAMATSU H8500," 24 Fevereiro 2010.
- [7] Analog Devices "800 MHz, 50 mW-Current Feedback Amplifier-AD8001," disponível em: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8001.pdf> [Acesso em Dezembro 2015].
- [8] Analog Devices, "Ultrafast Comparators AD96685/AD96687," disponível em: [http://http://www.pa.msu.edu/~edmunds/HAWC/Manuals/feb\\_ad96685\\_96687\\_comparator.pdf](http://http://www.pa.msu.edu/~edmunds/HAWC/Manuals/feb_ad96685_96687_comparator.pdf) [Acesso em Dezembro 2015].
- [9] B. Lawless, Fundamental Digital Electronics, Unit 4 ECL Emitter Coupled Logic. disponível em: <http://www.physics.dcu.ie/bl/digicont.html>
- [10] Analog Devices "4-/6-Channel- Digital Potentiometers-AD5204/AD5206" disponível em: [http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/analogdevices/140808745AD5204.6\\_0.pdf](http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/analogdevices/140808745AD5204.6_0.pdf) [Acesso em Dezembro 2015].
- [11] "8-bit Microcontroller with 4/8/16/32K Bytes In-System Programmable Flash." Datasheet. disponível em: <http://www.atmel.com/Images/doc8161.pdf>. [Acesso em Novembro 2015].
- [12] FLUKE, "Fluke 8845A/8846A-Digital Multimeters," FLUKE. disponível em: [http://support.fluke.com/calibration-sales/Download/Asset/2547535\\_6200\\_ENG\\_A.W.PDF](http://support.fluke.com/calibration-sales/Download/Asset/2547535_6200_ENG_A.W.PDF) [Acesso em Fevereiro 2017].
- [13] Tektronix, "Arbitrary Waveform Generators," disponível em: <http://www.tek.com/datasheet/awg7000-arbitrary-waveform-generator>. [Acesso em Novembro 2015].
- [14] ICEL, "MANUAL DE INSTRUÇÕES DA FONTE DIGITAL MODELO PS-6100," disponível em: <http://www.composul.com.br/images/default/products/8a964-de86a9c57c4b7943fc300e3394a.pdf>. [Acesso em Novembro 2015].
- [15] Tektronix, "MSO/DPO70000 Digital & Mixed Signal Oscilloscope," disponível em: <http://www.tek.com/oscilloscope/dpo70000-mso70000>. [Acesso em Novembro 2015].
- [16] CAEN Electronic Instrumentation, "V1495-General Purpose VME Board," disponível em: <http://www.caen.it/csite/CaenProd.jsp?idmod=484&parent=11>. [Acesso em Dezembro 2015].
- [17] CAEN Electronic Instrumentation, "V1718-VME-USB2.0 Bridge," disponível em: <http://www.caen.it/csite/CaenProd.jsp?idmod=417&parent=11>. [Acesso em Dezembro 2015].
- [18] ROOT Data Analysis Framework, "About ROOT". disponível em: <https://root.cern.ch/about-root>. [Acesso em Abril 2017].
- [19] Wolfram MathWorld, "Normal Distribution," 3 Dezembro 2013. disponível em: <http://mathworld.wolfram.com/NormalDistribution.html>. [Acesso em Dezembro 2015].