



**Universidade do Estado do Rio de Janeiro**  
Centro de Tecnologia e Ciências  
Instituto de Física Armando Dias Tavares

Vitor dos Santos Sousa

**Desenvolvimento de um sistema de detecção de radiação ionizante usando  
um fótdiodo SiPIN**

Rio de Janeiro

2019

Vitor dos Santos Sousa

**Desenvolvimento de um sistema de detecção de radiação ionizante usando  
um fótdiodo SiPIN**

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao Programa de Pós-Graduação em Física, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro.

Orientador: Prof. Dr. Marcelino José dos Anjos

Coorientador: Prof. Dr. Edgar Francisco Oliveira de Jesus

Rio de Janeiro

2019

CATALOGAÇÃO NA FONTE  
UERJ/ REDE SIRIUS/ BIBLIOTECA CTC/D

S725

Sousa, Vitor dos Santos.

Desenvolvimento de um sistema de detecção de radiação usando um fotodiodo SPIIN num módulo integrado / Vitor dos Santos Sousa. - 2019.  
118 f.: il.

Orientador: Marcelino José dos Anjos.

Coorientador: Edgar Francisco Oliveira de Jesus.

Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro,  
Instituto de Física Armando Dias Tavares.

1. Radiação - Dosimetria - Teses. 2. Raios gama - Teses. 3. Raios X - Teses. I. Anjos, Marcelino José dos. II. Jesus, Edgar Francisco Oliveira de. III. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Instituto de Física Armando Dias Tavares. IV. Título.

CDU 539.16

Bibliotecária: Denise da Silva Gayer CRB7/5069

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta dissertação, desde que citada a fonte.

---

Assinatura

---

Data

Vitor dos Santos Sousa

## **Desenvolvimento de um sistema de detecção de radiação ionizante usando um fotodiodo SiPIN**

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao Programa de Pós-Graduação em Física, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro.

Aprovada em 15 de fevereiro de 2019.

Banca Examinadora:

---

Prof. Dr. Marcelino José dos Anjos (Orientador)  
Instituto de Física Armando Dias Tavares – UERJ

---

Prof. Dr. Edgar Francisco Oliveira de Jesus (Coorientador)  
Universidade Federal do Rio de Janeiro

---

Prof. Dr. Joaquim Teixeira de Assis.  
Instituto Politécnico - UERJ

---

Prof.<sup>a</sup> Dra. Catarine Canellas Gondim Leitão  
Instituto de Física Armando Dias Tavares – UERJ

---

Prof. Dr. Davi Ferreira de Oliveira  
Universidade Federal do Rio de Janeiro

---

Prof.<sup>a</sup> Dra. Roberta Gama Leitão  
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Rio de Janeiro

2019

## **DEDICATÓRIA**

A todos aqueles que me ajudaram a chegar até aqui.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil – Código de financiamento 001.

Agradecimentos pessoais ao time de eletrônica do *laboratório*: Danilo Mansur e Diogo da Costa por toda amizade e ajuda durante o desenvolvimento desta Dissertação.

Ao Prof. Marcelino José dos Anjos, pela paciência extraordinária e pelo crédito de transformar a minha vida ao me dar a oportunidade inicial de trabalhar e me especializar em eletrônica, meu objetivo desde criança, e de fazer aquilo que eu mais amo fazer na vida, Física Experimental e Aplicada.

Ao meu Coorientador, Prof. Edgar Francisco Oliveira de Jesus, por se dispor ajudar e participar neste trabalho.

Um reconhecimento também ao professor de Circuitos da UFRJ, Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, pela enorme paciência e motivação em responder perguntas durante toda a pesquisa na área de detectores de radiação. Também por ser um professor, eu me recordo desde a graduação nessa instituição, do tipo que sempre construía artefatos e maquetes para mostrar na prática o funcionamento da física dos circuitos aos seus alunos e da beleza presente nos artefatos de uso diário de grande parte da população, de forma sempre a estimular os seus alunos a buscar o conhecimento e a capacitação. Tal qual o professor Marcelino José dos Anjos, que estimula a aplicação do conhecimento adquirido nas aulas e a meu ver é um entusiasta do método científico e da física experimental, vejo nestes dois indivíduos duas grandes forças motivadoras em minha jornada por aperfeiçoamento profissional.

Ao professor José Roberto Pinheiro Mahon, por ter me concedido a chance de realizar o curso de mecânica quântica novamente, sendo sensível à minha condição de aluno recém egresso de um curso de engenharia.

Aos professores que fazem parte da banca examinadora, Joaquim Teixeira de Assis, Catarine Canellas, Davi Ferreira e Roberta Gama, por terem aceitado o meu convite e por enriqueceram a minha dissertação com preciosas sugestões. Aos professores da Pós-graduação do Instituto de Física da UERJ (PPGF). Também gostaria de agradecer meus familiares e minha namorada Denirre do Lago Avila pela enorme paciência em suportar a forma de ser de um homem da ciência.

Pouco conhecimento faz com que as pessoas se sintam orgulhosas. Muito conhecimento, com que se sintam humildes.

*Leonardo da Vinci*

## RESUMO

SOUSA, V. S. *Desenvolvimento de um sistema de detecção de radiação ionizante usando um fotodiodo SiPIN*. 2019. 118f. Dissertação (Mestrado em Física) - Instituto de Física Armando Dias Tavares, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2019.

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um sistema de medição de taxa de dose instantânea e medidas de raios X, gama e beta utilizando um semicondutor SiPIN num módulo integrado RD2007. O trabalho se concentra na descrição dos diferentes elementos presentes num sistema de detecção com fotodiodo SiPIN, como a tecnologia dos fotodiodos SiPIN, integrador de carga, conformadores e amplificadores de pulso e discriminadores com saída TTL. O trabalho é uma contrapartida para a compreensão dos sistemas de detecção de radiação ionizante utilizando detectores de estado sólido, já que os problemas de resolução de pulso, armazenamento do pulso, fontes de ruído e calibração são elucidados. Neste trabalho também foi feita a comparação entre a solução implementada com o módulo integrado RD2007 e as tecnologias de detecção a gás. Para tal um detector adicional a gás do tipo Geiger-Muller, previamente calibrado, foi utilizado. O interesse principal é comparar a tecnologia de detecção de estado sólido baseada nos fotodiodos SiPIN e os detectores Geiger-Muller. O trabalho também se concentra na elucidação das boas práticas de manuseio ao lidar com circuitos eletrônicos. Tais práticas são imprescindíveis para a manipulação de componentes eletrônicos de alto desempenho e produção de placas, fornecendo a compreensão apropriada dos efeitos da energia estática sobre os componentes eletrônicos que utilizam a tecnologia dos transistores de efeito de campo (JFET e CMOS). Estes últimos são a escolha mais comum para implementação de redes analógicas CR-RC e pré-amplificadores, pois possuem larguras de banda geralmente superiores aos seus pares fabricados com a tecnologia dos transistores bipolares de junção além de uma baixíssima corrente de polarização, que contribuem para a não saturação na saída dos pré-amplificadores implementados com amplificadores operacionais e a possibilidade de altos ganhos de transimpedância. Os altíssimos ganhos de transimpedância são necessários quando da detecção de cargas geradas nos fotodiodos quando da ionização pela radiação, pois estas são realmente pequenas. O trabalho abordou também a programação e uso de um microcontrolador com interface wifi como meio de computação de pulsos digitais emergentes de uma porta lógica CMOS e criação de um servidor de internet embarcado no microcontrolador para medição de fontes radioativas a distâncias seguras. Os resultados obtidos mostraram que o sistema desenvolvido de detecção de radiação baseado num semicondutor SiPIN apresentou bom desempenho em relação aos detectores a gás.

Palavras-chave: Radiação – dosimetria. Raios gama. Raios X. Módulo RD2007.

Microcontrolador nodemcu.

## ABSTRACT

SOUSA, V. S. *Development of a system of ionizing radiation detection using a SiPIN photodiode*. 2019. 118f. Dissertation (Master in Physics) - Physics Institute Armando Dias Tavares, Rio de Janeiro State University, Rio de Janeiro, 2019.

In this work the development of an instant dose rate measurement system and X-ray, gama and beta measurements using a SiPIN semiconductor in an integrated RD2007 module was presented. The work focuses on the description of the different elements present in a SiPIN photodiode detection system, such as SiPIN photodiode technology, charge integrators, pulse amplifiers and amplifiers, and TTL output discriminators. The work is a counterpart to the understanding of ionizing radiation detection systems using solid state detectors, since the problems of pulse resolution, pulse storage, noise sources and calibration are elucidated. In this work a comparison was also made between the solution implemented with the RD2007 integrated module and the gas detection technologies. For this purpose an additional calibrated Geiger-Muller gas detector was used. The main interest is to compare the solid state detection technology based on SiPIN photodiodes and Geiger-Muller detectors. The work also focuses on elucidating good handling practices in dealing with electronic circuits. Such practices are imperative for the manipulation of high-performance electronic components and printed circuit boards production, providing a proper understanding of the effects of static energy on electronic components using field-effect transistors (JFET and CMOS) technology. The latter are the most common choice for the implementation of CR-RC analogue networks and preamplifiers because they have bandwidths generally superior to their peers manufactured with bipolar junction transistors as well as very low bias current, which contribute to the non-saturation at the output of the preamplifiers implemented with operational amplifiers and the possibility of high transimpedance gains. The very high transimpedance gains are necessary when detecting charges generated in the photodiodes when the radiation ionization, because these are really small. The work also addressed the programming and use of a microcontroller with wifi interface as a means of computing digital pulses emerging from a CMOS logic port and creating an Internet server embedded in the microcontroller for measuring radioactive sources at safe distances. The obtained results showed that the developed system of radiation detection based on a SiPIN semiconductor presented good performance in relation to the gas detectors.

Keywords: Radiation – Dosimetry. Gamma Rays. X Rays. RD2007 Module. Nodemcu microcontroller.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 -	Detector G-M com esquema de circuito eletrônico acoplado.....	32
Figura 2 -	Esquema geral de um fotodiodo construído por difusão plana .....	35
Figura 3 -	Modelagem de circuito para pequenos sinais de um fotodiodo.....	36
Figura 4 -	Modelagem do ruído de corrente dos amplificadores .....	39
Figura 5 -	Modelagem de ruído de tensão de um operacional com resistores (configuração não inversora) .....	40
Figura 6 -	Modelagem das capacitâncias de um amplificador diferencial (de ganho $R_f$ $/R_g$ ) .....	40
Figura 7 -	Modelagem da tensão de offset na entrada de um AMPOP .....	41
Figura 8 -	Modelagem de correntes de polarização IBPOS e IBNEG em operacionais.	42
Figura 9 -	Estrutura de um transistor de efeito de campo por barreira de depleção .....	43
Figura 10 -	Circuito integrado LTC1286 integrado a uma unidade microprocessada (MPU) .....	45
Figura 11 -	Esquema geral de um sistema de foto detecção .....	46
Figura 12 -	Modelo clássico de um pré-amplificador de carga .....	46
Figura 13 -	Circuito derivador ativo ideal .....	47
Figura 14 -	Implementação real de um derivador analógico ativo .....	47
Figura 15 -	Uma das formas de implementação mais simples de um detector de pico ...	48
Figura 16 -	Integrador ativo com resistor de realimentação limitador de ganho em DC (RF) .....	49
Figura 17 -	Topologia de circuito de um pré-amplificador com <i>bootstrap</i> .....	50
Figura 18 -	Capacitor de polarização permitindo uma tensão de polarização reversa ao fotodiodo .....	51
Figura 19 -	Modelo de pequenos sinais do pré-amplificador com ruído de tensão do AMPOP .....	52
Figura 20 -	Circuito para cálculo do efeito das correntes de ruído do canal JFET no pré- amplificador .....	53
Figura 21 -	Primeira fonte de ruído de tensão introduzida no circuito .....	54
Figura 22 -	Segunda fonte de tensão de ruído introduzida no circuito .....	55
Figura 23 -	Modelagem do efeito de um ruído de corrente térmico ou shot na junção moduladora do canal na saída $V_o$ .....	56

Figura 24 -	Circuito pré-amplificador sem <i>bootstrap</i> .....	57
Figura 25 -	Um derivador seguido de três integrados ativos numa rede CR-RC .....	58
Figura 26 -	Esquemático de circuito no LTSPICE com opções de simulação .....	61
Figura 27 -	Placa metálica condutora com fio verde ligado ao terra do laboratório .....	62
	A verificação da impedância resistiva entre o operado e o terra do	
Figura 28	laboratório deve ser periódica. No multímetro é mostrado o valor de 1,022	63
	MΩ .....	
Figura 29 -	Aterramento do ferro de solda também é necessário .....	64
Figura 30 -	Forma de manuseio quando da confecção de testes com circuito alimentado	65
Figura 31 -	Definição dos sinais entre os pads dos diferentes components .....	66
Figura 32 -	Um circuito é obtida após o comando “ <i>autorouting</i> ” de forma automática ..	67
Figura 33 -	Sub menu DRC que define as regiões do auto roteamento, opção clearance	68
	.....	
Figura 34 -	Esquemático da parte interna do módulo integrado .....	69
Figura 35 -	Circuito implementado para medição visual da intensidade de radiação	70
	recebida em função da frequência dos pulsos de um led .....	
Figura 36 -	Início da montagem em placa do circuito medidor de dose com RD2007 ....	71
Figura 37 -	Circuito esquemático do circuito detector de radiação com RD2007 (a des-	72
	crição das siglas das portas dos componentes é mostrada no anexo C .....	
Figura 38 -	O detector de radiação: montagem finalizada e preparado para os testes e	73
	calibração .....	
Figura 39 -	Imagem da interface wifi usada para medições à distância .....	73
Figura 40 -	As fontes de radiação utilizadas nos testes do detector: Am-241, Cs-	75
	137, manta de lampião, amostras de incrustações (A e B) .....	
Figura 41 -	Arranjo experimental para as medidas de calibração usando a fonte de Cs-	77
	137 e o monitor Geiger .....	
Figura 42 -	Os monitores utilizados nas medidas de taxa de doses .....	78
Figura 43 -	Medidas de taxa de dose usando a fonte de Cs-137.....	79
Figura 44 -	Verificação do <i>bootstrap</i> para as frequências de 1,33MHz e 133kHz .....	86
Figura 45 -	Verificação do pulso de saída do RD2007 (obtido a partir do terminal	87
	“out” da figura 37 .....	
Figura 46 -	Operação de alargamento de duração de pulso pela porta CMOS, de modo	88
	a permitir o processamento do sinal pelo microcontrolador nodemcu .....	

Figura 47 - Medida da corrente consumida total pelo circuito implementado ..... 89

## LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 -	Representação da curva característica dos detectores a gás .....	29
Gráfico 2 -	Comportamento de corrente de escuro reversa e capacitância parasita do fótdiodo OPF420 .....	37
Gráfico 3 -	Curva característica de um fótdiodo sob diversas intensidades luminosas .....	37
Gráfico 4 -	Contagens por segundo em relação à variação de dose recebida por hora para Am-241, Cs-137, Co-60 .....	69
Gráfico 5 -	Resposta do sensor em relação às doses em mSv/h .....	70
Gráfico 6 -	Função de transferência obtida no papel para o ruído de tensão entrada do pré-amplificador .....	80
Gráfico 7 -	Função de transferência de tensão para ruído de tensão de entrada do pré-amplificador simulada .....	81
Gráfico 8 -	Função de transferência de ruído de corrente no canal do JFET obtida no papel .....	82
Gráfico 9 -	Função de transferência do ruído de corrente no canal do JFET simulada .....	82
Gráfico 10 -	Função de transferência obtida no papel para a situação da figura 21 .	83
Gráfico 11 -	Função de transferência simulada para a situação da figura 21 .....	83
Gráfico 12 -	Função de transferência obtida no papel para situação da figura 22 ....	84
Gráfico 13 -	Função de transferência do simulador para a situação da figura 22 .....	84
Gráfico 14 -	Função de transferência obtida no papel para a situação da figura 23 .	85
Gráfico 15 -	Função de transferência simulada obtida para a situação da figura 23..	85
Gráfico 16 -	Reta de calibração usando o detector Geiger e uma fonte de Cs-137..	90
Gráfico 17 -	Reta de calibração associada ao detector baseado no sensor RD2007..	90

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 -	As principais características físicas das fontes utilizadas .....	76
Tabela 2 -	Características dos detectores utilizados neste trabalho .....	78
Tabela 3 -	Comparação entre os valores obtidos experimentalmente e a previsão teórica .....	91
Tabela 4 -	Resultados obtidos de taxa de dose para as fontes de Cs-137 e Am-241 .....	92
Tabela 5 -	Resultados obtidos de taxa de dose para a manta de lampião, incrustações A1 e A2 .....	93

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AC Sweep</i>	Tipo de simulação computacional de circuitos onde um modelo de pequenos sinais é calculado no entorno de uma configuração de polarização.
AMPOP	Amplificador Operacional.
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i> .
Bq	Becquerel, unidade do sistema internacional de atividade radioativa que representa uma transmutação atômica por segundo.
CCD	<i>Charged-coupled devices</i> , um sensor semicondutor para captação de imagens formado por um circuito integrado que contém uma matriz de capacitores acoplados.
CI	Circuito Integrado.
Ci	Curie. Unidade de atividade radioativa criada em homenagem à madame Curie, que equivale a $3,7 \times 10^{10}$ decaimentos por segundo.
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Silicon</i> . Paradigma atual para implementação de computadores e circuitos integrados de altos desempenhos.
DC	<i>Direct Current</i> . Diz-se do tipo de sinal de corrente (e por consequência tensão) que possui frequência nula.
DRC	<i>Design Rules Checker</i> .
EAGLE	Software de manufatura de placas de circuitos impressos.
eV	Elétron-volt.
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i> . Resolução em energia de um detector, distância mínima teórica passível de resolução entre dois picos numa aplicação de espectrometria.
GBW	Produto Ganho Banda ( <i>Gain Bandwidth Product</i> ).
GEANT4	<i>Geometry and Tracking 4</i> . Software de simulação de passagens de partículas pela matéria.
G-M	<i>Geiger-Muller</i> .
Gy	Gray, unidade de medida de dose radioativa absorvida.
IN-	Terminal de entrada negativo de um amplificador operacional diferencial.
IN+	Terminal de entrada positivo de um amplificador operacional diferencial.
I <sub>PD</sub>	Corrente fotoelétrica gerada pelos campos elétricos das barreiras de

	depleção e radiações ionizantes nos fotodiodos.
JFET	<i>Junction Field Effect Transistor.</i>
K	Kelvin, unidade de medida de temperatura.
kHz	<i>Quilo Hertz</i>
LED	<i>Light Emission Diode.</i>
LTSPICE	<i>Technology Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis.</i>
MHz	Mega Hertz.
MOSFET	<i>Metal Oxide Field Effect Transistor.</i>
MPU	<i>Micro Processed Unit.</i>
NOR	Função lógica booleana implementada pela negação da função lógica booleana OR.
PCB	<i>Printed Circuit Board.</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso.
RMS	<i>Root mean square.</i> Média quadrática de potência.
SiPIN	Silício PIN (região com dopagem p + silício intrínseco + região com dopagem n).
W	Valor médio (eV/par elétron-ion) para um dado gás.
$\alpha$	Partícula alfa.
$\beta$	<i>Partícula beta.</i>

## SUMÁRIO

	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	18
1	<b>LEVANTAMENTO BIBLIOGRÁFICO</b> .....	20
2	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	29
2.1	<b>Detectores a gás e semicondutores</b> .....	29
2.1.1	<u>Câmaras de ionização</u> .....	30
2.1.2	<u>Contadores proporcionais</u> .....	31
2.1.3	<u>Contadores Geiger-Muller (G-M)</u> .....	32
2.1.4	<u>Detectores semicondutores</u> .....	33
2.2	<b>Componentes eletrônicos presentes num sistema com fotodiodo SiPIN</b> .....	34
2.2.1	<u>Fotodiodos</u> .....	34
2.2.2	<u>Amplificadores operacionais</u> .....	38
2.2.3	<u>JFETs</u> .....	43
2.2.4	<u>Conversor analógico digital</u> .....	44
2.3	<b>Esquema geral de um sistema de espectrometria e análise de radiação</b> .....	45
2.3.1	<u>O pré-amplificador de carga</u> .....	46
2.3.2	<u>O circuito derivador analógico ativo</u> .....	47
2.3.3	<u>O detector de pico ativo</u> .....	48
2.3.4	<u>O circuito integrador ativo</u> .....	49
2.4	<b>Modelagem na frequência de um sistema de detecção</b> .....	50
2.4.1	<u>Equações na frequência de um pré-amplificador com JFET</u> .....	50
2.4.2	<u>A saturação em detectores como uma aplicação da distribuição de Poisson</u> .....	57
2.4.3	<u>A rede CR-RC formadora de pulsos como um filtro passa faixa</u> .....	58
2.5	<b>Relação entre a taxa de exposição (X) e a atividade da fonte (A)</b> .....	59
3.	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b> .....	61
3.1	<b>O software de simulação de circuitos - LTSPICE</b> .....	61
3.2	<b>Montagem de aterramento na manipulação dos circuitos</b> .....	62
3.3	<b>O software EAGLE e o processo de desenho de um layout de PCB</b> .....	65
3.4	<b>O circuito integrado detector, pré-amplificador e discriminador RD2007.</b> .....	68
3.5	<b>Esquemático e meio de implementação do circuito</b> .....	71
3.6	<b>Montagem final do circuito e partes relevantes</b> .....	72
3.7	<b>Calibração e fontes de testes</b> .....	74
3.7.1	<u>Arranjo experimental para as medidas de taxa de dose</u> .....	76
	<b>RESULTADOS</b> .....	80

<b>CONCLUSÕES FINAIS E SUGESTÕES</b> .....	94
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	96
<b>APÊNDICE A</b> – Ruídos em circuitos eletrônicos .....	100
<b>APÊNDICE B</b> – Cálculo das funções de transferência teóricas .....	102
<b>APÊNDICE C</b> – Códigos fonte do microcontrolador e no octave .....	109

## INTRODUÇÃO

Dois usos são bastante comuns para os detectores de radiação ionizantes: A espectrometria e a medida da quantidade de energia absorvida ou incidente em um dado objeto de interesse (dosimetria). A espectrometria é muito importante nas técnicas analíticas e se presta a entender a composição elementar de forma qualitativa e quantitativa dos materiais. Já os dosímetros estão sempre relacionados à preocupação existente no que tange os efeitos determinísticos e estocásticos das radiações ionizantes. Os dosímetros são geralmente usados para prevenção de acidentes e como equipamentos de segurança, mas também são necessários sempre que existem interesses sobre a caracterização de um campo radiação ou por exemplo, de forma mais prática, na determinação da meia vida de um radionuclídeo. Ao longo da história das ciências radiológicas muitos materiais foram utilizados para a detecção e quantificação espectral de uma fonte radioativa. Como por exemplo detectores Geiger-Muller, proporcionais, câmaras de ionização, cintiladores acoplados a fotomultiplicadoras e, mais recentemente, os detectores de estado sólido baseados na tecnologia dos fotodiodos SiPIN. O estudo destas diversas tecnologias mostra que sempre é por intermédio do aproveitamento da propriedade ionizante da radiação que se consegue obter informações relevantes sobre os espectros ou intensidade das fontes radioativas.

### Objetivos:

O objetivo principal deste trabalho foi desenvolver um sistema de detecção de radiação compacto usando um módulo integrado RD2007 que pode funcionar como um contador.

### Objetivos específicos:

- a) Equacionar o problema da detecção de radiação por um fotodiodo silício PIN do ponto de vista das equações, dos circuitos e exibir simulações computacionais que corroborem com a teoria,
- b) Apresentar o funcionamento do fotodiodo pré-amplificador, amplificador e discriminador de pulsos integrado RD2007. Bem como do sistema no qual está inserido, relatando a função de cada componente de forma detalhada.
- c) Implementar um medidor de taxa de dose com o RD2007 usando um

- d) microcontrolador nodemcu, bem como uma interface web para acessá-lo à distância.
- e) Comparar o contador desenvolvido com um detector Geiger-Muller.

O desenvolvimento deste trabalho está dividido em capítulos com os seguintes tópicos:

- a) Capítulo I: Levantamento Bibliográfico.
- b) Capítulo II: Fundamentação Teórica.
- c) Capítulo III: Materiais e Métodos.
- d) Capítulo IV: Resultados.
- e) Capítulo V: Conclusões e sugestões.

## 1. LEVANTAMENTO BIBLIOGRÁFICO

Mckinney et al. (1994), no final do sec. 20, já relatavam o uso crescente de fotodiodos PIN em várias aplicações na área médica. Naquele momento, os detectores a gás (Câmaras de ionização) estavam sendo usadas para monitoramento de reagentes, porém, limitações espaciais estavam desafiando a manutenção de sua utilização. Portanto, a necessidade do uso de sensores compactos para monitoração de radiação ionizantes estava ficando evidenciada e viabilizando o uso de detectores semicondutores, que, demandavam somente atenção no que concerne a espessura, área de superfície, ângulo sólido e ruídos de detecção como requisitos para aplicação e confiabilidade. Os autores validaram o uso de alguns fotodiodos PIN da Hamamatsu de grandes dimensões como instrumentos de detecção razoáveis para muitas aplicações de dosimetria. Conseguindo obter boa resposta na medição dos raios gama gerados pelos *containers* radioativos. Relataram que, especialmente, o fotodiodo S1723-04, que possuía uma área sensível de 10 mm X 10 mm, superou suas expectativas, obtendo desempenho, quando utilizado em sua instrumentação nuclear, muito além do mínimo necessário esperado.

Ramírez-jiménez et at. (2006) em um trabalho apresentado numa conferência do *American Institute of Physics* relatam as muitas aplicações de fotodiodos SiPIN e algumas comparações com os detectores Si-Li. Enfatizando a importância dos fotodiodos SiPIN em aplicações de espectroscopia de raios X, gama e partículas carregadas. O trabalho detalha as principais necessidades quando do uso de fotodiodos juntos com pré-amplificadores, as relações entre o sinal detectado e os ruídos dos pré-amplificadores utilizados em conjuntos com os fotodiodos. Mostrando a importância da tensão de polarização reversa como forma de aumentar a sensibilidade de detecção dos pulsos e como meio para aumentar a relação sinal ruído na saída dos integradores de carga. Relatam a necessidade de uso de pré-amplificadores com baixo ruído e capacitância de entrada (vista pelo fotodiodo) de pequeno valor e a importância de um casamento de impedâncias do fotodiodo e do pré-amplificador como condição para boa relação sinal ruído na saída deste primeiro estágio. Para isto, citam o uso comum de um transistor de efeito de campo, o *junction field effect transistor* (JFET), como um dispositivo de entrada para o sinal do fotodiodo e o papel relevante dos estágios de amplificação que vem em seguida ao pré-amplificador. Estes estágios, segundo os autores, são responsáveis por selecionar uma banda ótima para o sinal do sistema (fotodiodo + pré-amplificador) de forma a conseguir uma melhor, ainda, relação sinal ruído. Mostrando que a

saída dos amplificadores responsáveis por esta seleção de banda é sempre um pulso analógico cuja altura varia em função da energia da radiação detectada. Um tópico interessante é mencionado: O que trata do estrago que a radiação ionizante causa em estruturas semicondutoras, sendo o aumento da corrente de fuga (*leakage current*) e da tensão direta mínima necessária para um aumento dramático da corrente direta (*forward current*) podendo ser usada para a compreensão da dose de radiação. Na parte de aplicações na indústria aeroespacial citam projetos de pesquisa onde fotodiodos SiPIN foram utilizados, como: Experimento *Cosmic-Ray Effect and Activation Monitor (CREAM)*, *Cosmic Particle Experiment (CPE)*, *Total Dose Experiment (TDE)*, *Cosmic-Ray Effects and Dosimetry (CREDO)* e a aplicação de microfluorescência de raios X na missão *Pathfinder* de 1997, onde espectros de rochas marcianas foram analisadas com o uso de detectores SiPIN.

Oliveira et al. (2008) implementaram comparações de desempenho entre quatro fotodiodos: SFH205, SFH206, BPW34 e BPX90. Eles relatam que a comparação teria uma abordagem atrativa para o desenvolvimento de dosímetros eletrônicos de baixo consumo de energia e portáteis para medida direta de dose de radiação em tempo real. Discutem que num diodo SiPIN os fótons de baixa energia são absorvidos na região intrínseca preferencialmente por efeito fotoelétrico, enquanto fótons de alta energia também são absorvidos na mesma região, porém preferencialmente por espalhamento Compton. Em ambos os casos contribuindo para geração de fotocorrentes. Descrevem a importância da dependência da capacitância parasita dos fotodiodos em relação à concentração de dopantes e o tamanho ou volume do detector. Realizam, a critério de comparação entre os fotodiodos, testes de repetibilidade e reprodutibilidade. Os testes de repetibilidade forneceram, exceto para o fotodiodo SFH206, um desvio padrão menor que 1,8 %. Os testes de reprodutibilidade consistiram em 10 medições no intervalo de 3 minutos para cada um dos componentes durante 5 dias seguidos. Valendo-se dos resultados e da metodologia de controle radiológico *beam-safe*, que usa a categorização das diferentes intensidades ou taxas de doses indicaram o fotodiodo BPW34 com o melhor desempenho, mostrando variações de repetibilidade e reprodutibilidade menores que 1,6 %.

Ramírez-jiménes (2008) realizou uma interessante comparação entre fotodiodos SiPIN operados na temperatura ambiente e um detector Si-Li resfriado a nitrogênio líquido. Apresentaram os conceitos principais para a construção de um pré-amplificador para o diodo SiPIN no intuito de realizar medições à temperatura ambiente. Relataram a necessidade de

operar o diodo SiPIN com uma tensão reversa suficientemente alta para permitir um avanço suficiente da zona de depleção ao longo da espessura do dispositivo de forma a este possuir uma sensibilidade mínima aceitável à radiação ionizante, mostrando a relação linear que existe entre a energia do fóton absorvido e a carga gerada na barreira de potencial. Fez considerações importantes sobre a polarização dos diodos como a necessidade de se utilizar uma tensão reversa que propicie simultaneamente a obtenção de uma capacitância mínima e uma corrente máxima aceitável de escuro. Utilizaram uma tensão reversa de 65 V e, conseqüentemente, uma corrente de escuro de polarização de 700 pA. Viu, então, a possibilidade de utilizar o fotodiodo à temperatura ambiente, desde que um pré-amplificador de baixo ruído e baixa capacitância de entrada fosse utilizado em conjunto. Conseguiu medir o intervalo de energias passíveis de detecção pelo semiconductor, afirmando que o limite inferior é definido pela espessura da janela de detecção e o superior se encontra em torno de 60 quilo elétron-volts (keV), onde a eficiência de detecção é aproximadamente 2 %. Tendo chegado a estes valores ao medir espectros de fontes radioativas conhecidas (Cd-109, Fe-55, Am-241). Segundo o autor, os detectores semicondutores são bastante sensíveis e a relação deles com seus pré-amplificadores geralmente definem as quantidades de ruído presentes em um sistema de espectrometria de raios X. Portanto, o pré-amplificador deve ser constituído e dimensionado da melhor maneira possível. No caso do uso como pré-amplificador afirma, ainda, que geralmente um transistor de efeito de campo possa ser usado como dispositivo de entrada, sendo utilizado (classicamente) um capacitor de realimentação de baixíssima capacitância em paralelo com um resistor de grande valor. Mas isto introduziria muito ruído térmico devido ao alto valor necessário deste resistor. Uma solução típica, então, disponível para o problema do ruído térmico introduzido por este resistor seria a utilização de uma realimentação óptica com o acionamento de um led e chaveamento conseqüente de um fototransistor (JFET acionado por luz). Na parte referente aos detectores Si-Li afirmam que, embora estes sejam normalmente usados para análises de espectro de raios X devido à excelente resolução em energia *full width at half maximum* (FWHM) e boa eficiência de detecção no intervalo entre 1-100 keV, os fotodiodos SIPIN apresentam desempenho equivalente e vantagens interessantes relacionadas ao custo e às suas dimensões.

Khazhmuradov et al. (2012) em seu artigo “*PIN photodiodes for gama radiation measurements*” explicam que os detectores Geiger Müller, possuem limitações devido à baixa sensibilidade quando usados na condição de detectores compactos. Entretanto, são bastante comuns para aplicações em dosimetria. No entanto estão sendo substituídos pelos fotodiodos

SiPIN devido às baixas tensões de operação destes dispositivos e alta portabilidade. Enquanto os fotodiodos são construídos para possuírem altas sensibilidades à luz visível e ou radiação infravermelha, eles também são capazes de registrar raios X e raios gama de baixas energias. O artigo descreve um estudo cuja proposta mais importante é estudar o fotodiodo BPW34 como uma alternativa aos detectores compactos Geiger Müller. Afirmaram, entre outras coisas, que o fotodiodo BPW34 é usado como fotointerruptor e descreve uma situação testada onde raios gamas do Am-241, correspondentes a 59,54 keV, geraram uma excitação de 2,6 fC de carga no fotodiodo. Nesta situação constataram que um circuito capaz de evidenciar tamanha baixa carga precisaria de uma enorme impedância de entrada, e que amplificadores com entrada de JFET são sempre a escolha ideal, pois possuem sempre melhores características com base nestes critérios. Daí então terem construído um circuito de detecção com base em um JFET de baixo ruído na configuração seguidora de fonte (*source follower configuration*). Polarizando o BPW34 inversamente com 40 V (na qual sua capacitância de 10 pF junto com a capacitância entre a porta e a fonte do JFET 2SK152 de 2 pF foram somadas de 12 pF). Obtiveram um pulso de tensão de 0,17 mV. Enviando a informação da tensão para a saída do JFET (na fonte), mandando o sinal por uma rede analógica composta de um derivador e dois integradores e um amplificador diferencial, fornecendo todo a rede de amplificadores operacionais, ganho de 2000 na banda de interesse. O circuito implementado com BPW34 e o JFET, por apresentar capacitância de entrada muito baixa, foi coberto com uma folha de cobre de 35  $\mu\text{m}$  no intuito de barrar completamente a luz visível, infravermelha e ultravioleta e também, este isolamento, para evitar interferências elétricas por indução eletromagnética. Os autores, ainda utilizaram o software GEANT4 (que é um software de simulação interação de partículas com a matéria) para simular a absorção no diodo BPW34. Desenvolvendo um modelo sólido para o BPW34, puderam prever que o fotodiodo BPW34 seria razoável para uso como um contador de raios gama do Cs-137 (662 keV) e poderia ser usado na espectrometria de raios X com energia inferior a 60 keV. Uma comparação entre o resultado obtido pelo circuito implementado e pelas simulações foi então feito, mostrando boa conformidade.

Andjelkovic et al. (2013) realizaram estudos em um dosímetro de modo de corrente consistindo por um fotodiodo SiPIN como um sensor de radiação e um electrómetro com ajuste de escala automático feito sob medida para a medição em tempo real da resposta do fotodiodo sob a exposição de raios X e radiação gama. A radiação induziu respostas de corrente diretas para cada tipo de fotodiodo com diferentes áreas ativas, da mesma forma

foram também investigadas as respostas de associações em paralelo de três fotodiodos comerciais conhecidos: S1223, BPW34, PS100-6-CER2. Segundo os autores foram realizados cinco experimentos três dos quais foram feitos com cada fotodiodo SiPIN em separado e dois realizados com associações em paralelo: Dois fotodiodos BPW34 em paralelo e quatro BPW34, também, em paralelo. O electrómetro, utilizado com cada uma das configurações dos fotodiodos, e uma fonte de raios gama de  $\text{Co}^{60}$ , registrou relações entre a corrente fotoinduzida e a taxa de dose. E também entre a carga acumulada e a dose total absorvida. Este electrómetro (que consistiu em um aparato construído pelo grupo), controlado por um microcomputador, foi capaz de registrar correntes induzidas de 50 pA até 10  $\mu\text{A}$ , com erro relativo menor do que 2,5 %. Obtiveram grande linearidade entre a corrente medida e as taxas de dose, bem como entre a dose total absorvida, e a carga acumulada em todas as cinco configurações do experimento. Ao final do trabalho foi possível a validação e estimativa da corrente do fotodiodo com base na taxa de dose e na geometria de detecção do fotodiodo (que basicamente consistiu da área ativa e da espessura da região de depleção).

Van der laan et al. (2013) relatam que há uma nova geração de detectores semicondutores para radiação ionizante disponível no mercado para aplicações tanto na indústria quanto na área de saúde. Mostraram que os detectores Si-Li usados em espectrometria de raios X, devido ao custo elevado, grandes dimensões (uso de nitrogênio líquido) inviabiliza completamente o seu uso em sistemas portáteis e em dosimetria pessoal de rotina. Por outro lado, os detectores a gás se mostram ineficientes para detecção de raios X e que uma das melhores opções se mostra com o uso de fotodiodo PIN devido a pequena dimensão, custo e ao funcionamento às temperaturas ambientes. O trabalho também comenta o recente uso de transistores bipolares na detecção de radiação X de baixa intensidade, tendo a desvantagem de apresentar baixa sensibilidade em altas energias. Eles citam também a grande vantagem dos fotodiodos devido a sua baixa energia de operação, pequena massa, volume ocupados e a grande corrente elétrica gerada como resposta à detecção de fótons em relação às já conhecidas câmaras de ionização.

Di Fulvio et al. (2015) em seu artigo *Characterization of a low-cost PIN photodiode for dosimetry in diagnostics radiology* para a revista italiana *Physica Medica* realizaram experimentos de caracterização de um fotodiodo SiPIN comercial da Hamamatsu (S2506-02). Realizaram testes com raios X produzidos por equipamentos de mamografia, além disso, programaram e executaram códigos fontes do MCNPX para implementar simulações monte

Carlo sobre a influência do encapsulamento do fotodiodo no que concerne a detecção de fótons de baixa energia. Obtiveram uma linearidade de resposta para o intervalo de dose entre 0,03-4,5 mGy que pertence ao intervalo de grande importância clínica.

Okhonin et al. (2015) discutem o uso de fotodiodos operando em modo dinâmico, o que notavelmente vai contra a forma tradicional de serem usados com campos elétricos estáticos reversos e pulsos de corrente que são variáveis em função da amplitude da energia de excitação. Introduziram um novo conceito de operação de fotodiodos que são usados em um novo modo dinâmico de chaveamento de polarização reversa para direta. Nesta situação a intensidade luminosa que interage com o dispositivo passa a ter seu valor devidamente representado não pela quantidade de carga coletada ou altura do pulso de fotocorrente, mas pelo tempo necessário ao chaveamento do fotodiodo. Sendo o chaveamento marcado pelo aparecimento de uma forte corrente que flui no sentido permitido dos diodos. Segundo o artigo as melhorias que foram realizadas nos fotodiodos ao longo do tempo sempre refletiram a melhoria da geometria de detecção ou a busca de materiais mais apropriados. Porém a abordagem adotada não consegue sanar o problema da impossibilidade de aumentar as pequenas intensidades dos pulsos de correntes obtidos, especialmente para fótons de baixa energia e pequenas intensidades luminosas. Afirmam que fótons de baixa intensidade e de grande comprimento de onda (luzes fracas) as principais fontes de ruído são dadas pelos amplificadores de transimpedância e filtros analógicos, que processam tais pulsos. Uma das saídas relatadas é o uso de fotodiodos com ganho interno (fotodiodos avalanche), porém estes funcionam a altas tensões o que os limita para somente específicas aplicações. Introduzem o conceito de DPD (*Dynamic Photo diode Detector*) como uma alternativa, pois nestes sistemas o intervalo de tempo entre o instante da inversão de sinal de uma tensão sobre o dispositivo e a consequente grande corrente direta traduz a informação da intensidade da luz absorvida. Dentre as muitas vantagens apresentadas por estes dispositivos estão a possibilidade de se medir a corrente direta de forma simplificada (em contraste com a dificuldade de medir pulsos de corrente fracos no modo tradicional). Realizaram experimentos com fotodiodos PIN e constataram que mesmo aqueles que não foram otimizados para funcionar no modo dinâmico, possuem tempos de chaveamento da ordem de 100 ps, o que os torna razoáveis para aplicações em altas frequências (acima de 10 GHz) e também para transmissões de dados a altíssimas velocidades.

Emirhan et al. (2016) construíram um equipamento de imagem por raios X utilizando

um fotodiodo BPW34, um tubo de raios X dental, utilizando uma fonte manufaturada e customizada por sua equipe e diferencial de  $^{60}$  kV (tensão total). Também construíram um amplificador sensível à cargas e um conformador de pulsos para a amplificação dos pulsos gerados pelo BPW34. Além disto este grupo construiu uma unidade de controle de posição de 2 dimensões com o objetivo de mover o aparato de detecção em passos pequenos para medir a intensidade dos raios X absorvidos no objeto a ser processado por imagem. Fizeram uso de uma FPGA *Aessent AES220B* para a transmissão dos dados de imagem pela USB, obtendo, desta forma, imagens de diferentes amostras com qualidade aceitável, apesar do baixo custo do equipamento construído. Fizeram uso da porta paralela de um microcomputador para acionar os movimentos de controle de alta precisão em 2D e também para habilitar a contagem dos pulsos obtidos por um uma configuração lógica implementada na FPGA.

Mohammad et al. (2016) comentam que há um interesse crescente no desenvolvimento de dosímetros eletrônicos baseados em detectores de estado sólido tais como MOSFETs e fotodiodos PIN. Os diodos PIN, segundo os autores, parecem promissores para o desenvolvimento de dosímetros de radiação devido a seu baixo custo, simplicidade dos circuitos eletrônicos de condicionamento, alta acurácia e precisão em um grande intervalo de doses. Especulam sobre a possibilidade de substituição de medidores termoluminescentes (TLDs) pelos fotodiodos PIN em aplicações de radiologia e oncologia e, em geral, dosimetria clínicas. O mesmo artigo cita que Kawasaky et al., estimaram a dose aplicada em pediatria para um tubo de raios X no intervalo de operação entre 60-100 kV utilizando fotodiodos silício PIN. Isto foi feito pela implantação de vários diodos S8385-04 (Hamamatsu) nas posições onde se localizam os órgãos de crianças com o intuito de verificar a dose total recebida pelos órgãos durante uma radiografia de tórax. Por outro lado, Romei et al. testaram o diodo S2506-02 (Hamamatsu) com uma variedade de feixes de raios X, encontrando uma resposta linear em relação à dose absorvida e uma sensibilidade constante em relação à taxa da dose. Mostraram que fotodiodos PIN podem ser utilizados também para procedimentos de diagnóstico a baixas doses devido ao sistema com o fotodiodo testado ter possuído a capacidade de registrar doses tão baixas quanto 2,5 mGy.

Aryioshi et al. (2017) descreveram o desenvolvimento de uma aplicação relacionada a dosimetria em equipamentos de diagnósticos em medicina e que é interessante de se mencionar pela riqueza de informações dadas a respeito da física do estado sólido dos fotodiodos estruturados por entrincheiramento, que se apresentam como passíveis de detectar

raios X com quase 100% de eficiência, a sensibilidade pôde ser até dez vezes melhor quando comparada com sensores de conversão indireta convencionais. Importante lembrar que um fotodetector direto converte os raios X em um pulso de corrente de forma direta, como por exemplo pela interação dos raios X com a barreira de depleção dos fotodiodos SiPIN. Os de conversão indireta por outro lado usam cintiladores para converter raios X em luz visível e aí sim converter a luz visível em cargas elétricas (ou, novamente, pulsos de corrente). Dentre os aspectos relevantes para os autores do artigo: Aumento da sensibilidade dos detectores a fim de evitar altas exposições dos pacientes nos equipamentos de radiodiagnósticos médicos, redução da tensão de operação do fotodiodo no intuito de aumentar a vida útil do componente, conversões diretas, baixo consumo de potência, pequeno tempo de coleta de sinal de carga. Afirmam que em equipamentos médicos é comum o uso do detector indireto com uso de cintiladores e *charge-coupled devices* (CCDs), sendo esta a causa principal para o uso de altas doses de radiação, pois o rendimento da fluorescência no cintilador é de cerca de 10%, e ,também, devido à luz visível convertida ser isotrópica criando imagens de raios X não bem definidas e exigindo altas doses. Argumentam da necessidade de uso de semicondutores formados por elementos de números atômicos elevados como CdTe e HgI<sub>2</sub>, mostrando também que os mesmos, embora possuam altas eficiências de detecção, possuem tempos de coleta de carga muito elevados, tornando-os não interessantes para aplicações em tomografia computadorizada, onde poucas centenas de picosegundos devem ser suficientes. Desta forma, demonstram a predileção por semicondutores de silício devido à alta mobilidade dos elétrons nesses materiais, sendo estes, além de tudo, baratos. O único problema está associado a probabilidade de interação ser pequena para altas energias, problema esse para o qual duas abordagens foram tentadas (sendo uma delas a razão do artigo). A primeira abordagem (segundo os autores) foi com o intuito de aumentar a espessura do fotodiodo para algumas dezenas de milímetros (com a barreira de depleção tomando toda a espessura do semicondutor intrínseco). O que se mostrou insuficiente pelos limites de engenharia necessários, pela impossibilidade de atingir com facilidade concentrações de impurezas no substrato tão altas quanto  $3,0 \times 10^{12} \text{ cm}^{-3}$  e tensões de 600 V. Mesmo tendo atingido tais configurações no silício eles verificaram que tal abordagem aumentou demasiadamente o tempo de coleta de carga e a vida útil do dispositivo. Os autores propuseram então uma topologia de detector de raios X de silício de conversão direta com fotodiodos entrincheirados, o que permitiria o uso do sensor em tensões de polarização de 20V.

Jafari et al. (2018) escreveram um artigo para a revista *Radiation Physics and*

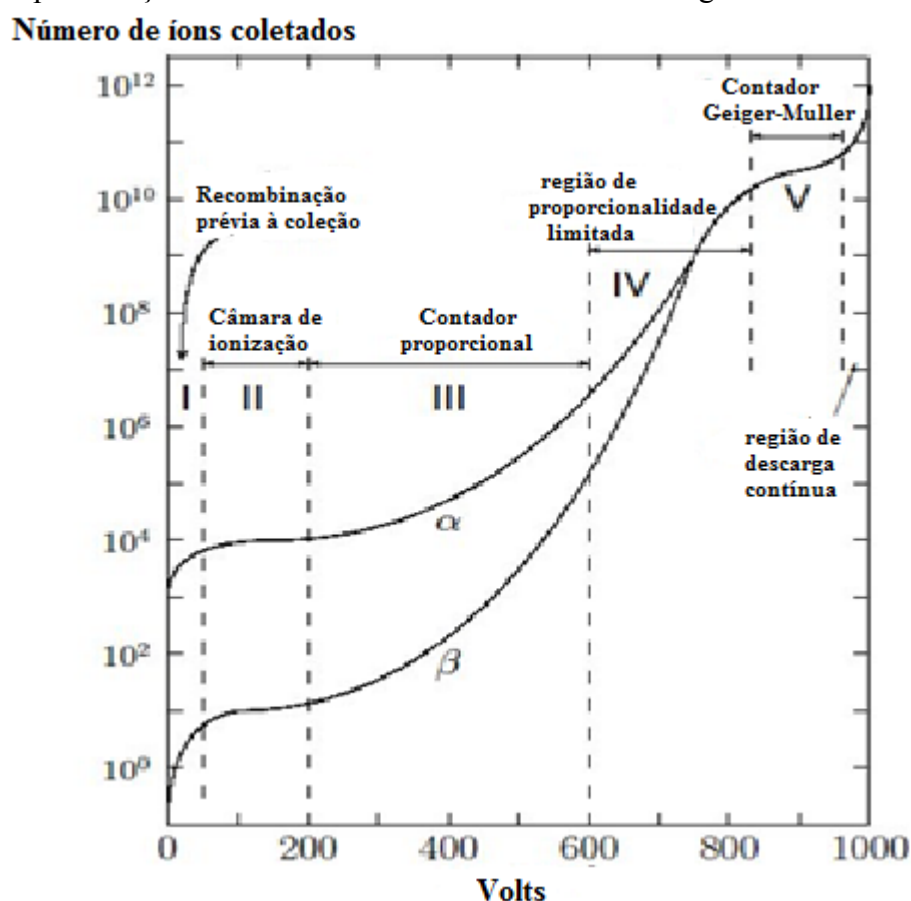
*Chemistry* em que propuseram uma teoria para o fenômeno da degradação dos parâmetros físicos dos fotodiodos SiPIN quando do bombardeio destes materiais por fontes de raios gama, sendo usado no experimento o  $\text{Co}^{60}$ . O fotodiodo escolhido para tal foi o BPX65. Se valendo do modelo analítico do fotodiodo, do software de simulações da física das radiações ionizantes GEANT4 e também do parâmetro NIEL (*non-ionizing energy loss*) fornecido pelo GEANT4 para os raios gama e levando em consideração os mecanismos de degradação pela radiação por intermédio da resolução numérica da equação de Poisson e equações de continuidade associadas, dentro das condições de contorno para o problema e todos os parâmetros e modelos físicos relevantes devidamente equacionados mostraram que o efeito de degradação pela radiação no silício, foi concebido como um fator de correção para o tempo de vida dos portadores minoritários. Os parâmetros operacionais do semiconductor degradado foram comparados com dados experimentais e com os resultados fornecidos por um simulador de materiais semicondutores mais robusto (ATLAS). Conseguiram uma boa concordância entre os dados após escolhas pertinentes dos parâmetros analíticos com boa concordância entre os parâmetros operacionais para uma dose recebida inferior a 5 kGy.

## 2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 Detectores a gás e semicondutores

Detectores a gás se valem do princípio da ionização de suas moléculas e da aplicação de grandes campos elétricos para realizar a medida da radiação ionizante. Foram os primeiros detectores de partículas e radiações que surgiram e ainda hoje são muito usados (KNOLL, 2000). Existem três tipos de detectores a gás bem conhecidos: As câmaras de ionização, os contadores proporcionais e os contadores Geiger-Muller. A principal forma de diferencia-los é por intermédio da curva de tensão aplicada versus número de cargas coletadas. Esta curva é conhecida como a curva característica dos detectores a gás (gráfico 1).

Gráfico 1. Representação da curva característica dos detectores a gás.



Fonte: CASTRO, 2013, p. 199. Adaptada pelo autor.

No gráfico 1 pode-se observar as regiões três regiões de operação dos detectores a gás: A região da câmara de ionização, dos contadores proporcionais e dos contadores G-M. No

gráfico 1 também se observa os diferentes efeitos ocasionados por uma partícula alfa e beta no que tange a recombinação das partículas geradas por suas ionizações no gás. Possuindo as partículas alfa, maior capacidade de produzir recombinações dos seus íons gerados devido ao fato de que liberam toda sua energia num volume espacial menor. As partícula beta, diferentemente, tendem a ionizar espécies gasosas ao longo de um grande caminho, permitindo então a redução da densidade de portadores gerados e conseqüentemente suas recombinações (KNOLL, 2000). Detectores a gás também podem transduzir a presença da radiação de duas maneiras distintas: Utilizando o modo de pulsos ou o modo de corrente (KNOLL, 2000). É sabido também um parâmetro relevante para se conhecer a energia necessária para uma ionização é o primeiro potencial de ionização de átomos e moléculas, Mas na prática, dificilmente este guarda uma relação com o *quantum* de informação que descreve a energia depositada pela partícula que com ela interagiu. Para tal, um valor médio  $W$  é sempre a grandeza que melhor representa a energia mínima que pode ser resolvida. Sendo que este parâmetro está, para a maioria dos gases, no intervalo 25-35 eV (KNOLL, 2000). O problema das recombinações possíveis entre os portadores de carga gerados é mais relevante ainda quando da presença de intensos campos radioativos. Desta forma, algo que caracteriza sempre os detectores a gás são as altas tensões e baixas pressões, pois estas desfavorecem as recombinações no sentido em que proporcionam aos pares gerados um menor tempo de vida no gás e um caminho médio livre maior. (KNOLL,2000).

### 2.1.1 Câmaras de ionização

Câmaras de ionização funcionam com voltagens da região II do gráfico 1. As câmaras de ionização se distinguem dos contadores proporcionais e G-M devido ao seu modo de operação. Como já citado na seção 3.1, este tipo de detector utiliza o modo de corrente para transduzir a intensidade da radiação ionizante que age sobre o gás. Numa condição de estado estacionário, com o espectro e intensidade da radiação incidente constantes no tempo, bem como o gradiente de potencial entre os eletrodos, uma impedância constante passa a existir entre os terminais da câmara e uma corrente constante é medida. O fato do gráfico de recombinações das partículas carregadas na região II do gráfico 1 ser constante se deve ao fato seguinte fato: Para uma dada intensidade e espectro da radiação que age na câmara, a partir da menor voltagem que define o intervalo da região II, o aumento do gradiente de tensão nos elétrodos é incapaz de suprimir qualquer fenômeno de recombinação durante o trajeto das cargas até os eletrodos, pois nenhuma recombinação de fato estará acontecendo.

Com a corrente elétrica (as cargas disponíveis para serem aceleradas) sendo uma constante devido à incapacidade do campo radioativo em gerar mais portadores de carga durante um dado intervalo de tempo. Nesta condição a corrente medida é um parâmetro utilizado para o conhecimento da taxa de ionização das cargas no gás (KNOLL, 2000). Além disto, é necessário um isolante poderoso entre o eletrodo central e o externo (*guard ring*), pois as correntes geradas nestes detectores são tipicamente da ordem de 1 pA ou menores. É feito desta maneira para evitar correntes de vazamento (*leakage currents*) que inviabilizariam completamente as medições por intermédio da introdução, no circuito, de uma impedância paralela que mitigaria a resposta em corrente do sensor. Uma das aplicações mais importantes das câmaras de ionização é na verificação dos níveis de radiação presentes ao ar livre. Nesta aplicação uma fonte de raios gama ou X, ao passarem entre os terminais de um capacitor de placas paralelas exposto a altas tensões permite a existência de descargas elétricas e consequente medição dos níveis de exposição ambientais.

### 2.1.2 Contadores proporcionais

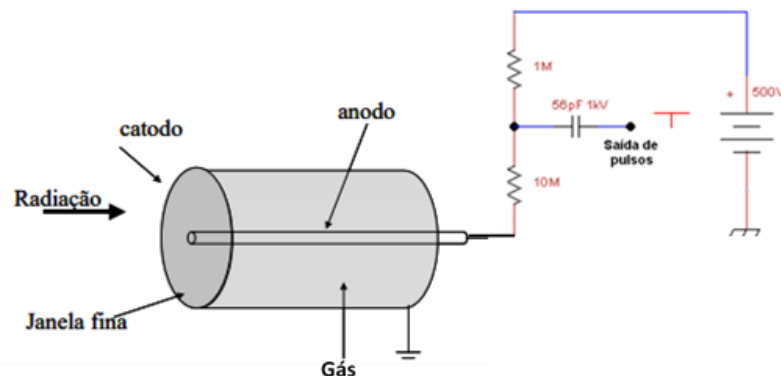
Os contadores proporcionais são detectores a gás introduzidos no final da década de 1940. São operados no modo de pulsos e contam com o fenômeno da multiplicação gasosa para permitir à amplificação do sinal das cargas inicialmente criadas no processo de detecção. São aplicados, principalmente, quando da necessidade de detecção de fótons de raios X de baixa energia e nêutrons. Os contadores proporcionais, representados pela região III do gráfico 1, contam com tal fenômeno, que consiste na capacidade dos portadores gerados pela radiação atingirem outras moléculas neutras durante o percurso, ocasionando novas ionizações devido aos fortes campos elétricos aos quais estão sujeitos. O campo elétrico limiar para o qual tal fenômeno começa a ocorrer está em torno de  $10^6$  V/m. Este fenômeno é descrito pela equação diferencial de *Townsend* que representa o aumento fracional do número de elétrons por unidade de caminho. Uma das características mais importantes dos detectores proporcionais é a capacidade de discriminar a energia do pulso que iniciou o processo de ionização, podendo, a princípio, ser usado para obtenção de espectros de energia. A região número III do gráfico é chamada de região de proporcionalidade limitada. Esta região representa os limites de operação dos detectores proporcionais. Com a tensão muito elevada os elétrons ganham tanta energia entre colisões que um número impraticável de íons positivos são formados. Se a concentração destes íons é muito grande eles continuarão a existir no recipiente que encerra o gás mesmo muito tempo após todos os elétrons terem sido coletados

pelo anodo. Tais íons que permanecem no gás transformam o campo elétrico presente entre os eletrodos, inibindo multiplicações de partículas carregadas adicionais.

### 2.1.3 Contadores Geiger-Muller (G-M)

Os contadores G-M foram um dos primeiros dispositivos usados para detecção de radiação. O G-M foi inicialmente proposto por Hans Geiger em 1913 e aperfeiçoado por Geiger e Walther Muller. Os fenômenos que ocorrem dentro do gás neste tipo de contador são parecidos com os contadores proporcionais, exceto pela maior intensidade do fenômeno de avalanche gasosa, pois geralmente estes detectores são operados a tensões superiores aos contadores proporcionais. A região V do gráfico 1 é onde se localizam os contadores G-M. Sendo o efeito avalanche mais pronunciado neste tipo de contador eventualmente o número de cargas formadas chega a um limite máximo intransponível, onde efeitos de recombinação passam a agir formando um equilíbrio e eventualmente extinguindo as cargas formadas. Os detectores G-M sempre foram a mesma quantidade máxima de cargas para uma dada radiação e portanto, de modo distinto aos contadores proporcionais, não podem resolver o espectro energético da radiação incidente. A principal vantagem deles é possuir boa sensibilidade, pois podem provocar uma grande reação em cadeia de ionização dos átomos do gás para uma única ionização primordial (TSOULFANIDIS, 2015). Detectores G-M, possuem fatores de multiplicação da ordem de  $10^9$ -  $10^{10}$  (KNOLL, 2010). A figura 2 representa esquematicamente os principais constituintes de um detector G-M.

Figura 1: Detector G-M com esquema de circuito eletrônico acoplado.



Fonte: O autor, 2019.

#### 2.1.4 Detectores semicondutores

Detectores semicondutores são de estado sólido e podem ser vistos de uma maneira análoga aos detectores a gás. A diferença principal é que a mudança de condutividade em razão da energia do fóton incidente é devida à geração de pares elétron-lacuna nas barreiras de depleção de fotodiodos (ou fototransistores). Cada material semicondutor intrínseco (puro) dispõe de uma dada energia mínima para a promoção de um elétron da banda de valência para a banda de condução. No silício esse valor é de aproximadamente 1,12 eV. Também existe um valor energético necessário para a formação de um par elétron-lacuna na região de depleção de um fotodiodo. Geralmente este valor é de aproximadamente 3,62 eV. A ionização dos elétrons nas barreiras de depleção dos semicondutores dopados permite a variação por um curto intervalo de tempo da resistência elétrica sobre a junção (devido à liberação de elétrons e lacunas). Lançando tais cargas (elétrons e lacunas) através da barreira e criando uma corrente elétrica minúscula através da mesma (da qual a corrente de lacunas também faz parte). Esta diferença de potencial desenvolvida entre os terminais de um fotodiodo é diretamente proporcional ao valor absoluto das cargas geradas na ionização. Em um detector de silício, a densidade de portadores de carga na região de depleção é da ordem de 100 elétrons ou lacunas por  $\text{cm}^3$ , muito baixa quando comparada à densidade de um material intrínseco, que é da ordem de  $10^{10}$ , permitindo que pares de elétrons e lacunas originários da ionização possam ser discriminados (SILVA, 2016)

Os detectores de estado sólido se distribuem em três tipos de tecnologias de fabricação das quais são derivadas algumas outras. As principais são: Barreira de superfície, junção difundida e implantação iônica. Os de barreira de superfície se caracterizam pelo processo de ionização de um material semicondutor levemente dopado do tipo N pelo ataque contínuo de agentes químicos oxidantes na superfície de finas lâminas. Formando então armadilhas de elétrons nas faces das lâminas que emulam o comportamento de regiões tipo P. Possuem zonas ativas geralmente finas e relevantes para a detecção de partículas carregadas (alfa, prótons e elétrons). Os de junção difundida são produzidos pela aplicação de produtos químicos à base de fósforo em finas lâminas de semicondutor tipo P e posterior aquecimento. O fósforo adentra as camadas mais interiores do semicondutor tipo N por difusão, produzindo por consequência junções PN no material. Em contrapartida os fabricados por implantação iônica utilizam aceleradores de partículas para produzir feixes que bombardeiam os materiais semicondutores sendo possível inclusive o controle da concentração do dopante ao controlar a

energia do feixe Loveland et al. (2006)

É importante falar que as 3 tecnologias de produção de detectores semicondutores acima produzem zonas de detecção de no máximo 2 mm. O desenvolvimento de detectores Ge-Li e Si-Li mudaram este paradigma. Ao difundir íons de lítio na superfície destes detectores até as camadas inferiores se verificou a possibilidade de aumento da espessura das regiões sensíveis dos detectores por um fator entre 2,5 a 4, permitindo então o uso de detectores Ge-Li e Si-Li na detecção de raios gama e raios X de altas energias (TSOULFANIDIS, 2015).

Os detectores SiPIN são constituídos por uma camada superior semicondutora do tipo P, uma camada de semicondutor intrínseco e uma camada inferior do tipo N. Dentre as vantagens do uso de detectores SiPIN está o baixo tempo de resposta a um estímulo de ionização e a grande barreira de depleção que pode ser formada, mesmo para baixas voltagens, em virtude da presença do silício intrínseco não dopado entre as camadas P e N. Uma explicação mais detalhada sobre semicondutores pode ser encontrada no apêndice B.

## **2.2 Componentes eletrônicos presentes num sistema com fotodiodo SiPIN**

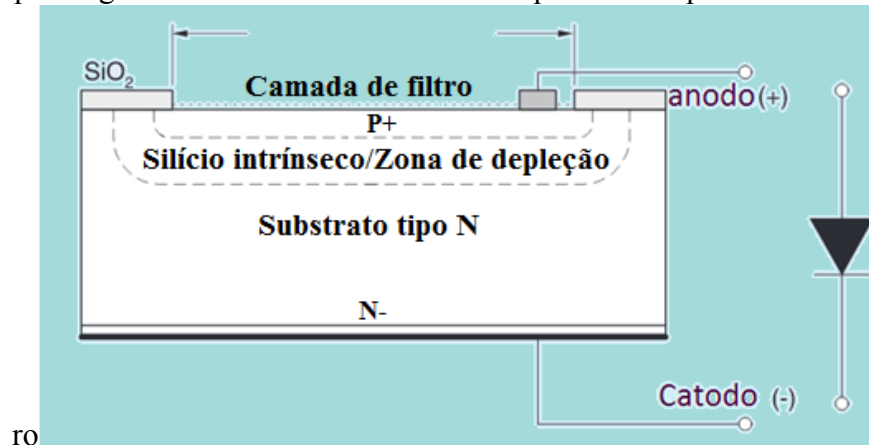
### 2.2.1 Fotodiodos

Fotodiodos são dispositivos semicondutores bastante comuns, formados por um material semicondutor intrínseco (geralmente silício ou germânio) com leves impurezas de materiais tipo P ou N como na figura 2, que representa um fotodiodo/diodo SiPIN. Se uma junção PN reversamente polarizada é iluminada, isto é, exposta à luz incidente, os fótons atingindo a junção provocam rompimento de ligações covalentes, e desta forma a formação de pares elétron-lacuna. O campo elétrico na barreira de depleção conduz as cargas negativas formadas para a região N e as lacunas para a região P, fazendo existir uma corrente reversa através da junção. Os fotodiodos podem funcionar em dois modos de operação: O modo fotocondutivo e o modo fotovoltaico. No que diz respeito à esta dissertação somente o modo fotocondutivo tem importância.

Os símbolos N- e P+ na figura 2 representam terminais com altas dopagens que fazem o interfaceamento entre metais e semicondutores. O silício é um semicondutor com um

espaço energético entre a banda de valência e de condução de 1,12 eV. No zero absoluto todos os elétrons estão preenchendo a banda de valência e nenhum na de condução. Conforme a temperatura aumenta os elétrons começam a aparecer cada vez mais na banda de condução devido à agitação térmica.

Figura 2: Esquema geral de um fotodiodo construído por difusão plana.

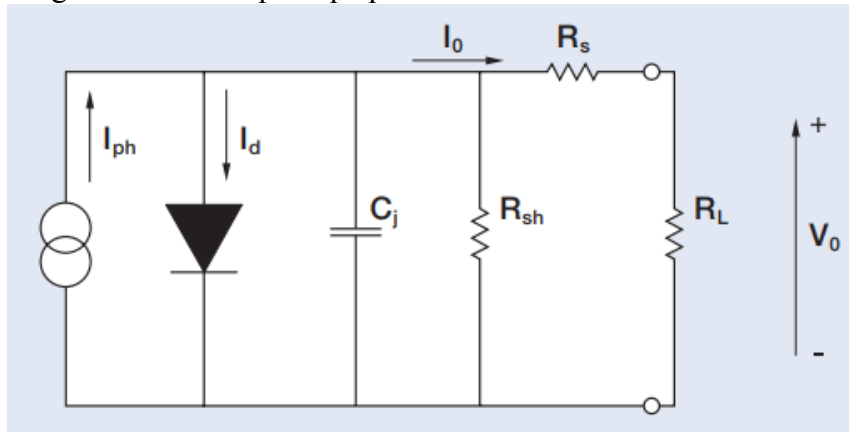


Fonte: O autor, 2019.

Devido a gradientes de concentração os elétrons são difundidos da região N para a região P e as lacunas da região P para N, desenvolvendo voltagens através da junção. Essa difusão resulta numa região com ausência de cargas livres (cargas elétricas na banda de condução). Essa região é chamada de barreira de depleção, a voltagem que se constrói através dela é similar à voltagem construída ao se aplicar uma tensão num capacitor de placas paralelas, exatamente por este motivo fotodiodos apresentam uma capacitância parasita. A radiação é absorvida de forma exponencial em função da distância de penetração no material depletado do detector. Fótons com energias menores que a energia de banda (1,12 eV) não serão absorvidos por possuírem energia menor que a função trabalho do silício.

A modelagem mais comum que se emprega em análise de circuitos elétricos para um fotodiodo é a da figura 3, sendo esse um modelo de pequenos sinais:

Figura 3: Modelagem de circuito para pequenos sinais de um fotodiodo.

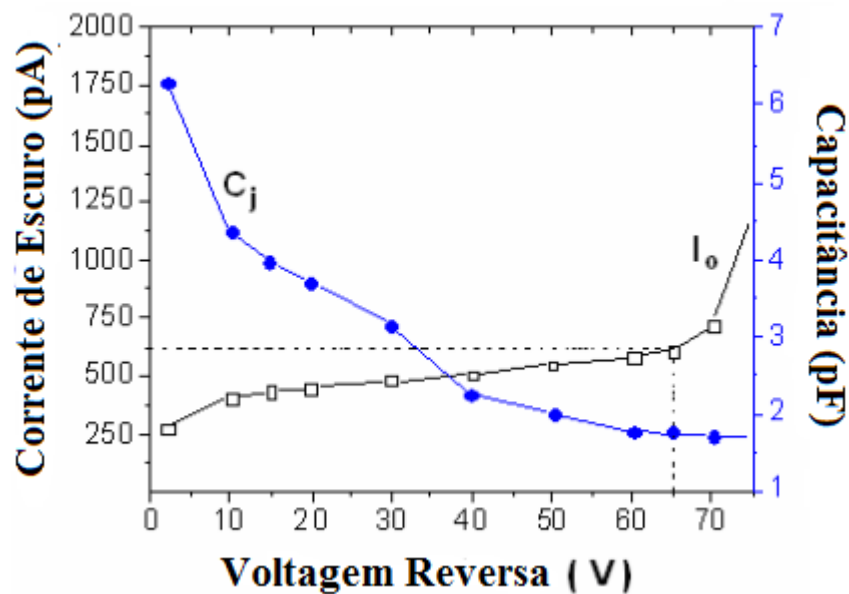


Legenda:  $R_{sh}$  = derivada da curva característica (corrente X tensão) do fótodiodo para  $V=0$ ;  $R_s$  = resistência série de um fótodiodo, que surge da resistência dos terminais metálicos e das zonas não depletadas;  $R_s$  = resistência série de um fótodiodo, que surge da resistência dos terminais metálicos e das zonas não depletadas;  $C_j$  = capacitância parasita para o diodo a uma dada tensão, esta capacitância não é um parâmetro, mas uma função da tensão entre os terminais, sendo proporcional às áreas difundidas e inversamente proporcional à largura da zona de depleção;  $I_{ph}$  = Fonte de corrente ideal que modela a influência luminosa nos diodo. É função da intensidade luminosa incidente e da energia dos fótons;  $I_d$  = corrente de escuro do fótodiodo, geralmente uma função de  $V$  que se assemelha muito às curvas características de diodos comuns.

Fonte: RAMÍREZ-JÍMÉNEZ, 2008, p. 215. Adaptado pelo autor.

No gráfico 2 é exibido o comportamento de variação da capacitância parasita e corrente reversa de escuro para um fótodiodo OPF420 SiPIN (RAMÍREZ-JIMÉNEZ; 2008). É importante observar que usar uma tensão reversa diferente de zero é interessante, pois o fenômeno de detecção ocorre na barreira de depleção e se entende em espessura com aumento de tensão reversa, além de reduzir a capacitância parasita do fótodiodo que, como será visto mais adiante, quanto menor, mais influi na redução do ruído de tensão de saída do pré-amplificador.

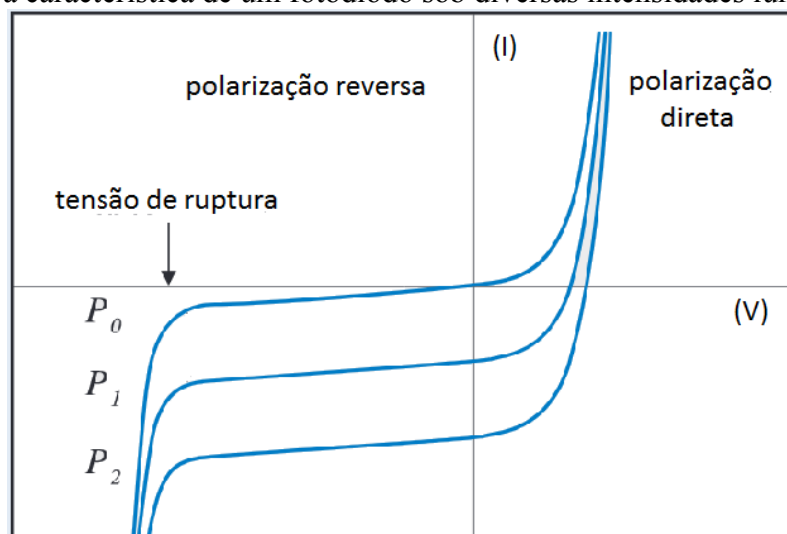
Gráfico 2: Comportamento de corrente de escuro reversa e capacitância parasita do fotodiodo OPF420.



Fonte: RAMÍREZ-JIMÉNEZ, 2008, p. 216. Adaptado pelo autor.

No gráfico 3 é exibido um interessante fenômeno sobre fotodiodos. O eixo y da figura é o eixo da corrente total (corrente devida à criação de pares elétron-lacuna + corrente de escuro) e a tensão (reversa ou direta) está representada no eixo x. É evidente, pelo gráfico, que a intensidade luminosa ocasiona um deslocamento negativo na corrente e este deslocamento é linear e proporcional à intensidade da luz incidente (desde que os fótons desta luz possuam maior energia que a função trabalho da barreira):

Gráfico 3: Curva característica de um fótodiodo sob diversas intensidades luminosas.



Legenda: V = tensão; I = corrente.

Fonte: O autor, 2019.

O que está sendo mostrado no gráfico 3 pode ser facilmente explicado pela modificação na equação de diodo de Shockley (SEDRA; SMITH, 2004), que passa a ter a seguinte forma:

$$I_{total} = I_{sat} * \left( e^{\frac{qV_a}{k_b T}} - 1 \right) - I_{pd} \quad (1)$$

Onde:

$V_a$  = A voltagem sobre o fotodiodo

$k_b$  = A constante de Boltzmann

T = A temperatura absoluta em Kelvins a temperatura absoluta em Kelvins

$I_{sat}$  = A corrente de saturação reversa do diodo. É entendida como a máxima corrente atingida quando um diodo está fortemente reversamente polarizado, pouco antes de atingir a sua ruptura reversa.

$I_{pd}$  = Corrente de fótodiodo, provocada pela ação de uma fonte luminosa sobre sua barreira de depleção.

q = Módulo da carga de 1 elétron ( $1,6 \times 10^{-19}$  C).

Para a modelagem de um fótodiodo ainda é interessante mencionar o a existência de uma corrente ruidosa, do tipo ruído shot (Anexo A), em paralelo com a fonte de corrente ideal (que modela a fotocorrente)  $I_{ph}$  na figura 3.

### 2.2.2 Amplificadores operacionais

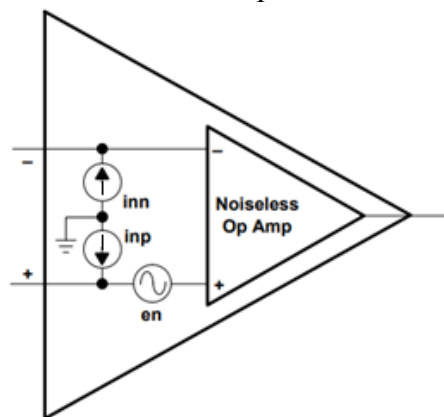
Os amplificadores operacionais talvez sejam os blocos de construção mais usados na eletrônica moderna. Eles possuem uma série de parâmetros relevantes, somente serão citados aqui os mais importantes para o presente estudo. A saber, as características importantes no contexto deste trabalho são:

- a) Densidade de ruído de corrente de entrada  $\left( \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \right)$

- b) Densidade de ruído de tensão na entrada ( $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ )
- c) Capacitâncias de entrada
- d) Intervalo de tensão máximo de operação na entrada (fontes de tensão positiva e negativa de alimentação).
- e) Taxa de Subida *Slew Rate*
- f) Offset de voltagem na entrada ( $V_{os}$ )
- g) Corrente de polarização na entrada ( $I_b$ )
- h) Largura de ganho banda (GBW).
- i) Compensação ou não compensação interna.

Os ruídos de corrente podem ser modelados segundo a figura 4, onde  $I_{nn}$  e  $I_{np}$  são fontes de corrente ruidosas:

Figura 4: Modelagem do ruído de corrente dos amplificadores

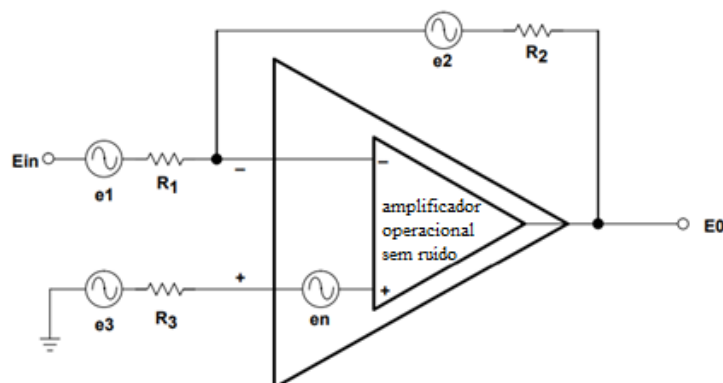


Legenda:  $I_{np}$  = fonte de corrente ruidosa ideal que adentra o terminal positivo do AMPOP;  $I_{nn}$  = fonte de corrente ruidosa ideal que adentra o terminal negativo do AMPOP;  $e_n$  = fonte de ruído de tensão do amplificador operacional.

Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2018. Adaptado pelo autor.

O ruído de tensão também está representado na figura 5. Este último é muito importante para modelagens de amplificadores com altos ganhos de realimentação (como os pré-amplificadores de carga). A figura 8 apresenta a modelagem do ruído de tensão de um amplificador operacional mais as fontes de ruído de tensão dos resistores que implementam a rede de realimentação:

Figura 5: Modelagem de ruído de tensão de um operacional com resistores (configuração não inversora).

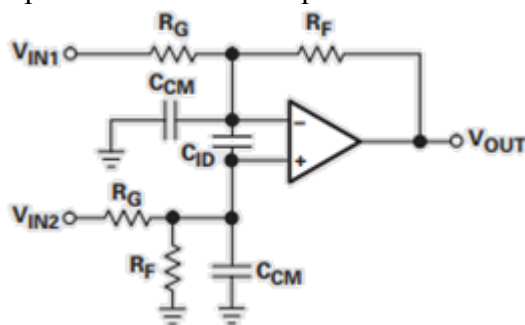


Legenda:  $e_1$  = fonte de ruído térmico de tensão do resistor  $R_1$ ;  $e_2$  = fonte de ruído térmico de tensão do resistor  $R_2$ ;  $e_3$  = fonte de ruído térmico de tensão do resistor  $R_3$ .

Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2018. Adaptado pelo autor.

A capacitância de entrada dos amplificadores operacionais é entendida com duas. Existe sempre uma capacitância de entrada diferencial e uma de modo comum. A figura 6 exhibe suas modelagens na configuração diferencial, sendo  $C_{cm}$  as capacitâncias de modo comum e  $C_{id}$  a diferencial:

Figura 6: Modelagem das capacitâncias de um amplificador diferencial (de ganho  $R_f/R_g$ )



Fonte: O autor, 2019.

A tensão máxima de operação é a tensão máxima que pode ser aplicada entre os terminais de alimentação positivo e negativo do amplificador operacional. Qualquer tensão acima de um limite chamado nas folhas de dados pelo nome de *absolut maximum rating* danifica permanentemente o amplificador operacional, o inutilizando.

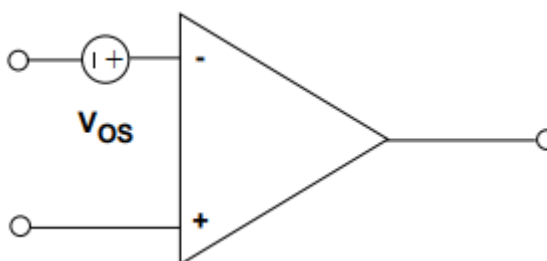
O *slew rate* de um amplificador operacional é a taxa máxima de subida de um sinal em sua saída em relação ao tempo permitida para um dado amplificador operacional. Geralmente

esta quantidade pode ser facilmente medida quando da criação de um sinal senoidal na entrada positiva da configuração não inversora e, em sua saída, é possível observar uma deformação da onda em relação à entrada especialmente quando da amplitude pequena ou zero. Caso a deformação citada aconteça numa dada frequência de interesse (utilizando um gerador de funções para o sinal de entrada) o *slew rate* do amplificador operacional é inapropriado para a aplicação.

$$\frac{d(A\sin(2\pi f t))}{dt} \Big|_{x=0} = A2\pi f \leq SR \quad (2)$$

*Offset* de voltagem na entrada é uma característica extremamente importante também para circuitos com amplificadores operacionais, pois em muitas topologias de filtros (principalmente as com altos ganhos), pode ser necessário uso de capacitores para barrar o ganho DC do circuito, caso contrário as saídas dos operacionais irão saturar. resultantes nos filtros CR-RC. O conceito pode ser entendido como uma fonte de tensão que existe no terminal negativo (ou positivo) da entrada do amplificador operacional. A figura 7 ilustra o modelo. Tensões de *offset* são fontes de tensão contínuas:

Figura 7: Modelagem da tensão de offset na entrada de um AMPOP



Legenda:  $V_{os}$  = tensão de offset.  
Fonte: O autor, 2019.

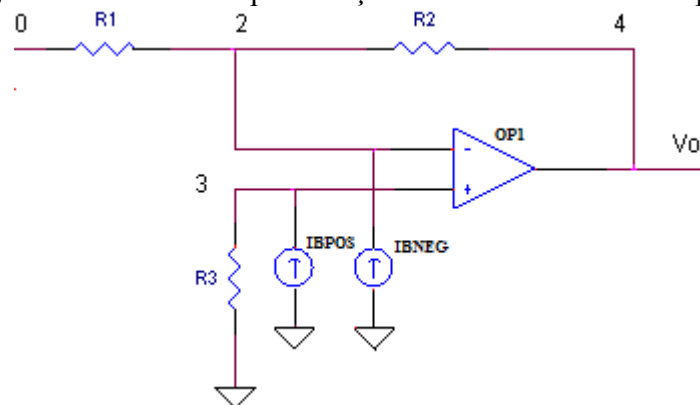
A corrente de polarização é uma corrente presente nas entradas positiva e negativa dos amplificadores operacionais diferenciais. A analogia interessante a ser feita é com um BJT na configuração emissor comum. A corrente que é drenada pela base do BJT é a corrente de polarização do BJT. Tomando como referência os sentidos de IBPOS e IBNEG da figura 8, a corrente de polarização pode ter um valor positivo ou negativo que só dependerá da ordem

dos dopantes das junções usadas nos BJTs, MOSFETs ou JFETs. Estas três tecnologias podem figurar nos primeiros estágios dos amplificadores operacionais.

O produto ganho banda (GBW) é uma importante característica dos amplificadores operacionais, pois expressa claramente a frequência para a qual o ganho em malha aberta, “ $A_{ol}$ ”, é igual à unidade, sendo importante como um dos critérios para os limites de desempenho do amplificador, apresentando um limite absoluto para o qual o ganho não é mais definido exclusivamente pelo inverso do ganho de realimentação ( $1/\beta$ ), mas sim pela expressão na equação 3, sendo  $A_{cl}$  o ganho de malha fechada (SEDRA ; SMITH, 2004, p. 91).

$$A_{cl} = \frac{A_{ol}}{1+A_{ol}*\beta} \quad (3)$$

Figura 8: Modelagem de correntes de polarização IBPOS e IBNEG em operacionais.



Fonte: O autor, 2019.

Um dos problemas presentes em amplificadores operacionais é a ausência de estabilidade. Ausência essa que pode se manifestar pela oscilação do sinal de saída entre os limites máximos de tensão permitidos ou a saída estacionada no limite de tensão máximo ou mínimo permitidos. Para tal análise é importante lembrar que um amplificador operacional é projetado para dar um ganho diferencial de centenas de milhares de volts, e que qualquer entrada diferencial coloca o sinal de saída nos valores máximos ou mínimo permitidos.

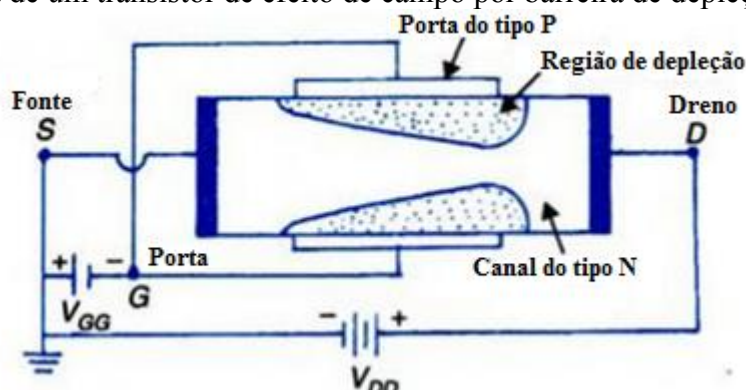
Lembrando da expressão para o ganho em malha fechada  $A_{ol} * \beta$  da equação 3, é

interessante salientar que esta expressão é na verdade uma função complexa da frequência e não deve-se jamais permitir que seu valor seja -1 para uma dada frequência de interesse, pois isto ocasionaria uma divergência na resposta em frequência do circuito representada pela equação 3 iniciando um comportamento instável.

### 2.2.3 JFETs

Os JFETs também são transistores de efeito de campo, mas eles (diferentemente dos MOSFETs de enriquecimento) não controlam a passagem de corrente pela formação de um canal dentro do silício, mas pelo avanço ou retração de uma zona de depleção no mesmo. A letra “J” no nome é muito importante, pois ela indica a presença de uma junção (a já conhecida junção PN). Os portadores de carga, diferentemente dos transistores bipolares e MOSFETs (IGFETs) são sempre os elétrons. Os transistores de junção de efeito de campo (JFETs os MOSFETs) se caracterizam por uma alta impedância de entrada. O conceito JFET antecedeu o do transistor bipolar de junção por duas décadas, mesmo assim o primeiro só foi concebido em 1952 e JFET que teve o maior impacto no design de sistemas eletrônicos só foi concebido em 1960 (CHATTOPADHYAY; RAKSHIT, 2010). A figura 9 expõe a estrutura de um JFET.

Figura 9: Estrutura de um transistor de efeito de campo por barreira de depleção



Fonte: CHATTOPADHYAY; RAKSHIT, 2008, p. 290. Adaptado pelo Autor.

O JFET é um corpo de material semicondutor (Silício ou Astatato de Gálio) dopado com impurezas do tipo N ou do tipo P. Nas duas extremidades da barra uniformemente dopada são encontrados dois eletrodos, também no meio da barra, sendo eletrodos do dreno, da fonte e do gate respectivamente. São dois eletrodos da porta e geralmente o material semicondutor dopado abaixo da porta contem impurezas do tipo P, caso o corpo seja do tipo N e vice-versa.

As curvas características dos JFETs lembram muito as dos MOSFETs (embora agora o valor de  $V_{gs}$ , que possibilita o início da condução, seja um valor negativo). E a situação onde existe menor impedância à passagem de corrente é quando  $V_{gs}$  é zero. A equação 4 é interessante para a compreensão do fenômeno do ganho quase unitário para os pequenos sinais do JFET implementado na topologia dreno comum. Na parte de resultados desta dissertação será exibido, na tela do osciloscópio digital do laboratório, dois sinais praticamente idênticos sendo um tomado na porta do JFET e o outro na sua fonte. O ganho quase unitário da configuração dreno comum pode ser compreendido ao se fazer uso do modelo de pequenos sinais deste componente que é justamente de uma linearização da função representada pela equação 4 para  $V_{gs} \approx V_p$ .

$$I_d = 2I_{dss} \left[ \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right) \frac{V_{ds}}{-V_p} - \frac{1}{2} \left( \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \right] (1 + \lambda V_{ds}) \quad (4)$$

Onde:

$I_d$  = corrente de dreno,

$I_{dss}$  = corrente de joelho, início da zona de saturação da curva característica

$V_{gs}$  = tensão entre o gate e a fonte (para JFETs de canal N é sempre negativa),

$V_p$  = tensão de estrangulamento (pro tipo N sempre negativa),

$\lambda$  = parâmetro de condutância para a região de saturação (inclinação da reta nessa região da curva característica).

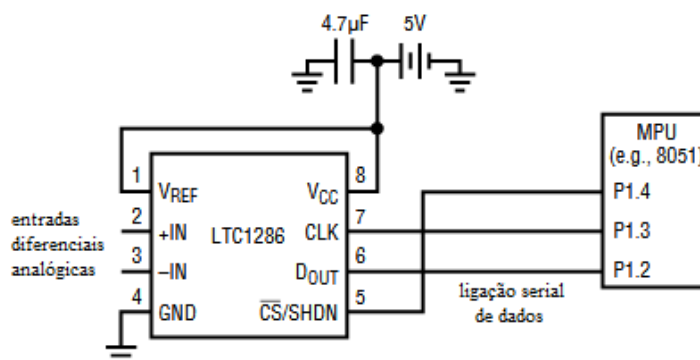
$V_{ds}$  = tensão entre o dreno e a fonte.

#### 2.2.4 Conversor analógico digital

Conversores analógico-digitais implementam a função de multicanais para a informação referente à altura dos pulsos de radiação absorvidos. Mais comumente

transformam uma informação de tensão em um número de bits digitais a serem processados e armazenados num computador. A figura 10 exibe a foto de um conversor de fácil utilização, LTC1286, que possui comunicação serial.

Figura 10: Circuito integrado LTC1286 integrado a uma unidade microprocessada (MPU).



Legenda: VREF = voltagem de referência superior para o intervalo de sinais passíveis de conversão; IN+ = entrada positiva do sinal diferencial a ser convertido; IN- = Entrada negativa do sinal diferencial a ser convertido; Vcc = Alimentação do CI; CLK = Entrada de relógio do CI que implementa o controle da velocidade de transmissão serial e conversão de dados no CI; CS= Entrada que habilita e desabilita o CI; D<sub>OUT</sub> = Saída de dados serial do CI; GND = Referência inferior para o intervalo de conversões do CI.; MPU = Unidade de microprocessamento.

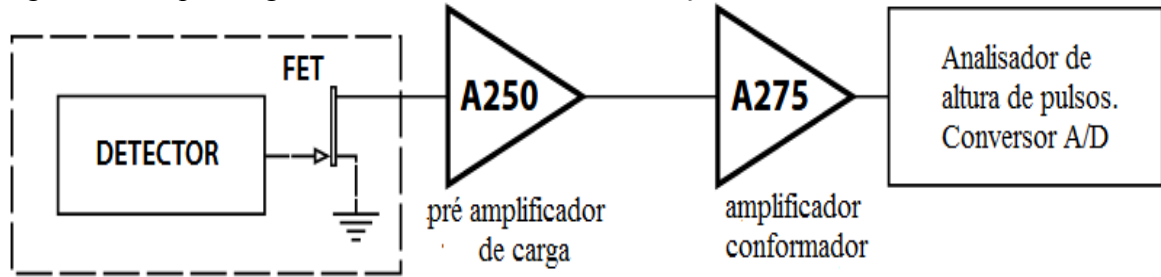
Fonte: LINEAR TECHNOLOGY, 2018a.. Adaptado pelo autor a partir da folha de dados do componente LTC1286.

O CI da figura 10 possui 12 bits de resolução e uma velocidade de conversão de 12500 conversões por segundo e funciona (como a maioria dos conversores mais simples) segundo o método das aproximações sucessivas. Neste método o sinal é lido e é determinado se o sinal se encontra acima do valor médio do intervalo de conversão ou abaixo. Caso se encontre acima é dado o primeiro bit de saída no valor 1, caso contrário o bit é zero. Em seguida, na saída serial, um nível lógico baixo ou alto é transmitido. Sucessivamente são feitas as mesmas determinações. E o número de perguntas sobre a posição da tensão armazenada em relação a cada subintervalo é de 12, pois esta é a resolução do conversor.

### 2.3 Esquema geral de um sistema de espectrometria e análise de radiação

A figura 11 representa um sistema de fotodeteção indicado pela Amptek:

Figura 11: Esquema geral de um sistema de fotodeteção.



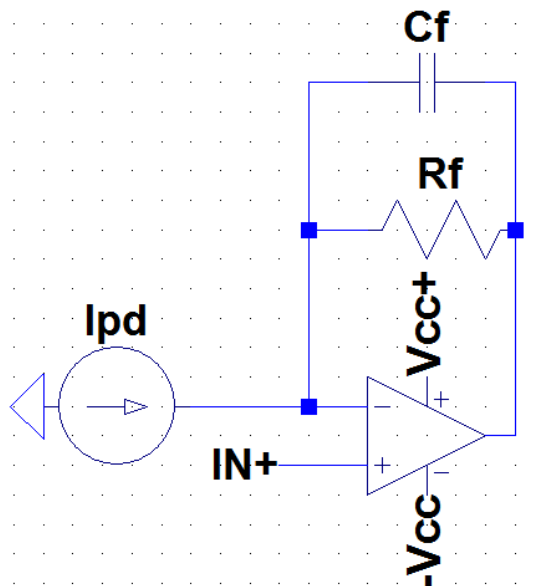
Fonte: AMETEK, 2018. Adaptado pelo autor.

Sendo chamado de amplificador conformador, o A275, em sua implementação clássica, é uma rede CR-RC.

### 2.3.1 O pré-amplificador de carga

O circuito pré-amplificador de carga é um dispositivo eletrônico integrador de corrente, e define o ruído do sistema de espectrometria (RAMIREZ-JÍMENEZ, 2006). Produz um sinal (pulso) de voltagem em sua saída muito pequeno e proporcional à energia de um fóton ionizante. Desta forma, se trata de uma medida efetiva da carga (traduzida como uma tensão na saída). O modelo classicamente utilizado é exibido na figura 12.

Figura 12: Modelo clássico de um pré-amplificador de carga.

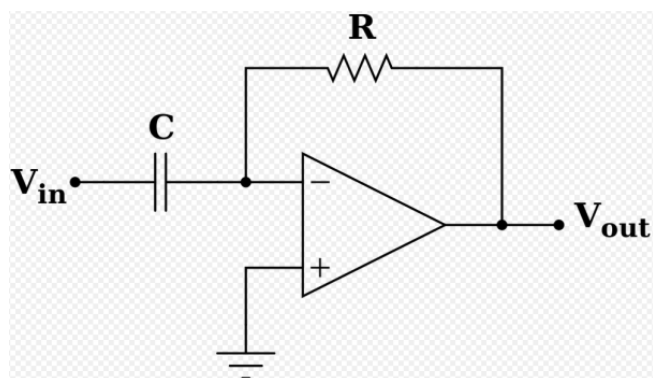


Fonte: O autor, 2019.

### 2.3.2 O circuito derivador analógico ativo

Existem basicamente duas formas bem conhecidas de implementação de um derivador de um dado sinal de entrada: A forma ativa e passiva. A forma passiva não usa amplificadores operacionais, a forma ativa sim. O esquema simplificado de um circuito derivador ideal com amplificador operacional é dado na figura 13:

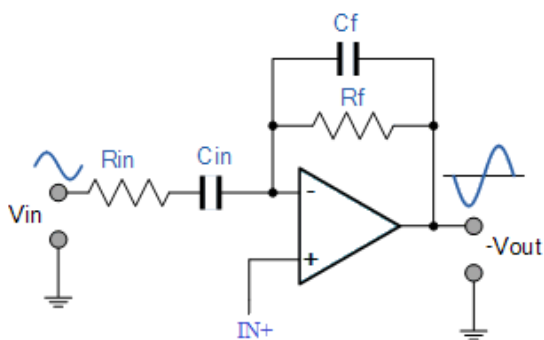
Figura 13: Circuito derivador ativo ideal.



Fonte: O autor, 2019

O circuito prático utiliza um capacitor de realimentação  $C_F$  (para melhorar a relação sinal ruído, ao introduzir um polo em altas frequências) e um resistor  $R_{in}$  em série com o capacitor de entrada  $C_{in}$  (para fazer o ganho em altas frequências uma constante, também contribui de forma a não comprometer a largura de banda da função de transferência em malha fechada), além de atuar junto com o capacitor de realimentação na redução do ruído de alta frequência, já que este resistor representa a introdução de um polo em médias frequências da função de transferência. A montagem é a da figura 14:

Figura 14: Implementação real de um derivador analógico ativo

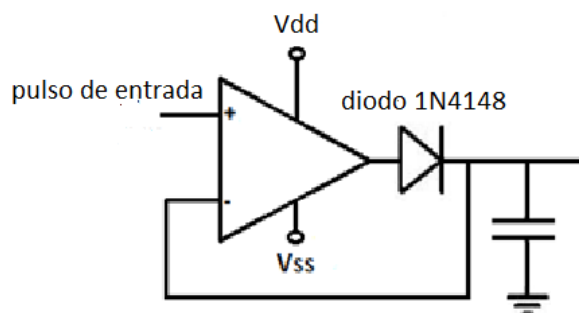


Fonte: O autor, 2019.

### 2.3.3. O detector de pico ativo

São circuitos responsáveis por capturar o pico de um sinal de tensão e que utilizam amplificadores operacionais. No caso do projeto de um detector de radiação ionizante é importante porque os circuitos que antecedem estes constroem um pulso cuja altura é proporcional à energia do fóton incidente. O circuito do detector de pico é bastante simples e foi simulado, funcionando com perfeição. O circuito pode ser implementado na prática sem maiores dificuldades assim como está representado na figura 15.

Figura 15: Uma das formas de implementação mais simples de um detector de pico.



Legenda: Vss = Tensão negativa do intervalo que alimenta o amplificador; Vdd = Tensão positiva do intervalo que alimenta.

Fonte: O autor, 2019.

O princípio fundamental é que ao entrar um sinal na entrada positiva maior que o sinal na entrada negativa o operacional coloca a saída em Vdd, fazendo com que o diodo entre em condução permitindo a passagem de uma corrente até o capacitor ser carregado com o mesmo valor da entrada positiva (exceto pelo minúsculo offset  $V_{os}$ ). Quando isto ocorre a saída do operacional tende a reduzir seu nível de tensão e o diodo passa da condição de condução para cortado, impedindo o adicional carregamento do capacitor.

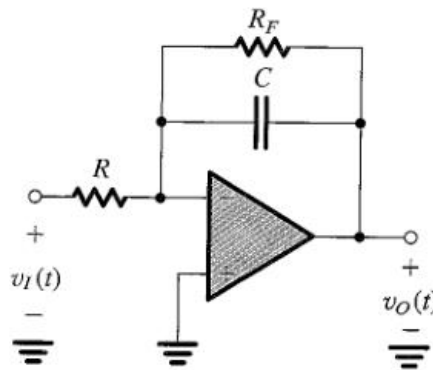
Tão importante quanto o operacional ser rápido é o diodo ter um tempo de recuperação igualmente rápido (*recovery time*) de forma que a condução de corrente no sentido contrário nas operações de chaveamento não seja permitida. O capacitor, para as aplicações típicas de interesse (na detecção de pulsos de dezenas de microsegundos de duração) pode ser de umas

poucas dezenas ou até unidades de nF. Operacionais com baixíssima corrente de polarização com entrada de JFET ou MOSFET são imprescindíveis de forma a não descarregarem o capacitor, pois suas correntes de polarização podem consumir cargas capacitivas nesta topologia. É possível ressetar o nível de tensão do capacitor acionando um MOSFET de alta tensão de joelho (*threshold voltage*) e, portanto, baixo vazamento de corrente entre seus próprios terminais.

### 2.3.4 O circuito integrador ativo

Integradores ativos também são usados nas redes RC-CR casadas, possuem como topologia fundamental o circuito da figura 16 e são usados principalmente para melhorar a relação sinal ruído do sinal que atravessa a rede:

Figura 16: Integradores ativo com resistor de realimentação limitador de ganho em DC ( $R_F$ ).



Fonte: SEDRA; SMITH, 2004, p. 110.

Sendo a função de transferência deste dada por:

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_I(j\omega)} = - \frac{R_F/R}{(1+SCR_F)} \quad (5)$$

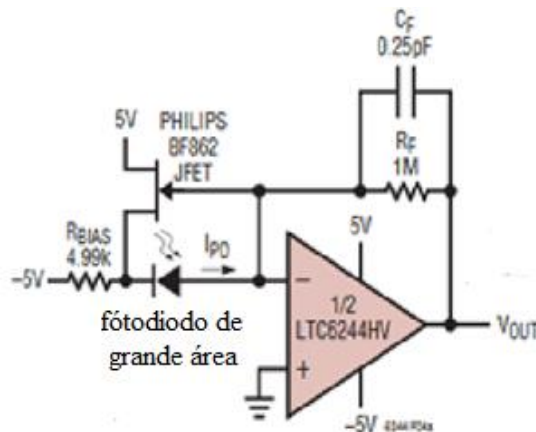
A equação mostra que para grandes valores de  $S$  a função de transferência é a de um integrador ideal (aquele sem a presença do resistor de realimentação  $R_F$ ). Exatamente devido a isto que o integrador ideal elimina os ruídos de altas e médias frequências.

## 2.4 Modelagem na frequência de um sistema de detecção

### 2.4.1. Equações na frequência de um pré-amplificador com JFET

A técnica de aumentar a impedância de entrada de um estágio de amplificação (*Bootstrapping*) pode ser implementada com um JFET. Tem como objetivo reduzir o ruído de tensão do amplificador operacional que implementa o pré-amplificador. É responsável pelo estágio de integração de corrente da rede que trata os pulsos nucleares. A figura 17 exibe uma topologia bastante usada deste tipo de circuito:

Figura 17: Topologia de circuito de um pré-amplificador com bootstrap



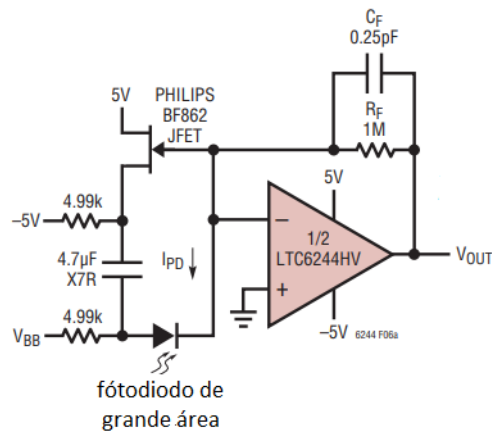
Legenda:  $R_{bias}$  = Resistor de polarização;  $C_f$  = capacitor de realimentação;  $R_f$  = Resistor de realimentação;  $I_{PD}$  = um dado pulso de corrente do fôtodiodo.

Fonte: BRISEBOIS, 2006, p. 2. Adaptado pelo autor.

Porém este circuito não permite o uso de altas tensões reversas sobre os fôtodiodos,

condição necessária para uma sensibilidade adequada de detecção. A solução pode, então, ser implementada de acordo com a figura 18. Onde a presença do capacitor X7R e da tensão reversa  $V_{BB}$  o implementa.

Figura 18: Capacitor de polarização permitindo uma tensão de polarização reversa ao fótodiodo.

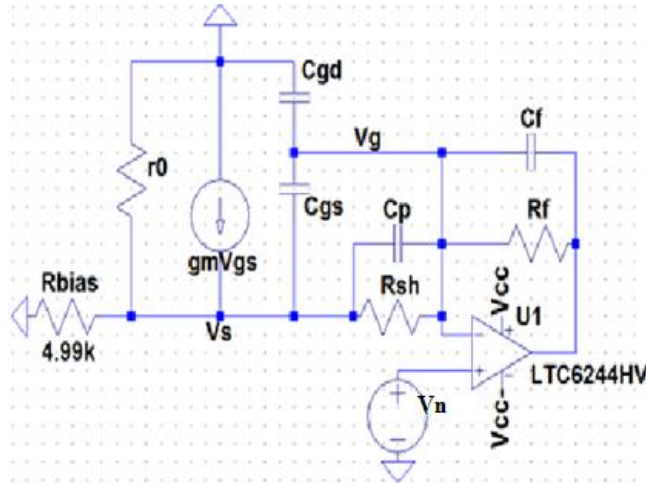


Legenda:  $V_{BB}$  = tensão auxiliar para implementação de polarizações reversas; X7R = capacitor que permite o isolamento elétrico do nível DC entre a configuração de circuito antiga e a atual.

Fonte: LINEAR TECHNOLOGY, 2018b. Folha de dados do amplificador operacional LTC6244HV. Adaptado pelo autor.

Ao escolher um resistor de  $4,99 \text{ k}\Omega$  e uma tensão de  $5 \text{ Vdc}$  e  $-5 \text{ Vdc}$ , o JFET é colocado a operar numa condição de altíssimo ganho de transcondutância ( $g_m$ ), fazendo com que o ganho da configuração dreno comum seja muito próximo da unidade. O modelo de pequenos sinais do circuito da figura 17 operando nestas condições pode então ser visto na figura 19.

Figura 19: Modelo de pequenos sinais do pré-amplificador com ruído de tensão do AMPOP.



Legenda:  $g_m$  = parâmetro de transcondutância do JFET;  $C_{gs}$  = capacitância entre a porta e a fonte na atual configuração de polarização;  $C_{gd}$  = capacitância entre a porta e o dreno na atual configuração de polarização;  $V_s$  = tensão da fonte;  $V_g$  = tensão da porta;  $C_p$  = capacitância do fôtodiodo;  $R_{sh}$  = resistência de desvio do fôtodiodo;  $r_0$  = resistência dinâmica do JFET entre o dreno e a fonte na saturação;  $V_{gs}$  = tensão entre a porta e a fonte;  $V_n$  = fonte de tensão ruidosa do amplificador operacional.

Fonte: O autor, 2019.

A função de transferência entre o ruído de tensão do amplificador operacional (modelada como uma fonte de tensão na entrada positiva do componente) e a saída do mesmo para o circuito da figura 17 é a equação 6. A dedução desta expressão está no apêndice B:

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_n(j\omega)} = \frac{\left( \frac{\left( \frac{G}{1+G} (X_{c_f} // R_f // X_{c_{gd}}) \right)}{(X_{c_p} // X_{c_{gs}} // R_{sh})} + 1 \right)}{\left( 1 - \frac{(X_{c_f} // R_f // X_{c_{gd}})}{X_{c_{gd}}} \right)} \quad (6)$$

Sendo:

$X_{c_f}$  = reatância capacitiva de  $C_f$

$X_{c_{gd}}$  = Reatância capacitiva de  $C_{gd}$

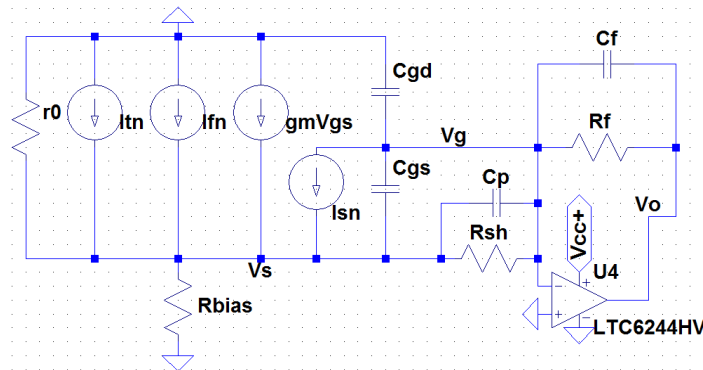
$X_{c_{gs}}$  = Reatância capacitiva de  $C_{gs}$

$X_{c_p}$  = Reatância capacitiva de  $C_p$

$G$  = Um parâmetro de conveniência formado pela combinação das variáveis anteriores e definido no apêndice B

No apêndice B são feitas duas deduções das funções de transferência dos ruídos do JFET isolado, que leva em conta a topologia de circuito apresentada na figura 17. Observe a figura 20, que introduz as fontes de ruído  $I_{tn}$ ,  $I_{fn}$  e  $I_{sn}$  no modelo:

Figura 20: Circuito para cálculo do efeito das correntes de ruído do canal do JFET no pré-amplificador



Legenda:  $I_{tn}$  = ruído de corrente térmico no canal;  $I_{fn}$  = ruído de corrente flicker no canal;  $I_{sn}$  = ruído de corrente térmico e shot presentes na junção PN que existe entre a porta e a fonte deste transistor de efeito de campo.

Fonte: O autor, 2019.

Essas duas deduções de funções de transferência possuem como objetivo provar a efetividade do simulador para obtenção apropriada dos resultados. As funções de transferência do simulador para o ruído entre a porta e a fonte ( $I_{sn}$ ) são somente exibidas nas partes de resultados:

$$\frac{V_o(j\omega)}{I_{ctn}(j\omega)} = - \frac{G(Xc_f \parallel R_f)}{((R_{sh} \parallel Xc_p \parallel Xc_{gs}) + G)} \quad (7)$$

Onde:

$I_{ctn}(j\omega)$  um elemento de ruído RMS da soma (RMS) das correntes de ruído térmica e flicker no canal

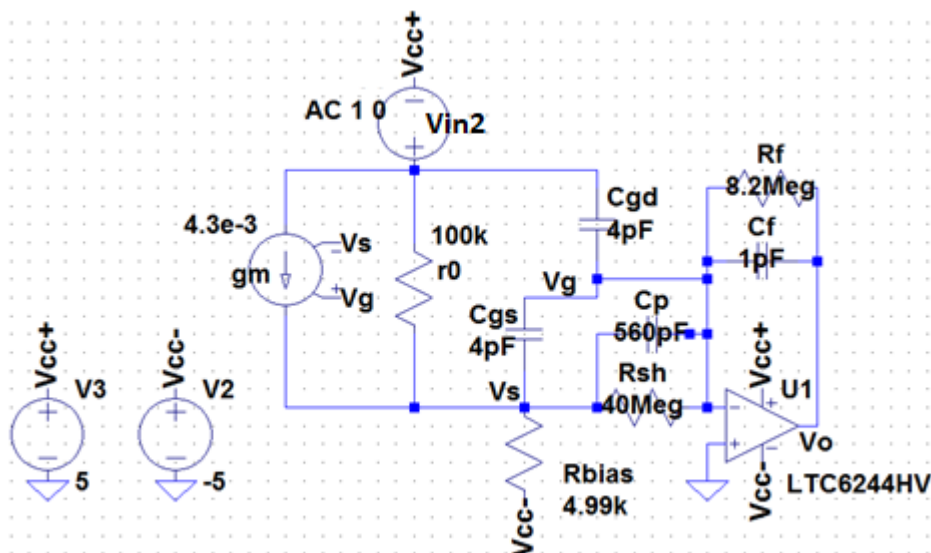
G uma variável auxiliar que é função de outras variáveis (veja o apêndice B).

A equação 7 representa a expressão do efeito que um dado elemento de ruído de

corrente RMS do canal do JFET tem na saída de um pré-amplificador na topologia da figura 17. Para entender a validade de usar JFETs para reduzir o ruído do pré-amplificador é necessário, como já dito anteriormente, estudar os efeitos cumulativos dos ruídos de corrente do deste e o ruído de tensão do amplificador operacional.

Também existe a influência do ruído das fontes de +5V e -5V que podem ser resumidas nas figuras 21 e 22. Nas equações 8 e 9 são exibidas, respectivamente, essas funções de transferência. Os gráficos dessas funções de transferência teóricos e simulados serão apresentados na parte referente aos resultados. As deduções teóricas são encontradas no apêndice B. É importante lembrar que: No que concerne às fontes de ruído que alimentam o pré-amplificador é possível resumir todo seu comportamento sobre a saída por intermédio da fonte de ruído  $V_n$  já considerada na equação 6. Em cada passo da análise, todas as outras fontes de tensão e corrente constantes ou de ruído são anuladas e assume-se que as propriedades do amplificador continuam valendo. Por fim os circuitos das figuras 20 e 21 possuem praticamente a mesma modelagem exceto pela presença da fonte adicional bastante negativa  $V_{BB}$  e o novo resistor introduzido com 4,99K. O capacitor X7R é considerado de alto valor, baixa frequência de corte e sempre mantém o circuito fechado entre seus terminais.

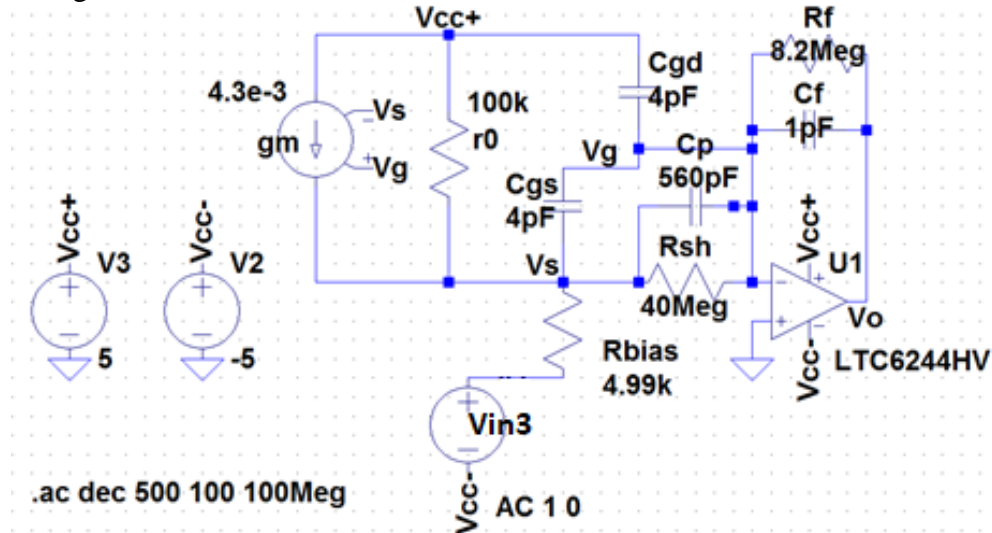
Figura 21: Primeira fonte de ruído de tensão introduzida no circuito.



Fonte: O autor, 2019.

$$\frac{V_o}{V_{in2}} = -(Xc_f \parallel R_f) \left( \frac{1}{X_{gd}} + \frac{(Xc_{gs} \parallel Xc_p \parallel R_{sh} \parallel R_{bias} \parallel r_o \parallel (1/gm))}{r_o (Xc_{gs} \parallel Xc_p \parallel R_{sh})} \right) \quad (8)$$

Figura 22: Segunda fonte de tensão de ruído introduzida no circuito



Fonte: O autor, 2019.

$$\frac{V_o}{V_{in3}} = - \frac{(Xc_f \parallel R_f)}{(Xc_{gs} \parallel Xc_p \parallel R_{sh})} \frac{(Xc_{gs} \parallel R_{sh} \parallel Xc_p \parallel R_{bias} \parallel r_o \parallel gm)}{R_{bias}} \quad (9)$$

Onde:

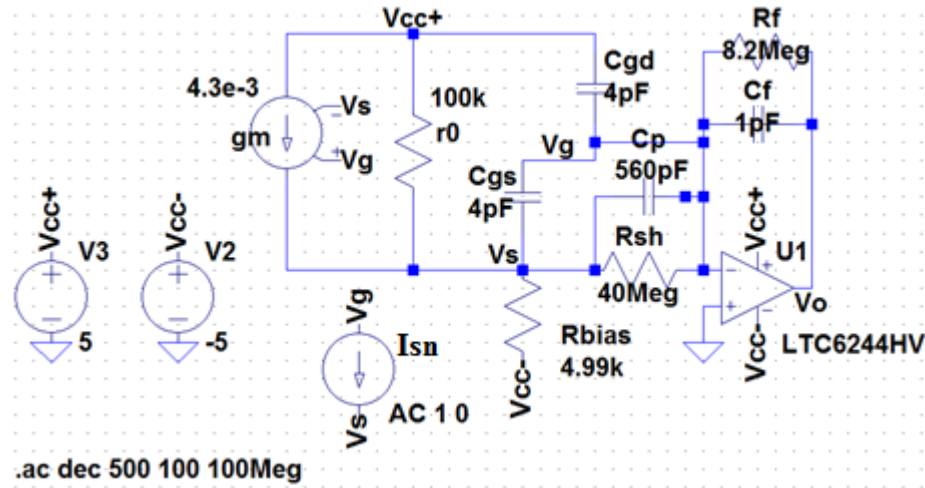
Vin2 = Fonte de ruído da fonte da fonte de 5V.

Vin3 = Fonte de ruído de tensão da fonte de -5V.

gm = Parâmetro de transcondutância e ganho da fonte de corrente dependente da tensão.

Na figura 23 é modelado o efeito do ruído térmico e shot na junção PN entre a porta e a fonte do transistor até a saída do pré-amplificador (dedução da equação para o modelo no apêndice B)

Figura 23: Modelagem do efeito de um ruído de corrente térmico ou shot na junção porta fonte moduladora do canal na saída  $V_o$ .



Fonte: O autor, 2019.

A equação 10 mostra a função de transferência entre uma fonte de corrente (pulso de fotocorrente gerada num fótodiodo) até a saída do pré-amplificador, quando o circuito é aquele da figura 24:

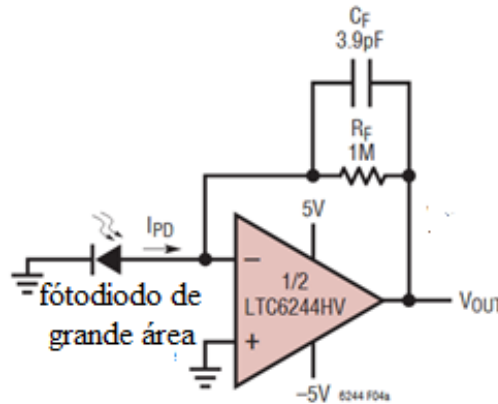
$$-V_o \left( \frac{1}{A_{ol}(Xc_p \parallel R_{sh})} + \frac{\left(\frac{1}{A_{ol}} + 1\right)}{(Xc_f \parallel R_f)} \right) = I_{pd} \quad (10)$$

Onde:

$A_{ol}$  = Ganho em malha aberta do amplificador

$I_{pd}$  = função no domínio da frequência do pulso de corrente do fótodiodo.

Figura 24: Circuito pré-amplificador sem bootstrap



Fonte: BRISEBOIS, 2006, p. 2. Adaptado pelo autor.

Por outro lado, a relação entre a voltagem de saída e o pulso de corrente na frequência para o circuito mostrado na figura 17 pode ser dado pela equação 11 (ver apêndice B):

$$-\frac{V_o}{A_{ol}} \left( \frac{(1+A_{ol})}{(Xc_f \parallel R_f)} + \frac{\left(1 + \frac{(1+A_{ol})R_{bias}}{(Xc_f \parallel R_f)}\right)}{(Xc_p \parallel R_{sh} \parallel Xc_{gs})} \right) = I_{pd} \quad (11)$$

Fazer com que a relação entre a tensão de saída e o pulso de corrente continue somente dependendo dos componentes de realimentação ( $X_{cf}$  e  $R_f$ ) é fazer com que o segundo termo (entre parênteses) do lado esquerdo da equação 11 seja desprezível em relação ao primeiro. Para uma dada banda de interesse (banda do pulso de corrente no fótdiodo). Se o pulso for gaussiano, existirá uma relação direta entre sua banda e o tempo de sua duração. Em posse da equação 11 e do conhecimento da duração do pulso pode-se estimar a influência (ou intervenção) do bootstrap na integração de corrente em relação à que existia sem ele.

#### 2.4.2. A saturação em detectores como uma aplicação da distribuição de Poisson

Detectores sempre vão saturar quando a taxa de contagem exceder a máxima possível definida pelo aparato eletrônico do circuito. No caso de uma rede analógica isso significa o quão depressa o pulso gerado pelo conformador de pulsos poderá retornar (partindo de sua referência original) de volta à sua referência original.

A distribuição de Poisson é utilizada para entender o quão rápido um sistema eletrônico deve ser, pois o problema de detecção de fótons dentro de um intervalo de tempo é um problema puramente estatístico, que pode ser modelado pela distribuição de Poisson. A distribuição de Poisson modela o número de ocorrências de eventos randômicos dentro de um dado intervalo de tempo (equação 12).

$$f(k, \lambda) = \frac{e^{-\lambda} \lambda^k}{k!} \quad (12)$$

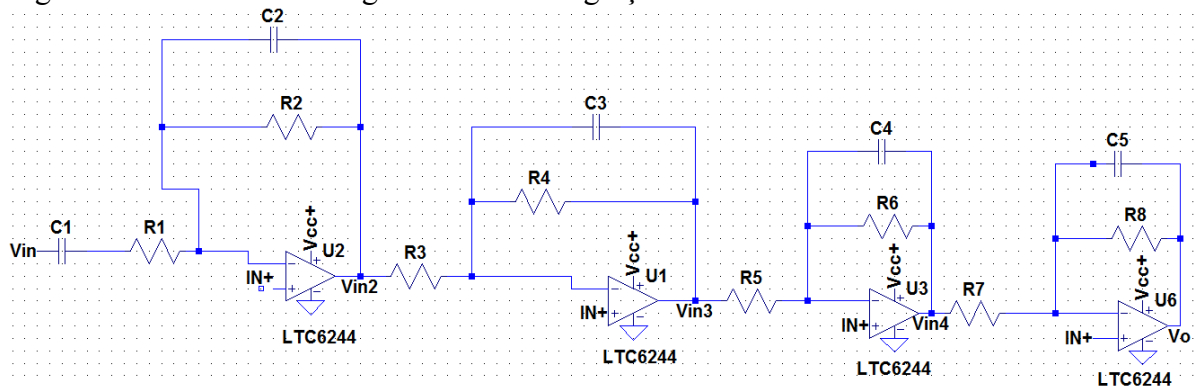
Onde:  $k$  = é o número de ocorrências dentro de um intervalo médio para detecção e  $\lambda$  = intervalo médio de ocorrência de 1 único evento.

Para evitar o fenômeno de *pile up* em detectores, a probabilidade de estritamente 1 ou 0 detecções num intervalo de tempo de interesse  $\lambda$  deve ser maior do que um limite mínimo aceitável.

#### 2.4.3. A rede CR-RC formadora de pulsos como um filtro passa faixa

Em uma rede conformadora de pulsos existe um estágio de derivação ativa seguido de vários estágios de integração ativa (multi-integração) conforme mostrado na figura 25:

Figura 25: Um derivador seguido de três integrações ativas numa rede CR-RC



Legenda:  $R_n$  = o resistor de índice  $n$  na figura 25;  $C_n$  = o capacitor de índice  $n$  na figura 25;  $V_{in}(n)$  = as tensões (no domínio da frequência) nos respectivos nós da figura 25.

Fonte: O autor, 2019.

É possível escrever a função de transferência do derivador e dos três integradores em

casca para discutir sobre a equivalência dessas redes formadoras de pulso (*pulse shaping networks*) e filtros passa banda. A função de transferência para o derivador pode ser representada por:

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{R_2 R_4 R_6 R_8 C_1 s}{R_3 (C_3 R_4 s + 1) R_5 (C_4 R_6 s + 1) R_7 (C_5 R_8 s + 1) (C_1 R_1 s + 1) (C_2 R_2 s + 1)} \quad (13)$$

A equação 13 representa a expressão de um filtro passa faixas. Em outras palavras o que se procura fazer ao se implementar a rede RC-CR é obtenção de um filtro passa faixas que seja capaz de extrair as médias frequências do sinal do pré-amplificador (em torno de 100kHz para sinais de corrente de fotodiodos). Ainda podem existir últimos estágios que são puramente de amplificação (com módulo do ganho constante na frequência). O que geralmente é feito é colocar todos os polos originários dos estágios de integração (e o polo com origem em  $1/2\pi C_2 R_2$ ) numa mesma dada frequência. Desta forma procura-se aumentar a ordem do filtro passa baixas e fazer com que a redução do ganho, a partir de uma dada frequência, seja de muitas dezenas de decibéis por década (dedução da eq 13 no apêndice B).

## 2.5. Relação entre taxa de exposição (X) e atividade da fonte (A)

A Taxa de Exposição pode ser associada à atividade gama de uma fonte pela expressão (KNOLL, 2000):

$$X = \Gamma \frac{A}{r^2} \quad (14)$$

Onde: X = taxa de exposição (em R/h), A = atividade da fonte ( $C_i$ ), r = distância entre fonte e ponto de medição (m) e  $\Gamma$  = constante de taxa de exposição em  $(R.m^2)/(h.C_i)$ .

Esta relação vale para as seguintes condições:

- a) A fonte é suficientemente pequena (puntiforme), de modo que a fluência varie com o inverso do quadrado da distância
- b) A atenuação na camada de ar intermediária entre a fonte e o ponto de medição é desprezível ou corrigida pelo fator de atenuação.
- c) Somente fótons provenientes da fonte contribuem para o ponto de medição, ou seja,

que não haja espalhamento nos materiais circunvizinhos.

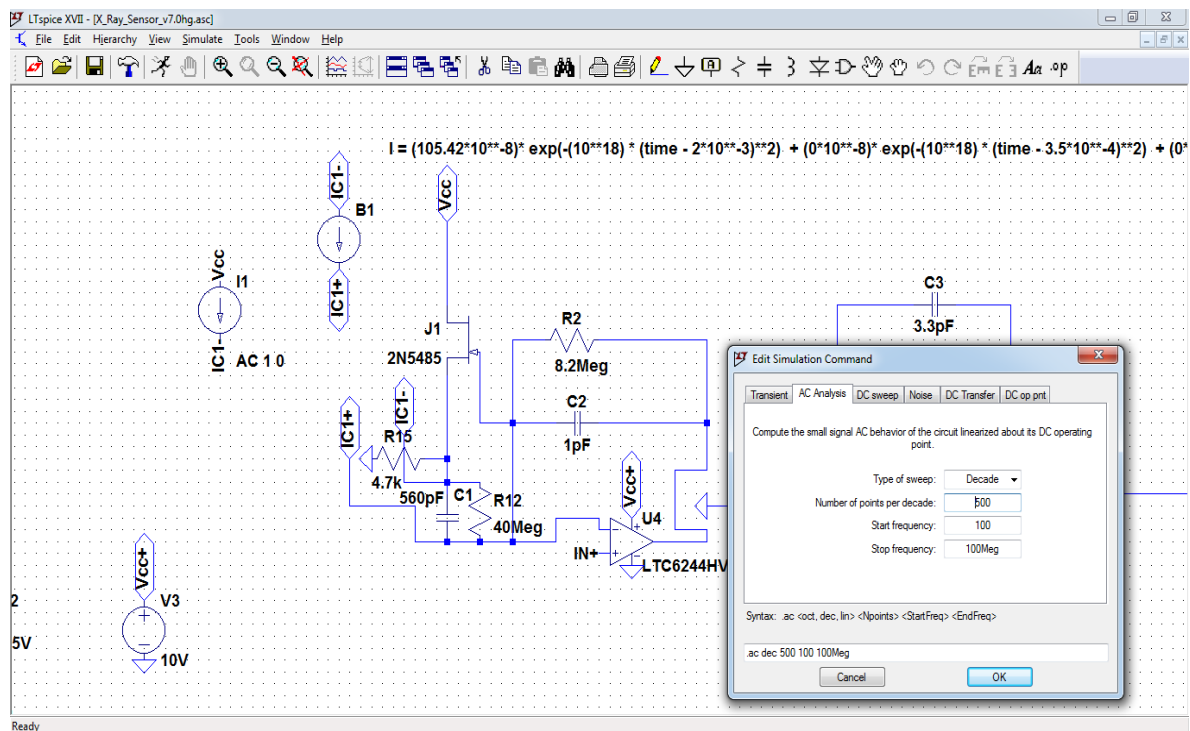
A avaliação da quantidade de radiação absorvida por uma pessoa a certa distância de uma fonte radioativa, durante certo período de tempo, pode ser feita utilizando um detector apropriado ou um modelo de cálculo para obter o valor de alguma grandeza radiológica que a expresse.

### 3. MATERIAIS E MÉTODOS

#### 3.1 O software de simulação de circuitos - LTSPICE

O LTSPICE é um software livre e simulação de circuitos fornecido pela empresa Linear Technology uma previsão do comportamento dos circuitos implementados na protoboard. Desta forma foi importante para entender o funcionamento dos circuitos elementares bem como estudo dos pré-amplificadores e redes formadores de pulsos. O software pode ser baixado no site oficial: [www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html](http://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html). Estando disponível para Windows 7, 8, 10 e para Mac OS nas versões de 32 e 64 bits. A figura 26 mostra uma aplicação típica do software. A representação de um circuito, de suas fontes de corrente e de tensão, inserção de componentes eletrônicos (como o LTC6244HV). E a pequena janela sobreposta um menu de simulação, com diferentes opções como obtenção de funções de transferência (*AC sweep*), análises de sinais no tempo (*transient*), cálculos de voltagens e correntes de polarização (*DC op pnt*) e cálculos de múltiplas polarizações (*DC sweep*).

Figura 26: Esquemático de circuito no LTSPICE com opções de simulação.

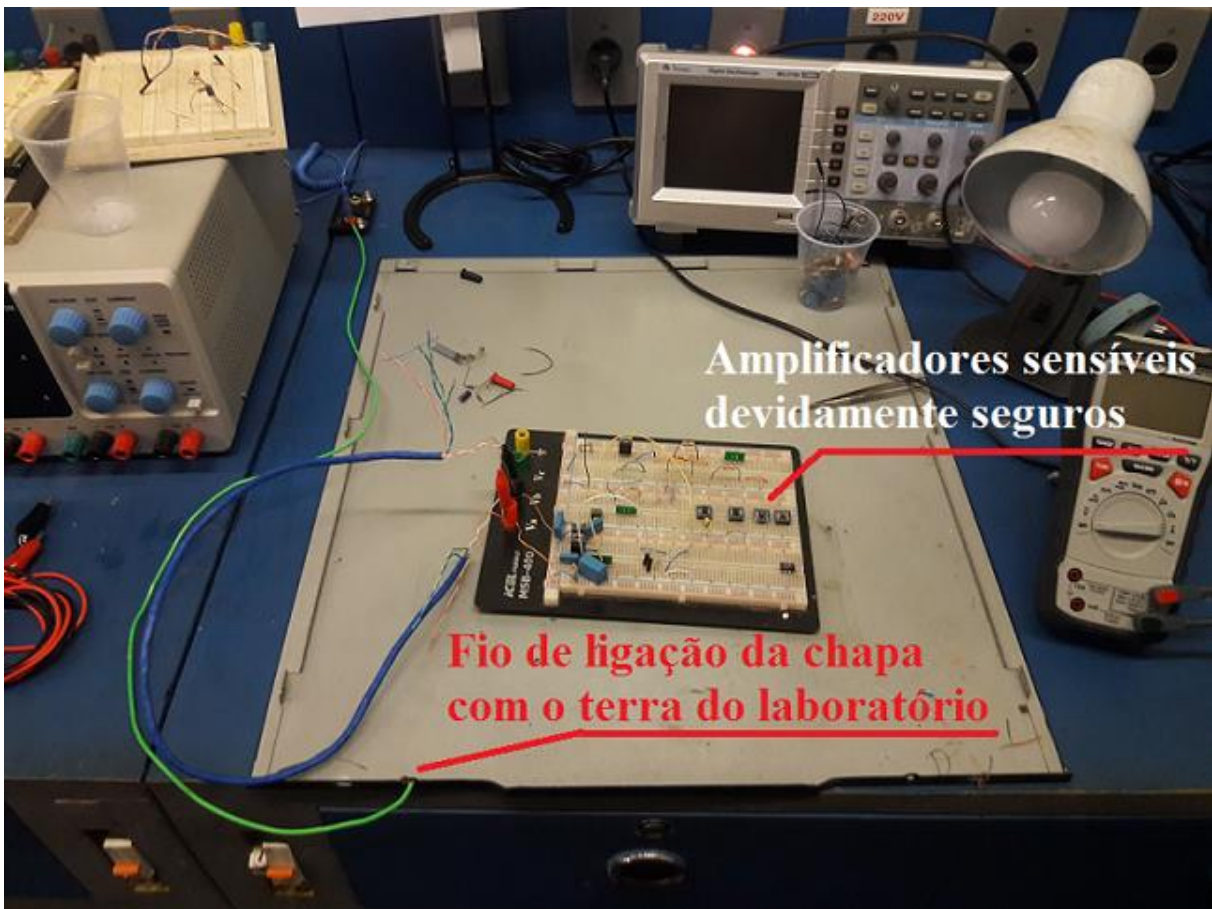


Fonte: O autor, 2019.

### 3.2. A montagem de aterramento na manipulação dos circuitos

O aterramento é extremamente importante ao manusear componentes eletrônicos devido ao problema das descargas eletrostáticas e dos potenciais eletrostáticos que se desenvolvem no corpo humano, mesmo em regiões litorâneas com alta humidade relativa do ar como a cidade do Rio de Janeiro. Componentes eletrônicos (especialmente aqueles à base de transistores de efeito de campo) são extremamente sensíveis a descargas eletrostáticas e potenciais originados delas. Na figura 27 é mostrado a forma de trabalho no projeto adotada para contornar o problema de armazenamento e manuseio de componentes sensíveis.

Figura 27: Placa metálica condutora com o fio verde ligado ao terra do laboratório.

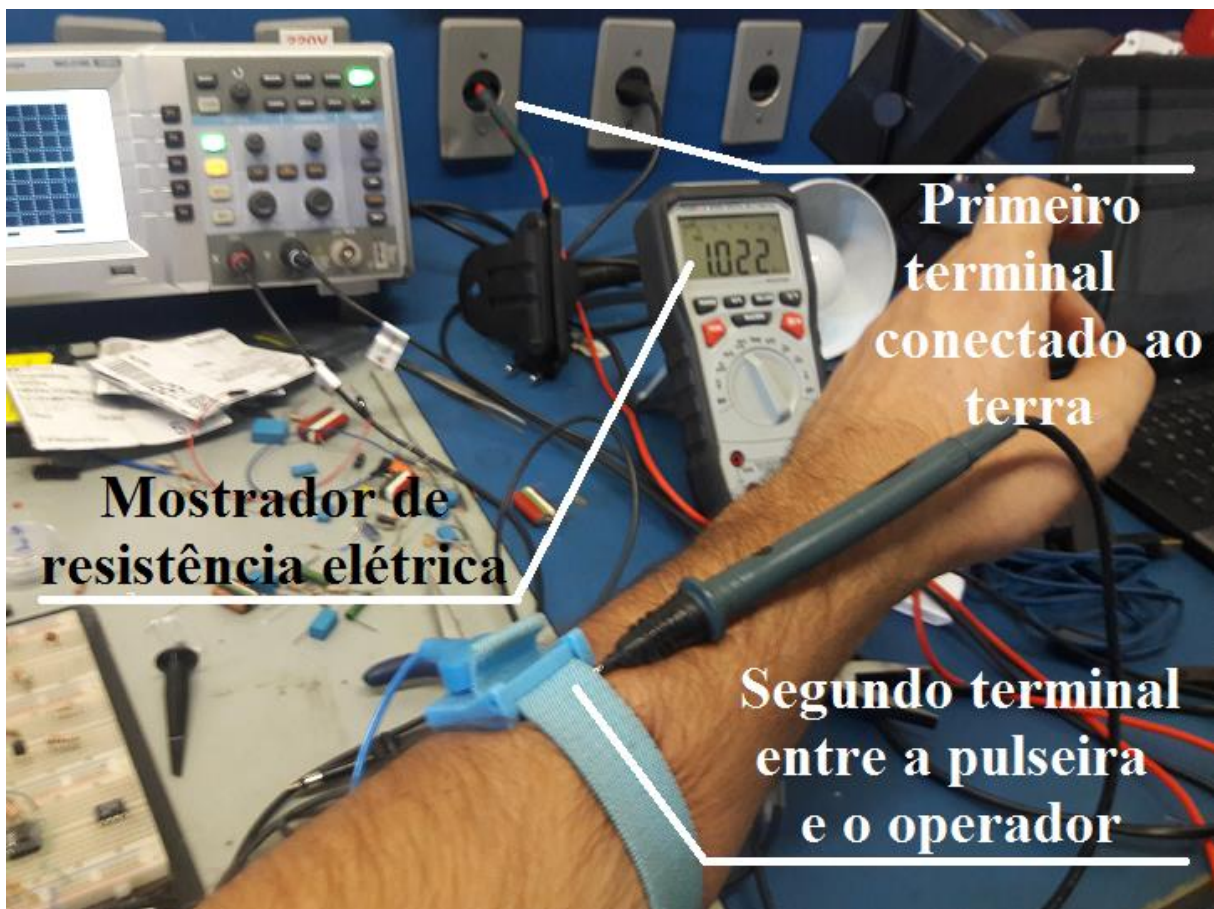


Fonte: O autor, 2019.

Por outro lado, igualmente importante é o uso de uma pulseira antiestática com uma extremidade presa à placa metálica condutora e a outra presa no pulso do operador. O ideal é o uso exclusivo de um multímetro para a verificação de tempo em tempo da manutenção do aterramento do operador devido a problemas de contato que podem surgir entre as partes integrantes do aterramento.

A figura 28 mostra o procedimento de verificação de aterramento com uma das pontas de prova presa à origem da potencial terra do laboratório e a outra ao contato metálico da pulseira (que tange o antebraço do operador). A resistência ôhmica do conjunto fica sempre em torno de  $1\text{M}\Omega$ .

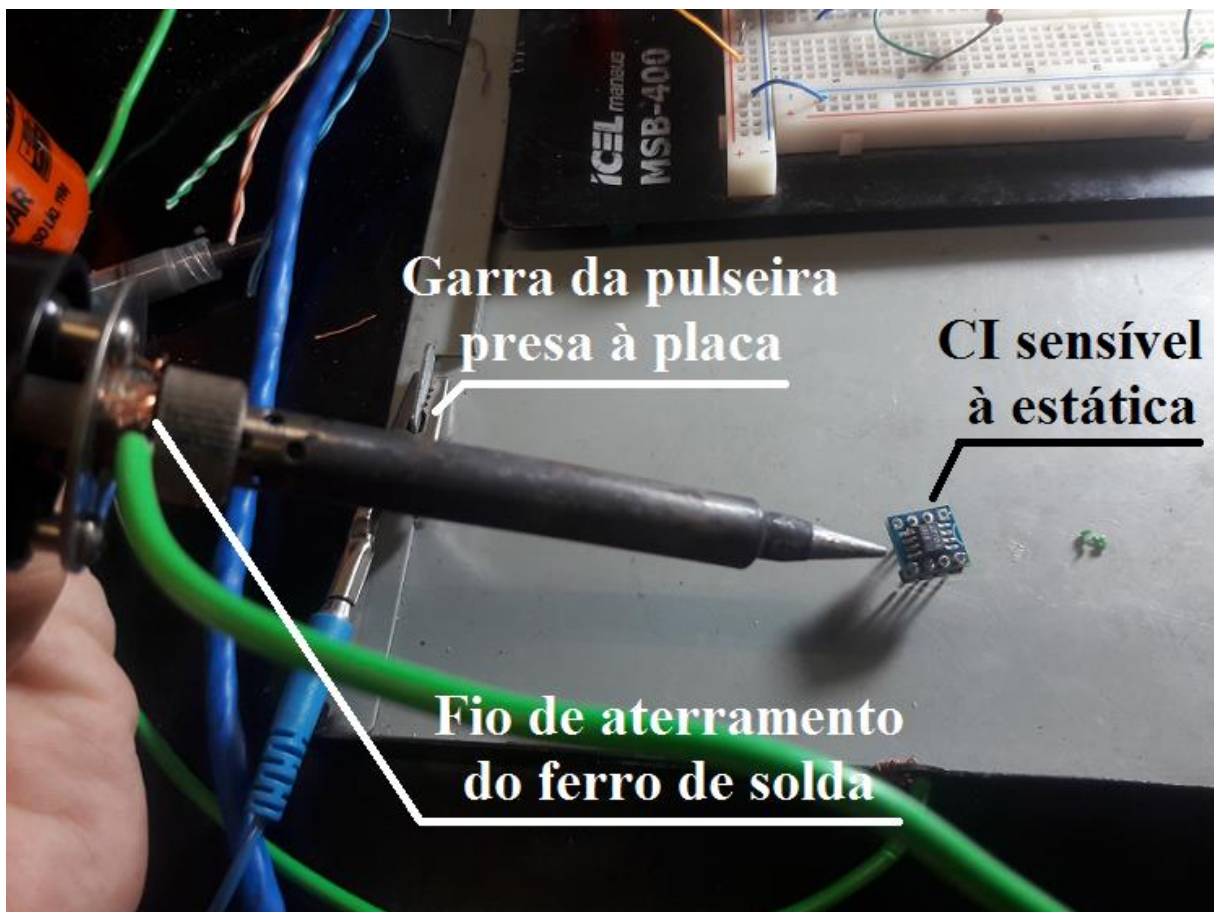
Figura 28: A verificação da impedância resistiva entre o operador e o terra do laboratório deve ser periódica. No multímetro é mostrado um valor de  $1,022\text{M}\Omega$ .



Fonte: O autor, 2019.

Da mesma forma, o uso de aterramento no ferro de solda é extremamente importante, pois no processo de soldagem os terminais dos componentes são tocados por ele. A abordagem usada neste projeto foi prender um fio de cobre na rosca da base do ferro de solda. A figura 29 mostra o procedimento de aterramento do ferro de solda (a outra extremidade deste fio também está presa à placa metálica). É possível ver, também, o meio de ligação entre a outra extremidade do fio da pulseira antiestática e a chapa metálica aterrada e uma garra jacaré. É importante salientar que a placa metálica aterrada somente deve ser usada para armazenar circuitos que não possuam baterias ou outras fontes de alimentação conectadas. Caso seja necessário verificar um erro e depurar o circuito ligado numa fonte de energia deve-se fazer isto com o mesmo suspenso no ar pelas extremidades.

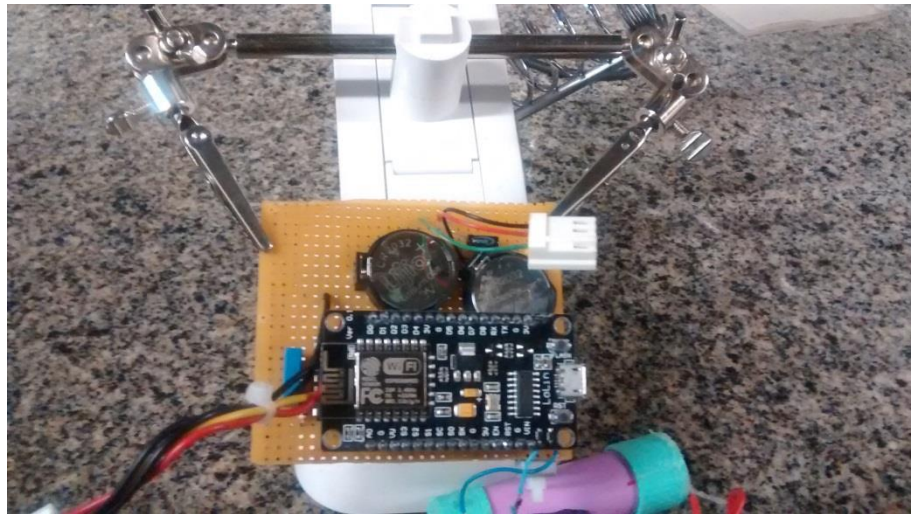
Figura 29: Aterramento do ferro de solda também é necessário.



Fonte: O autor, 2019.

A figura 30 exibe a forma de manuseio comum quando da realização de testes com o circuito ligado. Mas ainda assim é necessário tocar os componentes com o corpo aterrado por intermédio da pulseira anti-estática. Desta forma, utilizar as garras se torna imprescindível no intuito de fazer com que os terminais de todos os componentes flutuem e nenhum componente tenha risco de ser destruído por estática nem por curtos-circuitos:

Figura 30: Forma de manuseio quando da confecção de testes com circuito alimentado



Fonte: O autor, 2019.

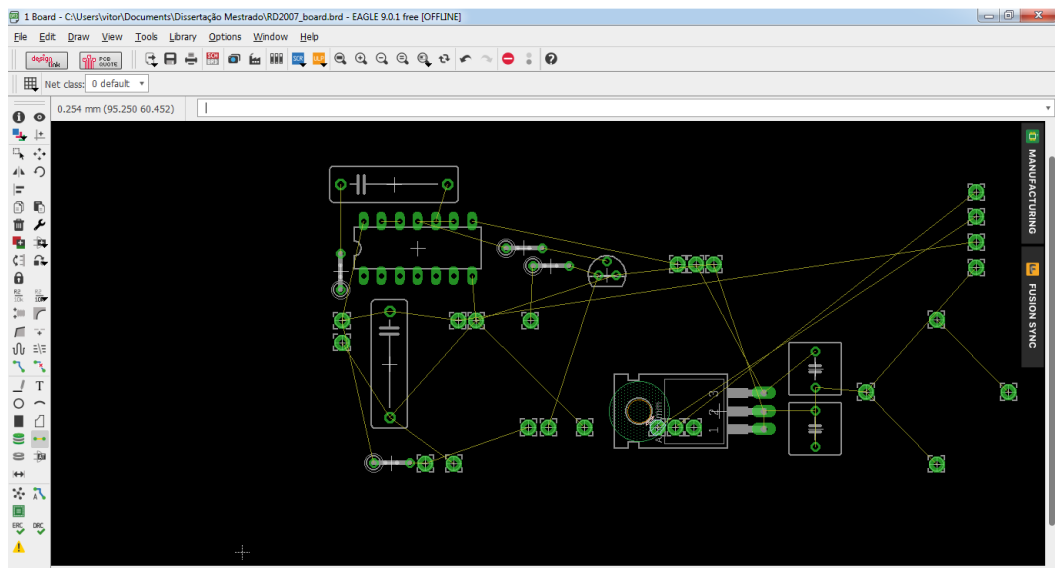
### 3.3. O software EAGLE e o processo de desenho de um layout de PCB

O EAGLE é um software comercial para o desenho da placa de circuito impresso do detector de radiação usando o detector semiconductor integrado RD2007. O software EAGLE é gratuito em sua versão de estudante e é um software muito poderoso para a manufatura de circuitos impressos. Na figura 31 é mostrado um processo típico existente quando do desenho de circuitos que é a definição dos sinais (as linhas amarelas ligando os chamados “pads”). Além dos pads pode-se observar na figura 31 a presença de *layouts* de componentes. Os

*layouts* existem como elementos de uma vasta biblioteca presente no software e com atualizações disponíveis no site da Autodesk. É preciso acrescentar que as restrições de distâncias mínimas admissíveis entre muitos elementos de circuito podem ser definidas (antes do auto roteamento) no sub menu DRC do *menu tools* exibido na figura 33.

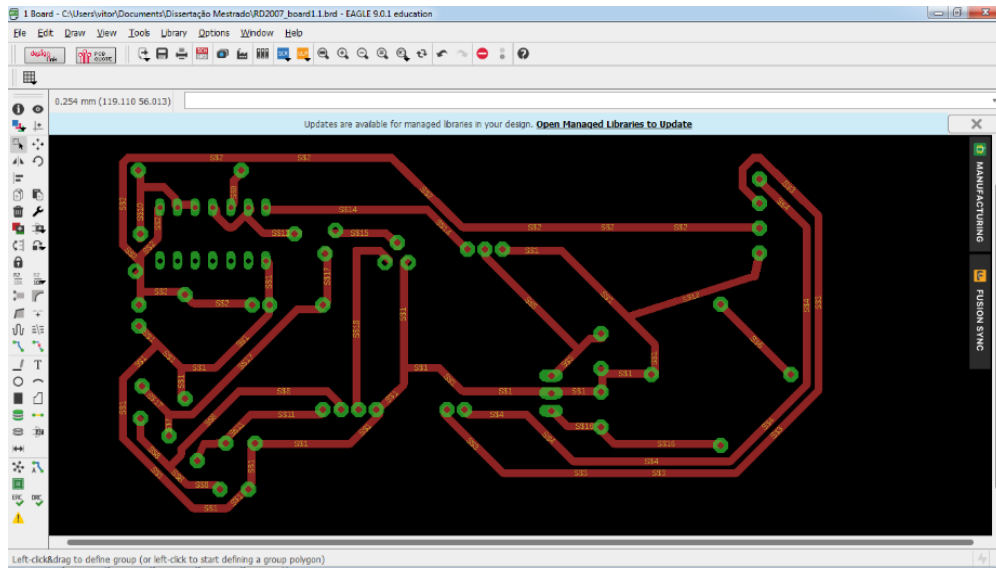
A figura 32 é o resultado da aplicação das regras e restrições de projeto para a placa feita nas opções ilustradas na figura 33. É resultado da resolução automatizada do algoritmo disponibilizado pelo EagleCAD. Este trabalho, principalmente para circuitos com grande quantidade de componentes, pode ser complexo e exigir até mesmo criatividade. O uso de um algoritmo automático de resolução ajuda e muito o trabalho de manufatura e projeto da placa.

Figura 31: Definição dos sinais entre os *pads* dos diferentes componentes.



Fonte: O autor, 2019.

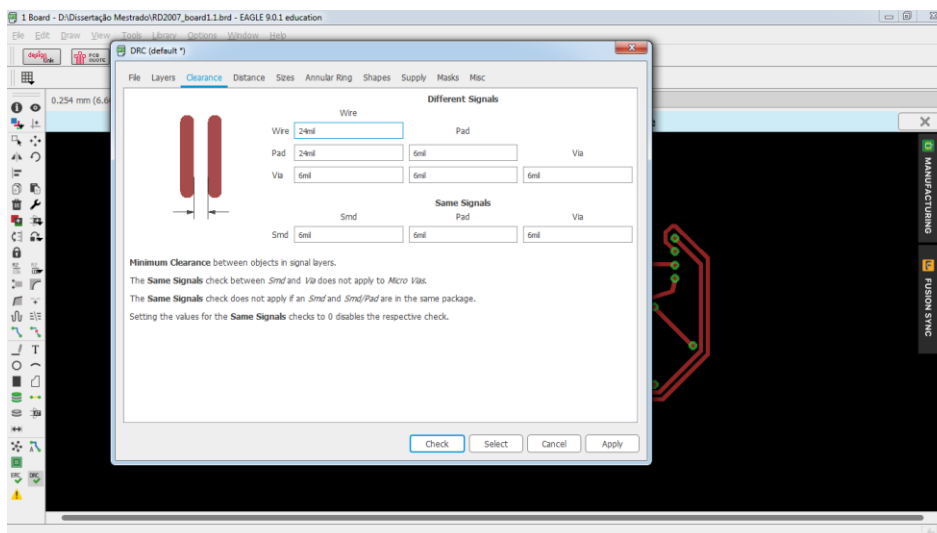
Figura 32: Um circuito é obtido após o comando “autorouting” de forma automática.



Fonte: O autor, 2019.

A figura 33 exibe o menu do sub menu DRC. Nela é possível ver a presença de três opções muito importantes: *clearance*, *distance* e *sizes*. *Clearance* é uma tabela onde se define a distância mínima admissível entre fios pads e vias. Ao clicar nas opções desta tabela (os campos de entrada formam uma tabela, observe) uma imagem elucidativa se forma no canto superior esquerdo. Ajudando o projetista a entender o significado daquele dado, estando uma imagem sempre presente seja qual for a opção atual. Opções *distance* definem a menor distância entre furos com brocas ou furos provenientes de inserções de pads PTH. Em *distance* também se define a distância mínima entre pads PTH, SMD e fios às bordas da placa (limites da placa). *Sizes* por sua vez define a largura mínima aceitável de uma trilha de cobre, o diâmetro mínimo do furo de um pad PTH.

Figura 33: Sub menu DRC que define as restrições do auto roteamento, opção clearance.

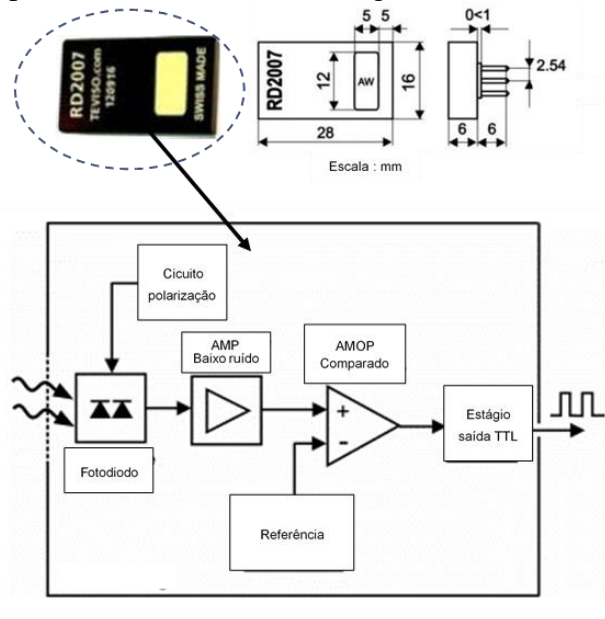


Fonte: O autor, 2019.

### 3.4. O circuito integrado detector, pré-amplificador e discriminador RD2007

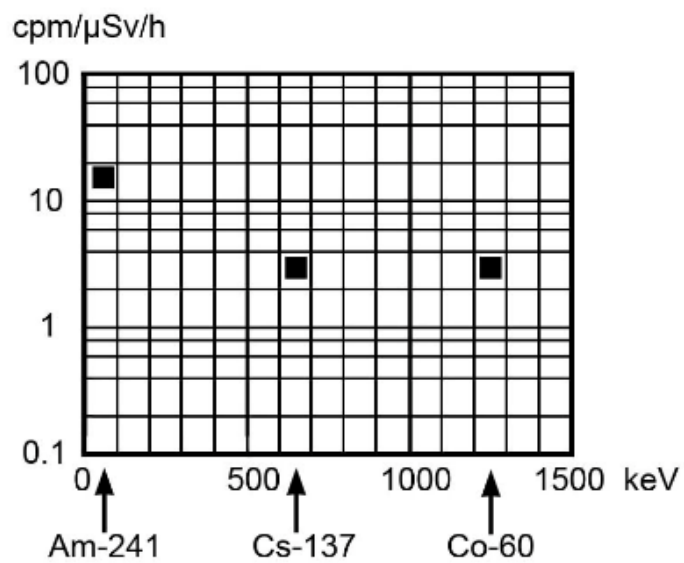
O sensor RD2007 é fabricado pela TEVISO e representa em uma mesma solução (na forma de uma solução integrada) um fotodiodo SiPIN, um pré-amplificador, um discriminador de pulsos e uma saída lógica TTL (Figura 34) de forma a permitir seu uso em instrumentos portáteis de medição de campos de radiação. Possui um baixo consumo de energia (400  $\mu$ A de consumo de corrente com uma alimentação que pode variar entre 4,5 Vdc a 5,5 Vdc). O gráfico 4 exibe a curva de calibração do sensor. Com um dado número de detecções de pulsos por minuto relacionados à uma dada quantidade unitária da taxa de dose em  $\mu$ Sv/h em função da energia dos fótons incidentes. Os símbolos dos isótopos radioativos Am-241, Cs-137 e Co-60 indicam, no eixo da energia, a posição da energia média dos fótons emitidos por estes isótopos. Por outro lado, o gráfico 5 mostra uma relação quase linear entre a variação da taxa de dose ambiental ( $\frac{H^*(0)}{dt}$ ) e o número de contagens por minuto.

Figura 34: Esquemático da parte interna do módulo integrado.



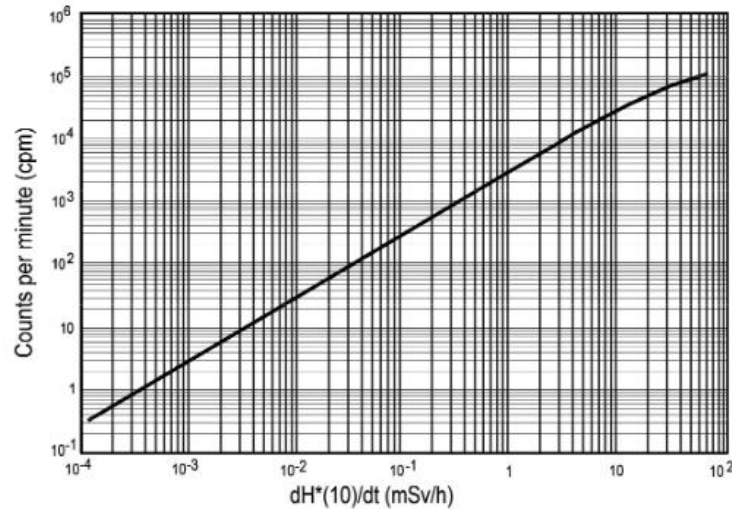
Fonte: TEVISO SENSOR TECHNOLOGIES, 2018. Folha de dados do módulo RD2007. Adaptado pelo autor.

Gráfico 4 : Contagens por segundo em relação à variação de dose recebida por hora para Am-241, Cs-137 e Co-60.



Fonte: TEVISO SENSOR TECHNOLOGIES, 2018. Folha de dados do módulo RD2007.

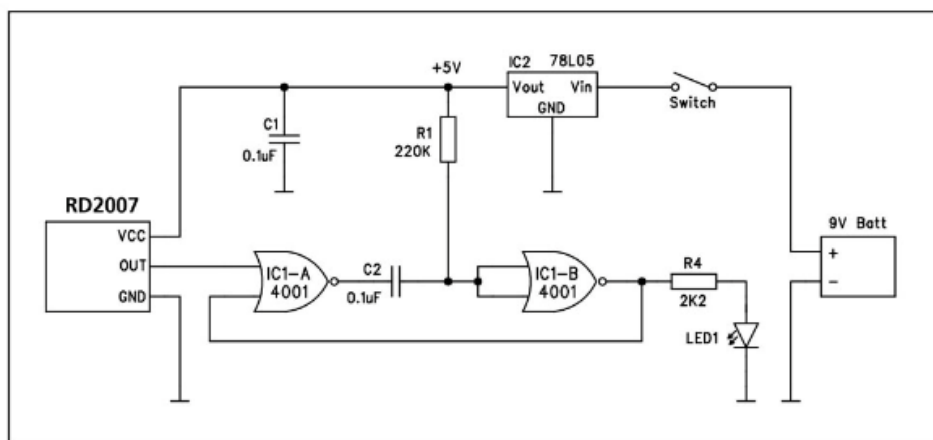
Gráfico 5: Resposta do sensor em relação às doses em mSv/h



Fonte: TEVISO SENSOR TECHNOLOGIES, 2018. Folha de dados do módulo RD2007.

Na figura 35 é mostrado uma solução implementada neste trabalho, o uso do sensor RD2007 no circuito sugerido na folha de dados utilizando portas NOR por intermédio do CI CD4001 (portas CMOS). O circuito mostrado na figura 35 transforma pulsos de algumas dezenas de microsegundos de duração (pulsos do sensor) em pulsos com milissegundos de duração: Importante não somente para a observação visual por intermédio de um LED, mas também para a leitura pelas portas digitais do microcontrolador nodemcu, que não conseguem processar pulsos de tão curta duração. Para tal são usadas tais portas lógicas, pois possuem tempo de resposta de poucas centenas de nanosegundos.

Figura 35: Circuito implementado para medição visual da intensidade de radiação recebida em função da frequência dos pulsos de um led.



Fonte: TEVISO SENSOR TECHNOLOGIES, 2018. Folha de dados do módulo RD2007.

O mecanismo de alargamento da duração do pulso, de forma a ser possível uma visualização com um LED, funciona de maneira bem simples. O sinal OUT do sensor está inicialmente em um nível DC de zero volts. Se o led não se encontrar aceso significa que a saída de IC1-A4001 estará em 5V, fazendo com que a tensão nos terminais do capacitor seja nula. Na presença de um pulso, o terminal esquerdo do capacitor C2 vai a 0V e a tensão entre seus terminais começa a subir. Enquanto o capacitor não carrega a saída do IC1-A4001 impõe ao terminal direito do capacitor um potencial menor do que 5V (inicialmente de 0V). Enquanto o terminal direito do capacitor não é carregado até a voltagem de entrada mínima a ser considerada nível lógico alto pelo IC1-B4001 o led estará aceso, mesmo que o pulso TTL em OUT com 5V não esteja mais presente e já tenha voltado a 0V. Quando IC1-B4001 percebe um nível lógico alto em suas entradas impõe que a saída desta porta deve voltar ao nível zero colocando a saída de IC1-A4001 novamente em 5V, descarregando novamente a tensão entre os terminais de C2. A duração do pulso é então diretamente proporcional ao produto de R1 por C2.

### 3.5 Esquemático e meio de implementação do circuito

Uma placa perfurada com pads totalmente isolados uns dos outros foi usada para a implementação do circuito final medidor de dose (com nodemcu e o LCD). A figura 36 mostra uma foto da placa perfurada com alguns componentes eletrônicos já fixados. A figura 37 representa o esquemático do circuito na placa adotada, após os testes e perfeito funcionamento em protoboard (as boas práticas de implementação exigem testes em protoboard).

Figura 36: Início da montagem em placa do circuito medidor de dose com RD2007.

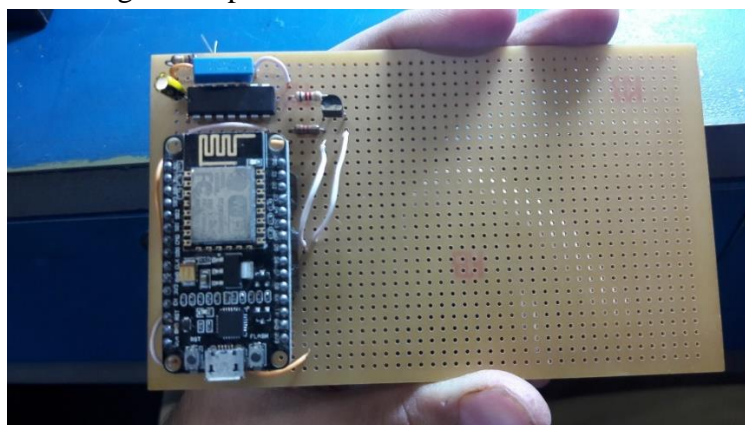
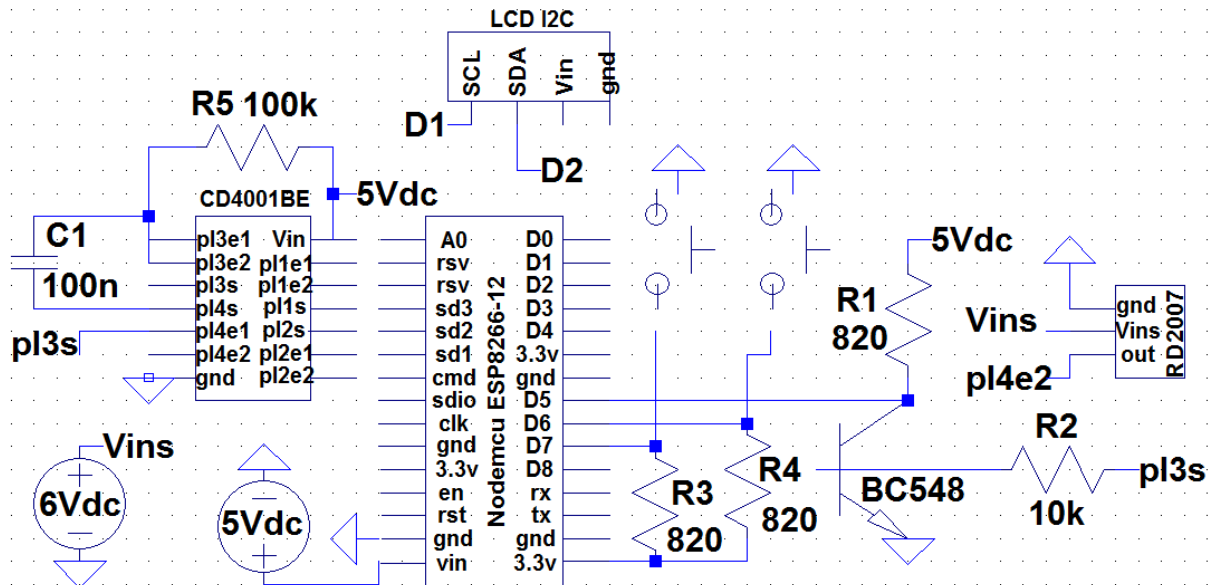


Figura 37: Circuito esquemático do circuito detector de radiação com RD2007 (a descrição das siglas das portas dos componentes é mostrada no anexo C).



Fonte: O autor, 2019.

Os componentes constituintes deste projeto são:

Porta lógica CMOS que implementa a função NOR (CD4001BE).

Microcontrolador Nodemcu esp8622-12E.

Duas baterias de lítio CR2032 de 3V cada.

Transistor NPN BC548

Display LCD de 16X2 caracteres

Módulo Serial I2C

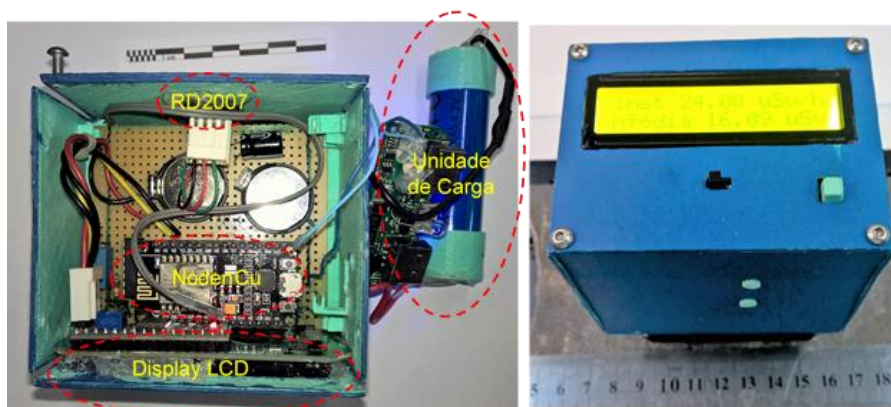
Módulo integrado detector de radiação X beta e gama RD2007

Uma bateria de ion lítio NK18650 8800mAh 4,2V

### 3.6 Montagem final do circuito e partes relevantes

O circuito mostrado na Figura 37 passou pela montagem de todos os componentes do projeto, numa placa perfurada, para posteriormente ser testado e calibrado. A figura 38 mostra o detector de raios X já montado numa caixinha de ABS feita numa impressora 3D.

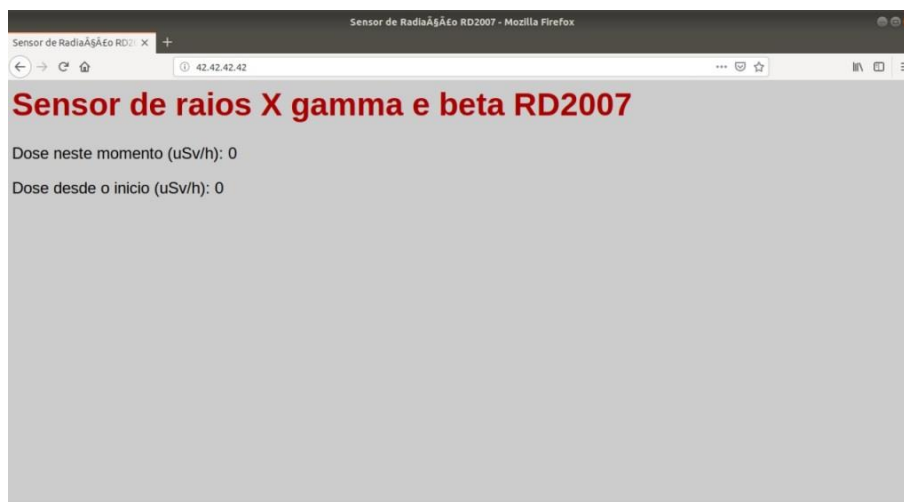
Figura 38 – O detector de raios X: montagem finalizada e preparado para os testes e calibração.



Fonte: O autor, 2019.

É importante ressaltar que neste trabalho o nodemcu funciona como *access point* e como o meio pelo qual cálculos e conversões são realizados segundo os pulsos por ele recebidos a partir do RD2007 e CD4001BE. Duas de suas portas lógicas também controlam o LCD por intermédio do módulo I2C. Cria uma rede wifi acessível pelo sistema operacional Windows, Linux ou MacOs. Por intermédio do menu de redes wifi, ao entrar na rede pré configurada “ESP8266” com senha “esp8266”, digitar num navegador de internet o endereço de IPV4 “46.46.46.46” é possível obter os resultados a partir de um browser. Mostrando a taxa de dose instantânea ( $\mu\text{Sv/h}$ ) e a taxa média (desde o início da ordem de contagem pelo acionamento de um botão). Sendo estas informações atualizadas de dez em dez segundos. A interface wifi do nodemcu permite então que um usuário meça uma taxa de dose alta a uma distância segura. Veja a imagem desta interface na figura 39:

Figura 39: Imagem da interface wifi usada para medições à distância.



Fonte: O autor, 2019.

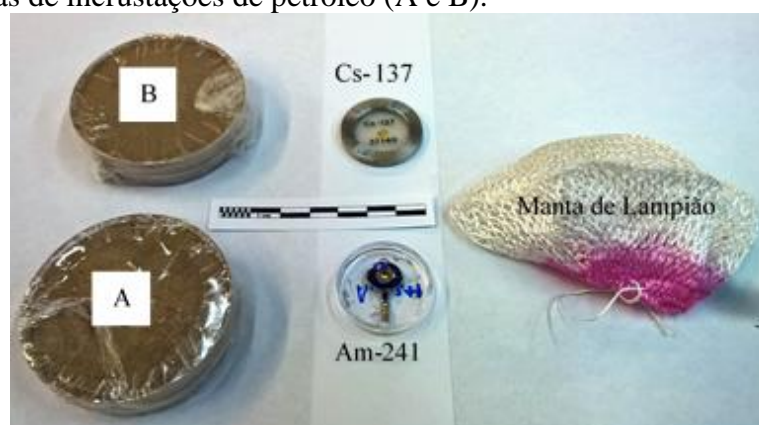
### 3.7 Calibração e fontes de testes

Para calibração do detector desenvolvido neste trabalho usou-se uma fonte de Cs-137 não selada com atividade de aproximadamente  $13 \mu\text{Ci}$  ( $\sim 50 \text{ MBq}$ ) em 05/02/2019. Esta fonte é formada por um anel de alumínio de 2,0 cm de diâmetro e um filme de Mylar. O material radioativo está depositado no centro do disco formando um ponto com diâmetro de aproximadamente 2,0 mm. Essa fonte foi utilizada para calibração do detector desenvolvido neste trabalho usando o monitor Geiger-Muller analógico como referência. Além disso, foi obtido também a previsão teórica da taxa de exposição usando-se a relação entre a taxa de exposição e a atividade da fonte considerando-se, para isso, que a fonte de Cs-137 pode ser pontual de modo que a taxa de exposição no campo de radiação varie com o inverso do quadrado da distância (utilização do *Gamão* do Cs-137). Após a calibração, para testar o funcionamento do sistema desenvolvido de detecção de radiação foram utilizadas uma fonte Cs-137, uma fonte Am-241, uma manta de lampião e duas amostras radioativas de incrustações. A figura 40 mostra as fontes utilizadas neste trabalho.

O Amerício-241 tem uma meia-vida de aproximadamente 232 anos e decai para o Neptúncio-237 por emissão de partículas alfas e posteriormente ocorre a emissão de radiação gama e vários raios X característicos (devido ao processo de captura eletrônica e conseqüentemente com emissões de raios X característicos associados as linhas L do Neptúncio). O Césio-137 tem uma meia-vida de aproximadamente 30,1 anos e decai principalmente para um estado metaestável do Bário-137 por emissão de  $\beta^-$  (beta menos com energia de 514 keV (94,7 %)) que, posteriormente, decai para o estado fundamental emitindo um gama de aproximadamente 662 keV. A manta de lampião foi utilizada como fonte de radiação para avaliar as taxas de doses a níveis da radiação de fundo. Normalmente essas mantas são fabricadas em tecido embebidos com óxido de tório ( $\text{ThO}_2$ ), como aditivo. O óxido de tório tem sido utilizado neste tipo de material por apresentar os pontos de fusão e ebulição elevados, 1750 °C e 3300 °C, respectivamente, e quando submetido a altas temperatura, na presença de oxigênio, produz uma luz branca brilhante e bastante intensa. As amostras de incrustações são oriundas de rochas reservatórios e naturalmente podem apresentar elementos associados a radioatividade natural. Estes elementos radioativos podem ser pré-concentrados durante o processo de formação das incrustações devido principalmente

a incompatibilidade entre as águas de produção/injeção e variações de pressão/temperatura/pH. As amostras de incrustações estão acondicionadas em placas de petri de acrílico com diâmetros de 5,0 cm e espessura de 1,2 cm. As placas de petri foram vedadas totalmente com fita adesiva. As duas amostras de incrustações possuem massas de 71g (amostra A) e 76 g (amostra B).

Figura 40. As fontes de radiação utilizadas nos testes do detector: Am-241, Cs-137, manta de lampião, amostras de incrustações de petróleo (A e B).



Fonte: O autor, 2019.

A tabela 1 mostra os tipos de decaimentos, as prováveis energias das emissões e as probabilidades associadas para as fontes de radiações utilizadas nos testes do detector de radiação (CHU, 1999).

Tabela 1. As principais características físicas das fontes utilizadas.

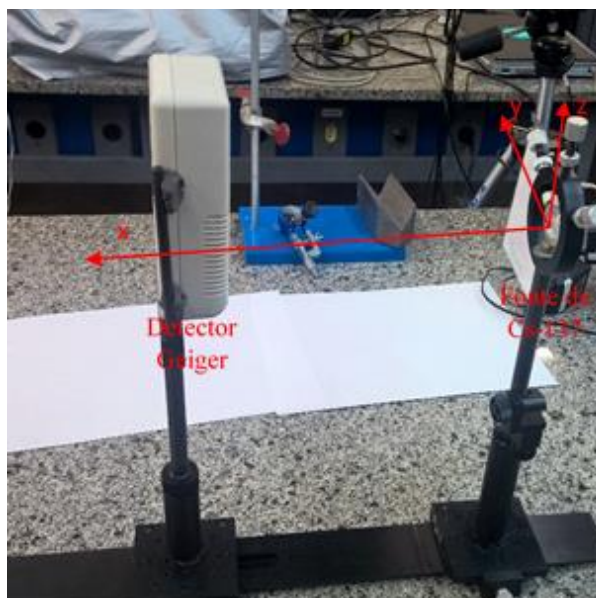
Fonte	Núcleo filho	Tipo de decaimento	Energia (keV) e probabilidade de emissão (%)
Cs-137	Ba-137	$\beta^-$	514 (94,7)
		Gama	662 (85,1)
Am-241	Np-237	Alfa	4388 – 5544, mais provável 5486 (85)
		Gama	59,54 (35,9), 26,35 (2,4) e 33,2 (0,13)
		Raios X característico (linhas L do Np)	11,87 (0,7), 13,76 (1,1), 13,95 (9,6), 16,82 (2,5), 17,06 (0,7), 17,51 (0,7), 17,75 (5,7), 17,99 (1,4), 20,78 (1,4), 21,01 (0,7)
Manta lampião	Série do Tório	Alfa, Beta, Gama e Raios X característicos	Todas associadas a Série do Tório
Amostra A	Série natural do Urânio e Tório	Alfa, Beta, Gama e Raios X característicos	Todas associadas as Séries do Urânio e Tório
Amostra B	Série natural do Urânio e Tório	Alfa, Beta, Gama e Raios X característicos	Todas associadas as Séries do Urânio e Tório

Fonte: O autor, 2019.

### 3.7.1. Arranjo experimental para as medidas de taxa de dose

Para calibração do detector baseado do módulo RD2007 foi montado um arranjo experimental onde a fonte Césio-137 foi fixada num suporte e alinhada com o centro do detector (eixo x). A fonte ficou fixa ( $x=0$ ) e o detector poderia ser movido no eixo x sem perder o alinhamento com a fonte (Figura 41). As posições de deslocamento do detector para as medidas de taxa de exposição foram: 6,0 cm, 8,0 cm, 10 cm, 12 cm, 14 cm, 16 cm, 18 cm, 20 cm, 25 cm e 30 cm. Este procedimento foi realizado primeiramente com o monitor Geiger Digital e posteriormente, usou-se o detector de radiação desenvolvido neste trabalho.

Figura 41 – Arranjo experimental para as medidas de calibração usando a fonte de Cs-137 e o monitor Geiger.



Fonte: O autor, 2019.

Para efeito de comparação foram realizadas medidas de taxa de dose entre o sistema de detecção de radiação desenvolvido neste trabalho, usando um fotodiodo SiPIN, e o monitor Geiger digital. A diferença principal entre eles está relacionada a forma de detecção da radiação: o monitor desenvolvido neste projeto é baseado num semicondutor, enquanto o outro monitor é baseado em um detector a gás do tipo Geiger-Muller. A figura 42 mostra os monitores utilizados nas medidas de taxas de doses. A tabela 2 mostra as características de cada um dos monitores.

Figura 42. Os monitores utilizados nas medidas de taxas de doses.



Legenda: (A) monitor Geiger-Muller digital; (B) monitor semiconductor desenvolvido neste trabalho.  
Fonte: O autor, 2019.

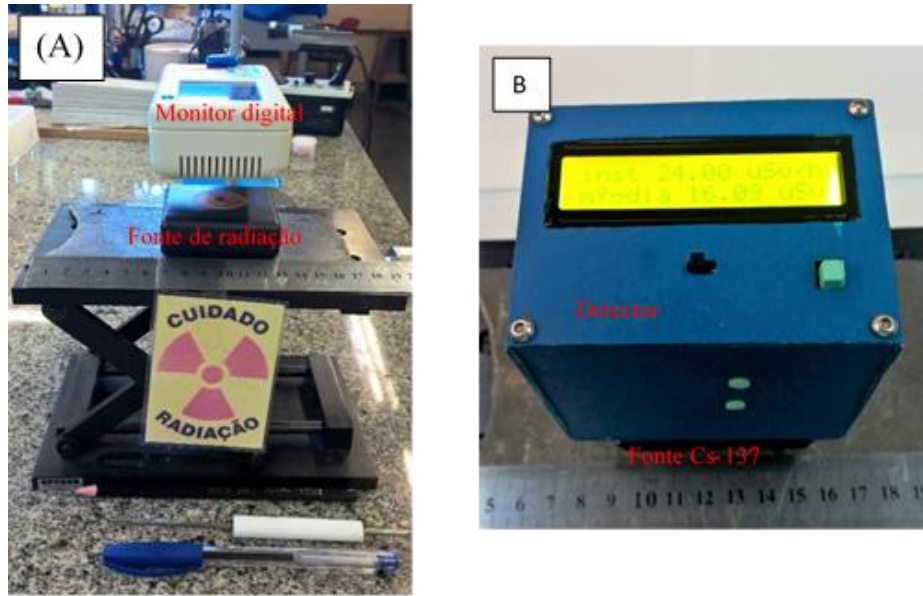
Tabela 2. Características dos detectores utilizados neste trabalho

Detector	Massa (g)	Dimensões (cm) (C x L x A)	Radiação detectada	Sensibilidade (cpm/ $\mu$ Sv/h)
Geiger Muller Modelo: BR-6A Série: 6318871-2002	170	13,5 x 7,0 x 4,0 (Paralelepípedo)	Beta alta energia, raios X e radiação gama	80
Semiconductor SiPIN RD 2007	130	8,5 x 7,5 x 6,5 (Cubo)	Beta alta energia, raios X e radiação gama	3,4

Fonte: O autor, 2019.

Todas as medidas comparativas foram realizadas nas mesmas geometrias (junto as fontes) e usando as fontes de radiações: Cs-137, Am-241, manta de lâmpião e as fontes de incrustações. A figura 43 mostra a medidas de taxa dose usando os dois monitores de radiações.

Figura 43. Medidas de taxa de dose usando a fonte de Cs-137.



Legenda: (A) monitor Geiger-Muller digital; (B) monitor semiconductor desenvolvido neste trabalho.  
Fonte: O autor, 2019.

## RESULTADOS

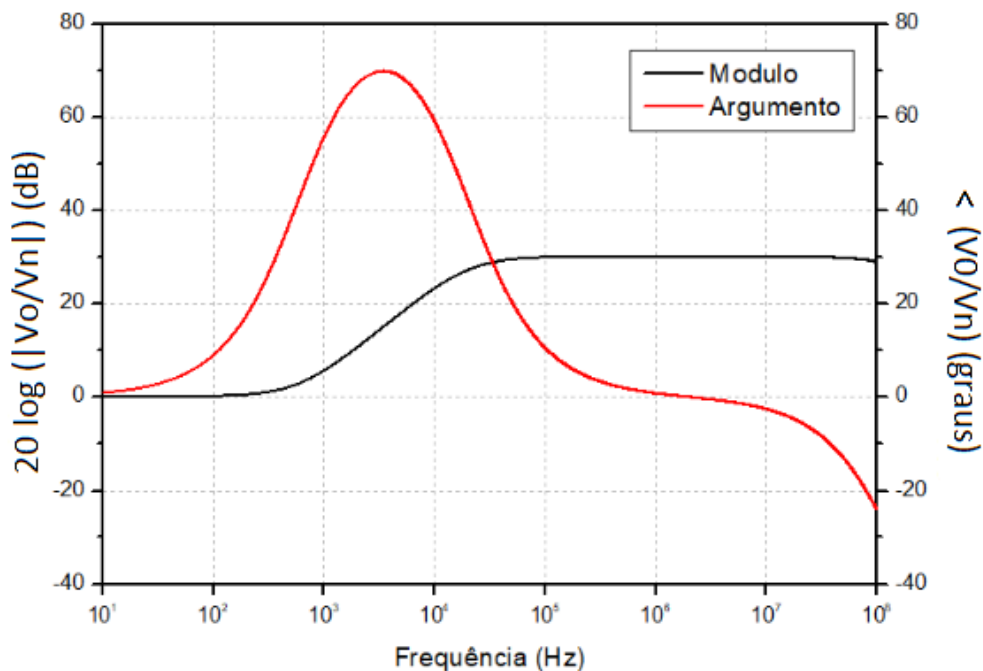
### Comparação entre funções de transferência obtidas no papel e de simulação do pré-amplificador da figura 17:

É analisada a conformidade entre as equações obtidas “no papel” para as situações descritas nas figuras 19, 20, 21, 22 e 23 respectivamente. Onde a figura 20, apesar de se tratar de uma figura ilustrativa de todas as correntes ruidosas presentes no JFET, está, neste parágrafo, realizando uma menção exclusiva ao ruído total do canal  $I_{ctn} = I_{fn} + I_{tn}$ . Todos os gráficos doravante representam o módulo e o argumento de uma função complexa dependente da frequência (denominada função de transferência). São exibidas conformidades entre a previsão teórica e a da simulação na análise de um mesmo circuito (o da figura 17).

### Comparação da função de transferência obtida no papel e de simulação AC sweep entre a fonte de ruído $V_n$ e a saída do mesmo $V_o$ da figura 19.

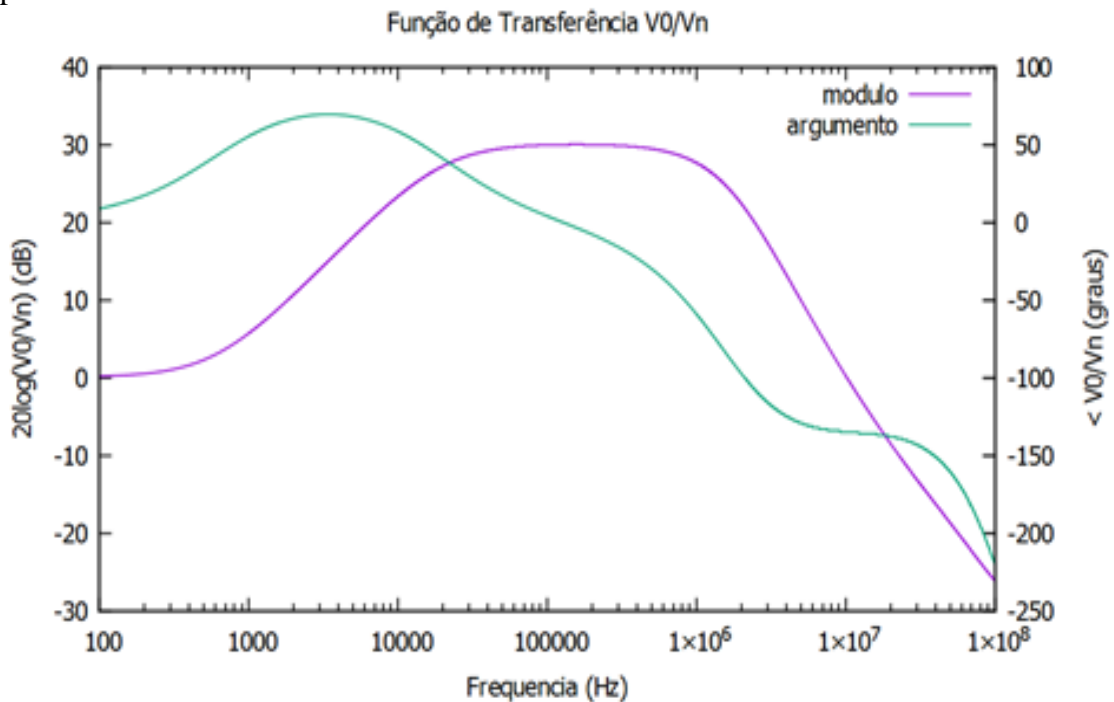
A função de transferência para a situação mostrada na figura 19,  $\frac{V_o}{V_n}$ , está representada pelas figuras 47 e 48 (código fonte na linguagem *octave dado* no apêndice C).

Gráfico 6: Função de transferência obtida no papel para o ruído de tensão de entrada do pré-amplificador.



Fonte: O autor, 2019.

Gráfico 7: Função de transferência de tensão para ruído de tensão de entrada do pré-amplificador simulada.



Fonte: O autor, 2019.

Os gráficos 6 e 7 mostram uma concordância excelente para o módulo da função de transferência até 1 MHz e uma concordância excelente da fase para até 100 kHz.

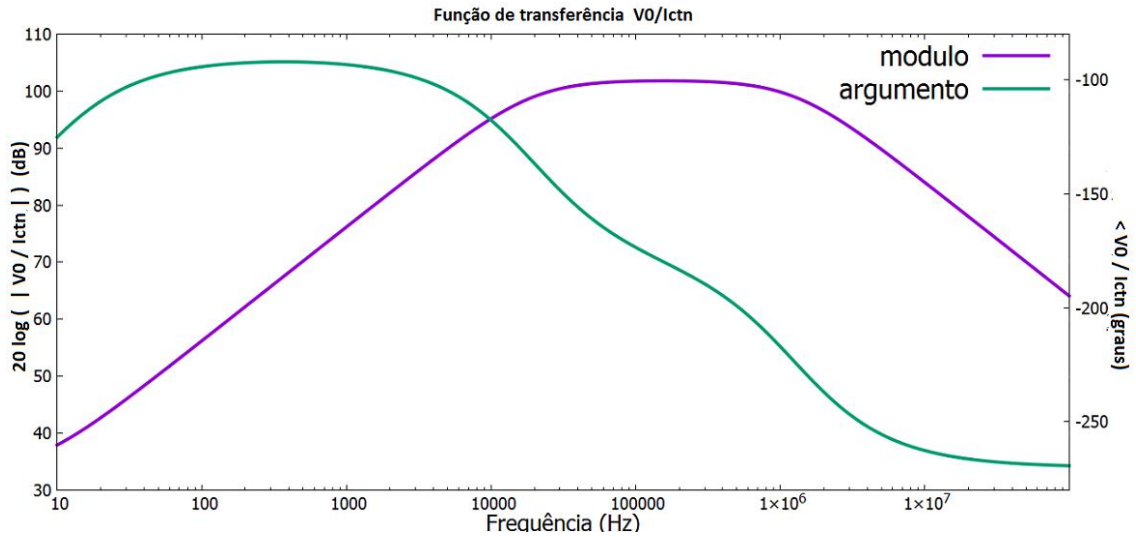
A fase sofre uma forte redução na simulação em virtude dos efeitos da limitação de banda do operacional. O cálculo feito *no papel*, ao se desprezar isso, prevê uma variação de fase muito menor, bem como do módulo (como também se pode ver para além de 1 MHz, onde nas simplificações da teoria este se mantém constante).

Para frequências muito maiores do que 1 MHz os comportamentos divergem em razão da não idealidade do amplificador operacional levada em consideração pelo simulador.

### **Comparação da função de transferência obtida no papel e de simulação AC sweep entre o ruído de corrente do canal do JFET e a saída do operacional (figura 20).**

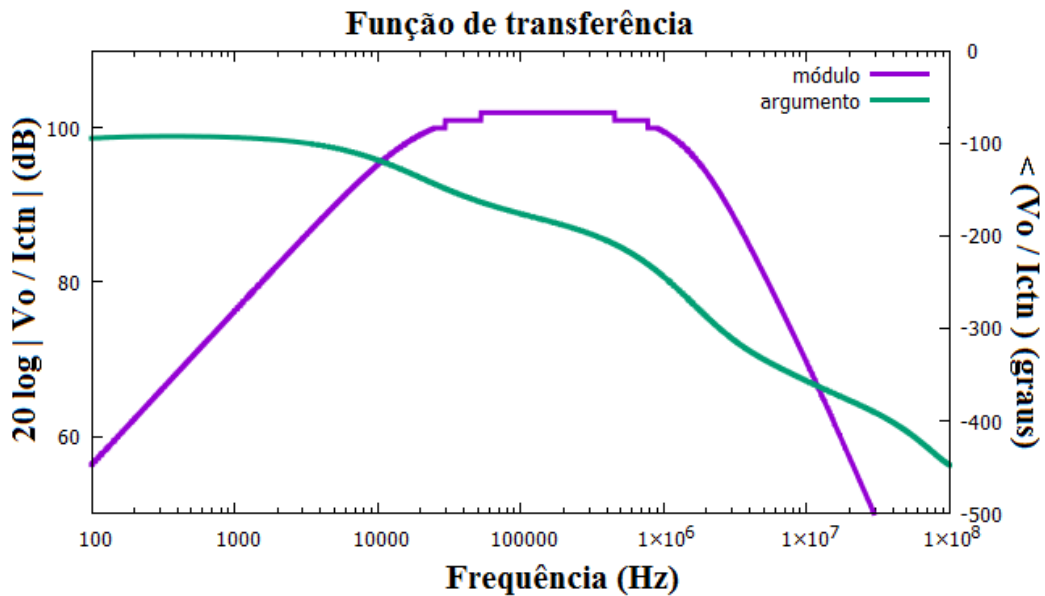
As funções de transferência  $\frac{V_o}{I_{ctn}}$  teórica e simulada para esta situação estão representadas nos gráficos 8 e 9 (código fonte na linguagem *octave* dado no apêndice C).

Gráfico 8: Função de transferência de ruído de corrente no canal do JFET obtida no papel



Fonte: O autor, 2019.

Gráfico 9: Função de transferência do ruído de corrente no canal do JFET simulada.



Fonte: O autor, 2019.

As quais também exibem excelente concordância nas baixas frequências, não exibindo tanta concordância nas altas frequências em razão dos mesmos motivos apresentados na seção

**Comparação da função de transferência obtida no papel e de simulação AC sweep entre o ruído de tensão Vin2 e a saída do operacional (figura 21).**

Função de transferência para o ruído da fonte de  $V_{in2}$  é dada por  $\frac{V_o}{V_{in2}}$  e está representada nos gráficos 10 e 11 (código fonte na linguagem *octave* dado no apêndice C).

Gráfico 10: Função de transferência obtida no papel para a situação da figura 21.

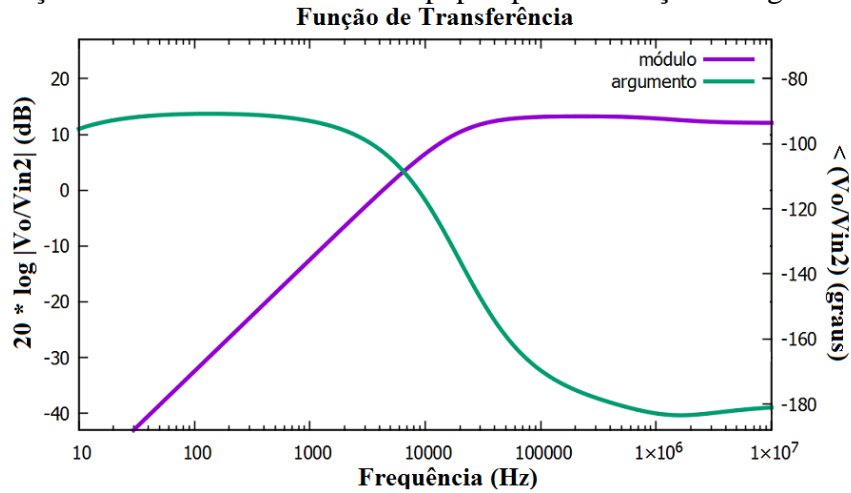
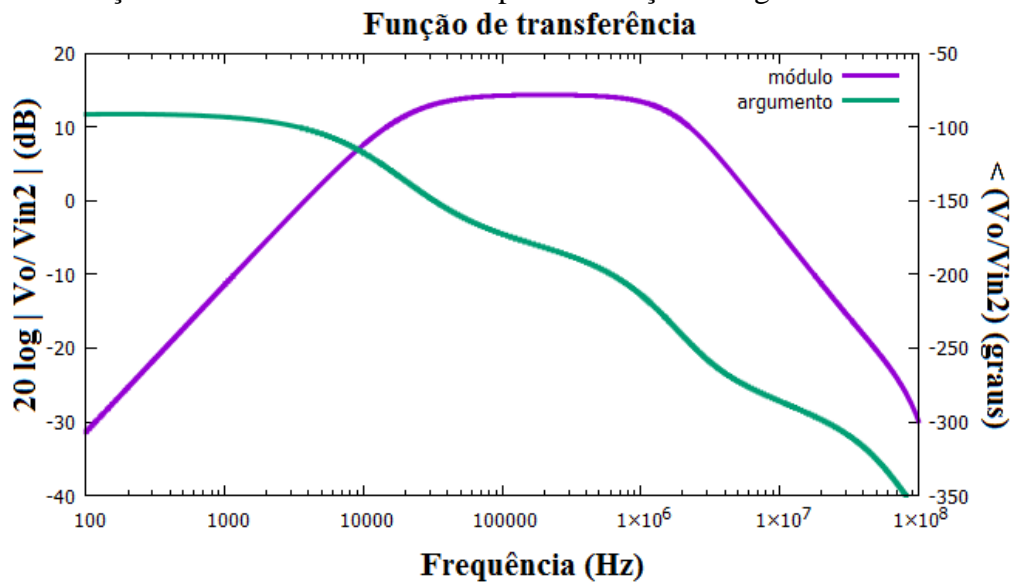


Gráfico 11: Função de transferência simulada para a situação da figura 21.

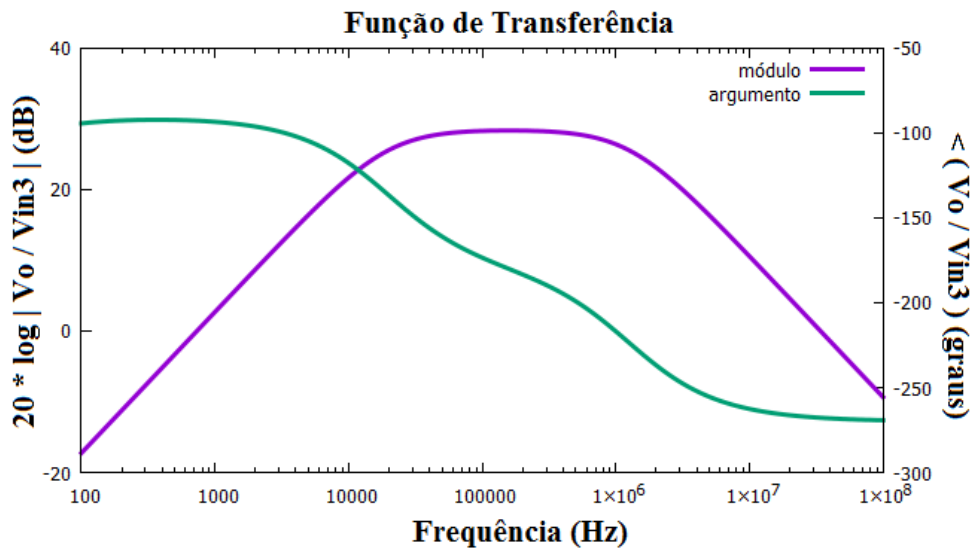


Mostrando novamente excelente concordância a baixas e medias frequências, com a fase concordando muito bem até 100 kHz.

Comparação da função de transferência obtida no papel e de simulação *AC sweep* entre o ruído de tensão  $V_{in3}$  e a saída do operacional (figura 22).

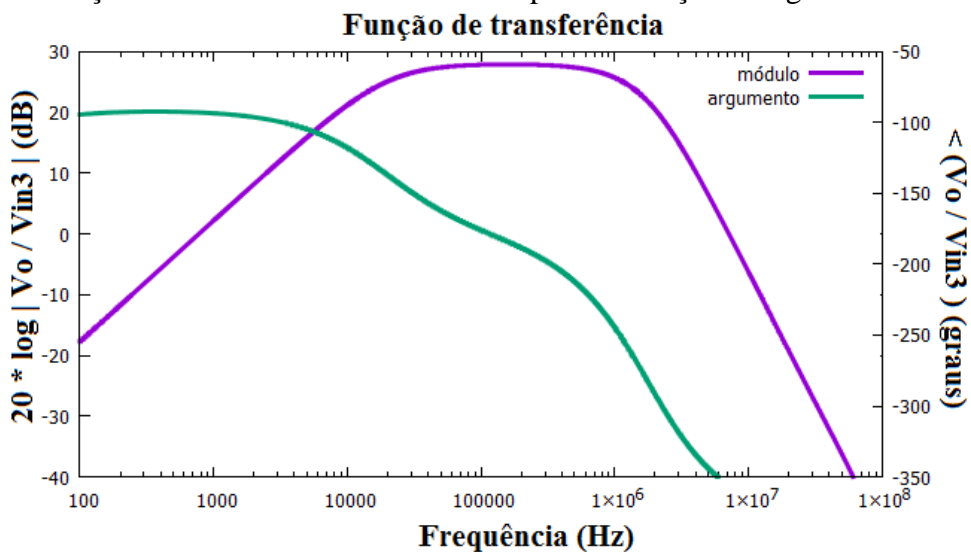
Função de transferência para o ruído da fonte de  $V_{in3}$  da figura 22 dada por  $\frac{V_o}{V_{in3}}$  está representada pelos gráficos 12 e 13 (código fonte na linguagem *octave* dado no apêndice C).

Gráfico 12: Função de transferência obtida no papel para a situação da figura 22



Fonte: O autor, 2019.

Gráfico 13: Função de transferência do simulador para a situação da figura 22



Fonte: O autor, 2019.

Novamente uma concordância excelente, exceto nas altas frequências.

**Comparação da função de transferência obtida no papel e de simulação AC sweep entre o ruído de corrente  $I_{sn}$  e a saída do operacional (figura 23)**

Função de transferência para o ruído da fonte de  $I_{sn}$  da figura 23 dada por  $\frac{V_o}{I_{sn}}$  está representada pelos gráficos 14 e 15 (código fonte na linguagem *octave* dado no apêndice C).

Gráfico 14: Função de transferência obtida no papel para a situação da figura 23.

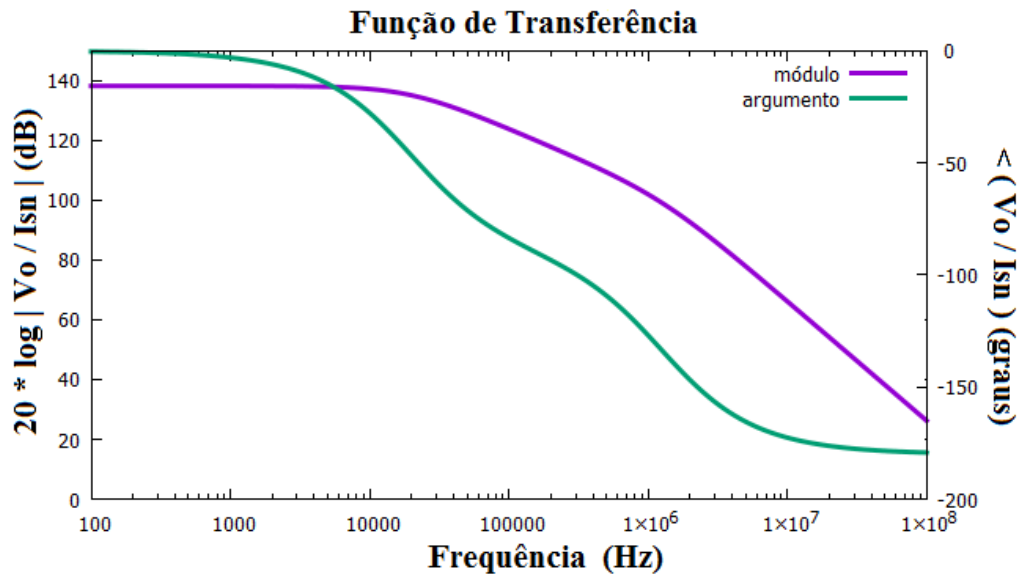
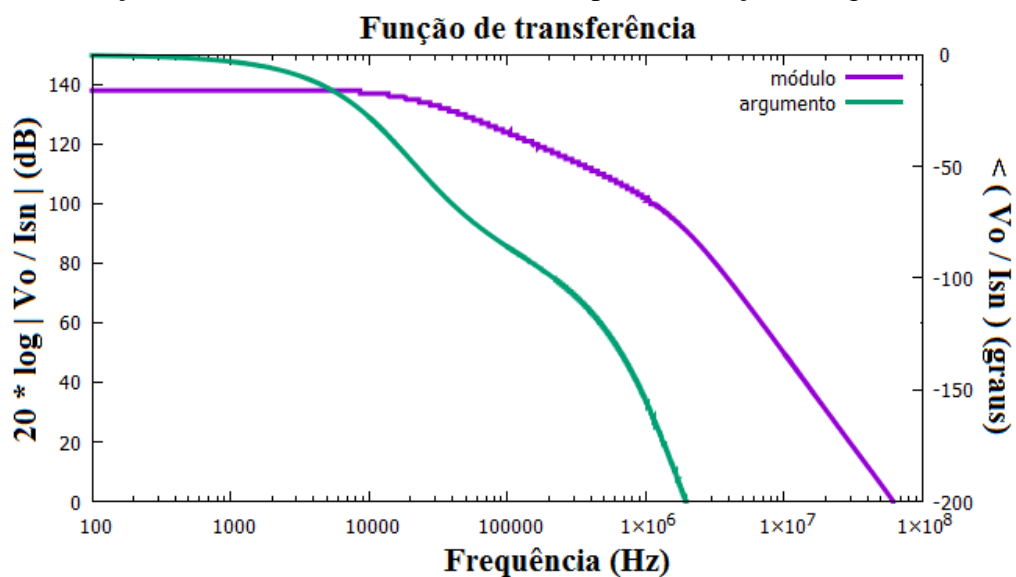


Gráfico 15: Função de transferência simulada obtida para a situação da figura 23.



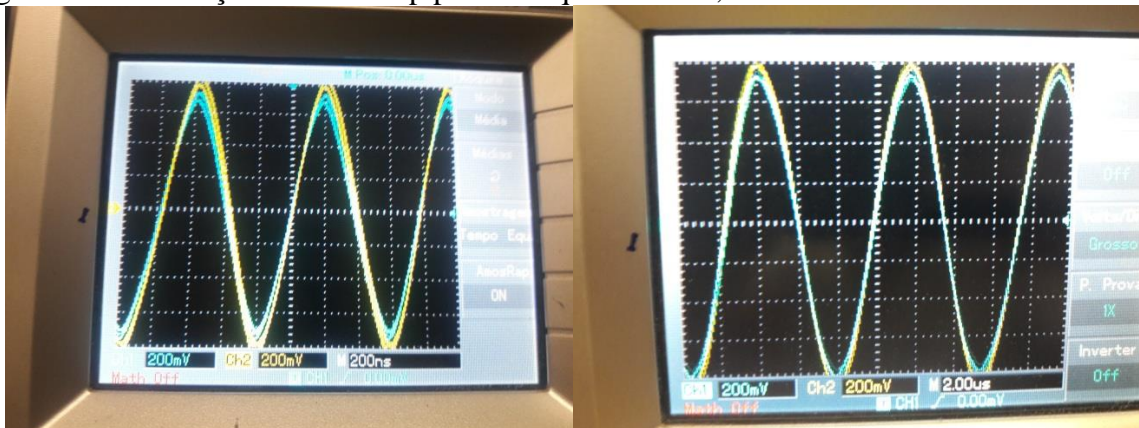
Novamente uma discrepância em altas frequências e igualdade total nas baixas e intermediárias.

**A medição em bancada do bootstrap de tensão entre  $V_g$  e  $V_s$  com o JFET 2N5485 nas condições do circuito da figura 17.**

A figura 44 exibe os sinais  $V_g$  e  $V_s$  medidos com pontas de prova de tensão do osciloscópio na implementação em protoboard de um circuito que emula as condições experimentais mostradas na figura 17. No sinal representado à direita é possível observar o aumento da impedância entre  $V_g$  e  $V_s$  por um fator de 18. É possível constatar a diferença entre os sinais  $V_g$  e  $V_s$  como 18 vezes menor do que  $V_g$  (sinal amarelo e sinal de entrada) para a frequência de 133kHz. Tomando a média das posições do sinal  $V_s$  (o azul), observa-se que a diferença entre os sinais é 2/19 vezes que o sinal de entrada para 1,333MHz. Mostrando a efetividade deste circuito (dreno comum) no aumento da impedância de entrada nas condições da figura 17.

Assumindo um fótdiodo com 560pF de capacitância parasita com zero volts de tensão reversa, com essa nova informação sobre a redução da capacitância  $C_p$  da figura 19 obtida pela análise dos gráficos 6 e 7, é possível afirmar que a banda plana do módulo da função de transferência dos gráficos 6 e 7 estão coerentes, pois ela representa um ganho de 31 V/V para o ruído de tensão do amplificador, que é justamente o ganho de tensão que a fonte  $V_n$  (na figura 19) teria caso  $V_g$  e  $V_s$  fossem os sinais exibidos na figura 44.

Figura 44: Verificação do bootstrap para a frequência de 1,33MHz e 133kHz.

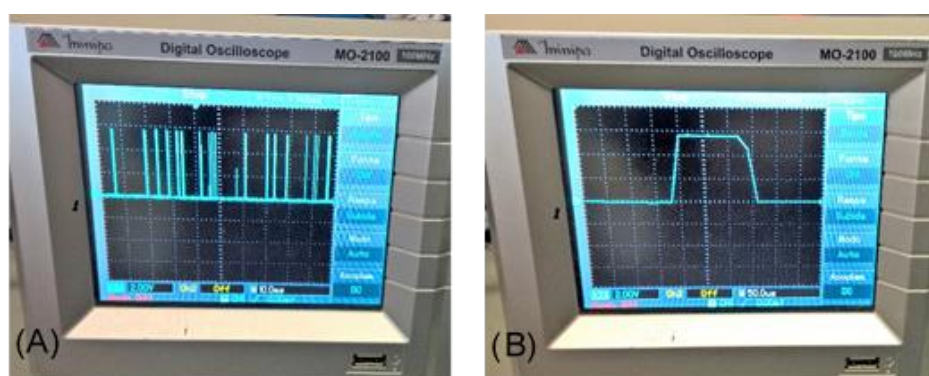


Fonte: O autor, 2019.

### Verificação da saída do pulso TTL no RD2007

Na figura 45 é possível observar pulsos de saída do sensor RD2007 ao ser justaposto a a fonte de Cs-137. Os pulsos possuem 6V de amplitude porque é esta a tensão usada para alimenta-los. A razão da existência do pulso menor à esquerda da figura 45 pode estar relacionada à existência de com amplitude maiores do que a referência, porém próximos o suficiente para não possuírem um tempo sobre a referencia suficientemente grande de forma a ser o suficiente para uma transição de subida da porta TTL presente na saída do RD2007.

Figura 45: Verificação do pulso de saída do RD2007 (obtido a partir do terminal “out” da figura 37).

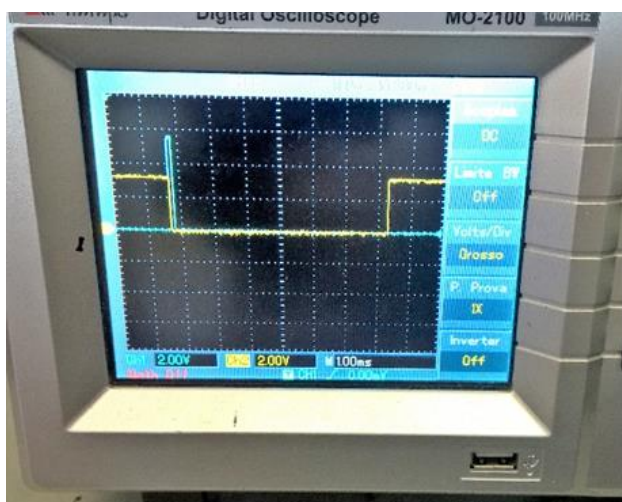


Fonte: O autor, 2019.

### Verificação do aumento da duração do sinal do modulo RD2007 pela porta lógica CMOS CD4001BE.

A figura 46, foi obtida com um osciloscópio e mostra em azul a saída “out” do sensor RD2007 representando um pulso de radiação detectado. Por outro lado a linha amarela na figura 46 mostra o pulso de sinal do terminal D5 do microcontrolador na figura 37. Este sinal mostra que o microcontrolador consegue ler, pois possui cerca de 10ms. Em contraste, ele não conseguiria ler o sinal do sensor diretamente em razão do curto intervalo de tempo deste pulso (40-150us).

Figura 46: Operação de alargamento de duração de pulso pela porta CMOS, de modo a permitir o processamento do sinal pelo microcontrolador nodemcu.

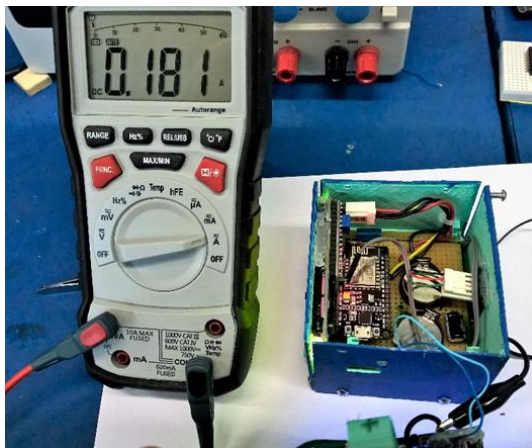


Fonte: O autor, 2019.

### **Verificação do consumo de corrente do sistema.**

Na figura 47 é mostrado, através de um multímetro, na sua função de medição de corrente a corrente total consumida pelo detector de radiação desenvolvido neste trabalho, sendo o valor de 180 mA a corrente total consumida pelo sistema. Tal corrente possui explicação no sentido de que o circuito funciona com 5Vdc e a bateria possui tensão de 4,2Vdc. Na saída da bateria existe um circuito *step up* (conversor *boost*) chaveado que sobe o nível da tensão até 5V, necessitando, para isto, de um ligeiro aumento de consumo da corrente na entrada do conversor. A corrente fornecida pela saída do conversor *step up*, com a luz de fundo do LCD ligada, é de 120 mA @ 5Vdc.

Figura 47: Medida de corrente consumida total pelo circuito implementado.

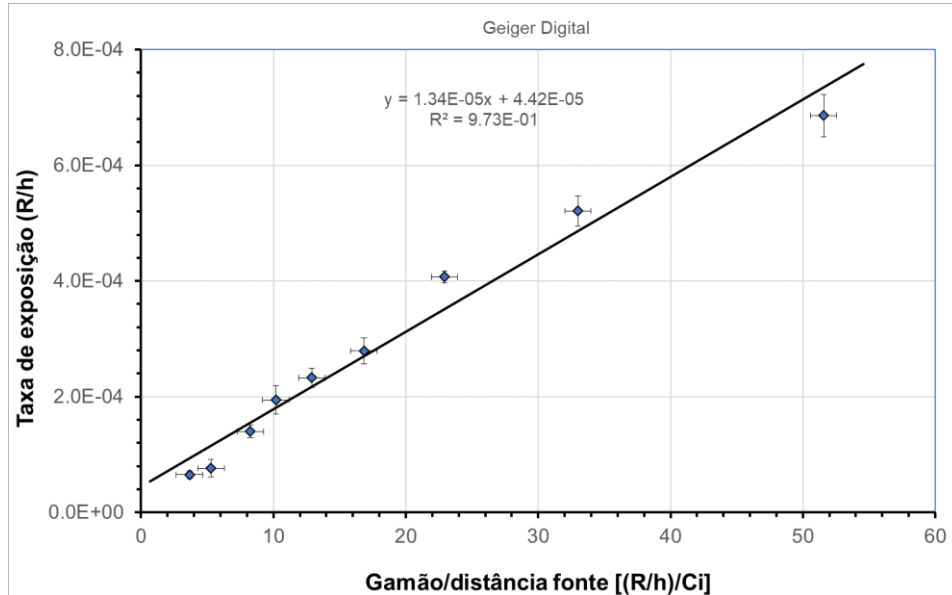


Fonte: O autor, 2019.

### Calibração do detector implementado com uma fonte de Cs-137 pontual

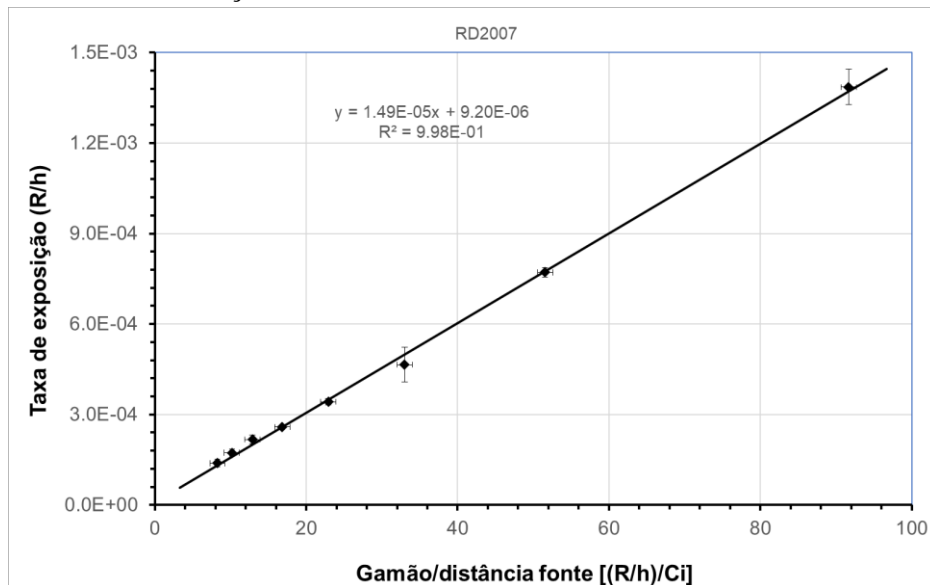
O gráfico 16 mostra a reta de calibração obtida variando-se a distância do monitor Geiger em relação a fonte de Cs-137. A equação que relaciona a taxa de exposição e a atividade da fonte pode ser representada por uma relação linear onde o coeficiente angular é a atividade da fonte em Curie (Ci). Pode -se observar que o coeficiente de correlação ( $R^2=0,973$ ) mostra que houve um ótimo na interpolação dos pontos para ajuste um linear. Da mesma forma, no arranjo experimental, substituiu-se o detector Geiger pelo detector de radiação desenvolvido neste trabalho e varainado-se a ditância do detector a fonte Cs-137 obteve-se ums relação linear entre a taxa de exposição e a atividade da fonte. O gráfico 17 mostra os resultados obtidos para o detector baseado no RD2007. O RD2007 apresentou um melhor ajuste linear quando comparado com o detector Geiger ( $R^2=0,998$ ).

Gráfico 16 – Reta de calibração usando o detector Geiger e uma fonte Cs-137.



Fonte: O autor, 2019.

Gráfico 17 – Reta de calibração associada ao detector baseado no sensor RD2007.



Fonte: O autor, 2019.

No gráfico 17 pode-se observar que o coeficiente angular na equação da reta obtida na interpolação dos dados ( $14,9 \times 10^{-6}$ ) é superior ao obtido usando o detector Geiger ( usado neste trabalho como nossa referência). Portanto, foi necessário corrigir os resultados obtido com o detector desenvolvido neste trabalho, multiplicando o fator de calibração (cpm / uSv/h) por uma fator de aproximadamente 1,11 (14,9/13,4).

A tabela 3 mostra as medidas de taxa de exposição obtidas com o detector baseado no sensor RD2007 e a previsão teórica (usando inicialmente o “gamão” do Cs-137). Supondo que a atividade da fonte de Cs-137 é de  $13 \mu\text{Ci}$  (essa atividade foi obtida ao linearizar as medições de exposições obtidas com o Geiger-Muller, em relação ao inverso do quadrado da distância do detector à fonte). Sendo essas medidas tomadas da mesma forma que as medidas do RD2007. Para cada posição, com o RD2007 devidamente fixado, foram realizadas cinco medidas de taxa de exposição. O coeficiente de variação (CV) das medidas experimentais mostrou uma dispersão ao redor dos valores médios menor do que 9,0 % para o RD2007. Por outro lado, a partir dos erros relativos dessas medidas com RD2007 e as previsões teóricas, pôde-se comparar os valores experimentais com tais previsões. Assim, pode-se observar que os valores de taxa de exposição ao multiplicar o fator de calibração (cpm / uSv/h), por intermédio da alteração do código fonte embutido no ESP8266-12E, por um fator 1,11, foi possível obter erros relativos das medidas menores do que os valores não corrigidos, um erro relativos médio de 7 % foi obtido para esta nova situação em constraste com os 17 %, para as medições tomadas sem a mudança do fator. A correção do fator de calibração resultou em erros relativos quase 3 vezes menores. Na tabela 3 “n” é o números de medidas tomadas no calculo do coeficiente de variação (CV).

Tabela 3 - Comparação entre os valores obtidos experimentalmente e a previsão teórica.

<b>Distância fonte (cm)</b>	<b>Experimental s/ correção (mR/h)</b>	<b>CV (n=5)</b>	<b>Previsão teórica (mR/h)</b>	<b>Erro relativo sem correção</b>	<b>Erro relativo c/ correção</b>	<b>Exp c/ correção (mR/h)</b>
4,0	2,83	0,02	2,76	0,03	0,08	2,98
6,0	1,39	0,01	1,23	0,13	0,02	1,25
8,0	0,77	0,08	0,69	0,12	0,01	0,70
10	0,47	0,02	0,44	0,05	0,05	0,46
12	0,34	0,01	0,31	0,11	< 0,01	0,31
14	0,26	0,06	0,23	0,15	0,03	0,24
16	0,22	0,05	0,17	0,26	0,13	0,19
18	0,17	0,07	0,14	0,27	0,14	0,16
20	0,14	0,09	0,11	0,25	0,13	0,12

Fonte: O autor, 2019.

### Medições de algumas fontes radioativas com a solução de circuito implementada usando o detector de estado sólido RD2007

Assim, a partir da correção realizado o detector foi utilizado para uma aplicação na medidas de cinco fontes de radiações: uma fonte Cs-137, uma fonte Am-241, uma manta de lampião e duas amostras radioativas de incrustações. Todas as medidas foram realizada com as fontes juntas ao sensor RD2007. As tabelas 4 e 5 mostram os resultados comparativos entre as fontes medidas com o Geiger-Muller e o detector desenvolvido neste trabalho baseado do RD2007. Na tabela 4 pode-se observar que os resultados obtidos com a fonte de Cs-137, tanto usando o Geiger, como usando o RD 2007, foram praticamente equivalente. Este resultado já era esperado porque a calibração do detector foi realizada com está fonte. Por outro lado, os resultados com a fonte de Am-241 mostraram que o RD2007 apresentou valores da taxa de dose superiores aos obtidos com o Geiger-Muller. Estas diferenças podem estar associadas as características físicas de detecção de cada um dos detectores. Os detectores a gás possuem uma dependência energética bastante acentuada principalmente na parte de fótons de baixa energia. A fonte de Am-241 tem um espectro de fótons com energias predominantemente abaixo de 60 keV. Portanto, isso pode estar associado à discrepância dos valores encontrados com o detector Geiger. Todos os coeficientes de variação ficaram abaixo de 10 % mostrando baixa dispersão em relação aos valores médios.

Tabela 4 - Resultados obtidos de taxa de dose para as fontes de Cs-137 e Am-241.

Medidas	Cs-137		Am-241	
	Geiger (uSv/h)	RD2007 (uSv/h)	Geiger (uSv/h)	RD2007 (uSv/h)
1	16,96	15,5	1,64	2,1
2	15,06	15,3	1,31	2,4
3	15,38	14,9	1,39	2,7
4	15,6	14,3	1,32	2,6
5	15,66	14,0	1,34	2,3
<b>Média</b>	15,7	15	1,4	2,4
<b>DesPad</b>	0,73	0,64	0,14	0,25
<b>CV</b>	0,05	0,04	0,10	0,10

Fonte: O autor, 2019.

A tabela 5 mostra os resultados obtidos nas medidas de taxa de dose junto a manta de lampião e as incrustações A1 e A2. No caso da manta de lampião, comparando os valores de taxas de dose entre os dois detectores pode-se observar que o valor médio obtido com o RD2007 é ligeiramente inferior. Provavelmente, esta diferença está associada a área de exposição do detector. A janela do RD2007 é relativamente pequena em relação a área exposta pela manta de lampião. Por outro lado o Geiger possui uma área muito maior do que a do RD2007. Portanto, como todas as medidas foram realizadas junto as fontes, provavelmente, essa pode ser uma das explicações para as diferenças nos valores médios de taxas de doses em relação aos dois detectores. Os resultados obtidos em relação as incrustações A1 e A2, pode -se observar que no caso da incrustação A2 os valores médios encontrados para os dois detectores são equivalentes. Por outro lado, as medidas de taxa de dose usando o RD2007 foram menores para a incrustação A1. Como o detector RD2007 possui uma janela muito pequena para a detecção de radiação qualquer problema de não uniformidade na distribuição do material radioativo pode produzir taxas de doses super e/ou subavaliadas. Como o detector ficou fixo em todas as medidas na mesma posição (mesmo ponto de medida), provavelmente essa poderia ser uma possibilidade para a diferença entre os valores médios de taxa de dose entre os dois detectores.

Tabela 5 – Resultados obtidos de taxa de dose para a manta de lampião, incrustações A1 e A2.

Medidas	Manta lampião		A1		A2	
	Geiger (uSv/h)	RD2007 (uSv/h)	Geiger (uSv/h)	RD2007 (uSv/h)	Geiger (uSv/h)	RD2007 (uSv/h)
1	2,33	1,5	2,40	1,9	5,84	4,8
2	2,04	1,8	2,45	1,5	5,90	5,0
3	2,06	1,7	2,45	1,7	5,66	5,4
4	2,06	1,7	2,41	1,7	5,53	4,9
5	2,00	1,8	2,30	1,5	5,74	4,7
<b>Média</b>	2,10	1,7	2,40	1,6	5,7	5,0
<b>DesPad</b>	0,13	0,10	0,06	0,18	0,15	0,28
<b>CV</b>	0,06	0,06	0,03	0,11	0,03	0,06

Fonte: O autor, 2019.

## CONCLUSÕES FINAIS E SUGESTÕES

O presente trabalho tornou possível o conhecimento de diversas equações de modelagem para circuitos de processamento de sinais para os fotodiodos silício PIN. Também o entendimento de suas vantagens perante outras tecnologias. O que foi mais importante foi o êxito na resolução dos problemas, sejam eles relacionados à integração do sensor RD2007 com o microcontrolador nodemcu, sejam eles relacionados ao entendimento elementar do sensor RD2007 por intermédio do uso de equações para a descrição de seus componentes integrados. Sejam eles referentes à depuração do código residente no microcontrolador ou a integração do dispositivo com browsers e outros componentes de rede ou pelo entendimento de como implementar seu circuito adequadamente. A princípio, foi pensado que a suposta sensibilidade do RD2007 às micro-ondas e sua consequente detecção de falsos positivos fez pensar que as altas contagens de saída não justificáveis apresentadas pelo instrumento eram devidas à interferência de redes wifi e redes de celulares, o que se mostrou falso quando a real causa do problema era o mal funcionamento da porta CMOS destruída por tensões estáticas. O procedimento de usar uma reta de calibração usando uma fonte de Cs-137 foi eficiente e após a calibração do detector desenvolvido baseado no sensor RD2007 as medidas de taxa de dose de cinco fonte de radiação puderam ser avaliadas com o detector. A interfase Wifi usando o microcontrolador nodemcu foi eficiente e permitiu a obtenção de dados de taxa de dose sem a necessidade de proximidade do operador com o detector.

De forma geral, o estudo do sensor RD2007 e os resultados obtidos pelos desenvolvimentos teóricos e suas respectivas simulações permitiram entender melhor o comportamento da topologia clássica, mostrando que o simulador de resposta em frequência do software LTSpice é confiável. Com isso será possível estudar e testar novas implementações do pré-amplificador de carga e fazê-las de forma de um pré-amplificador de carga provendo melhorias a este importantíssimo integrante dos sistemas de espectrometria, viabilizando sua implementação a partir de componentes discretos. Os objetivos foram alcançados, pois um sistema de detecção e medida de radiação foi implementado e calibrado e pode ser usado em campo.

Como sugestão para evolução do Projeto:

- a) Melhorar a interfase wifi para que outros parâmetros possam ser obtidos a distância (temperatura, pressão etc.) e uma melhor comunicação com o usuário.

- b) Realizar a calibração com uma fonte de Cs-137 mais ativa.
- c) Estudar a resposta do detector para diferentes fontes e taxas de doses por intermédio da verificação de suas possibilidades espectrométricas.
- d) Evoluir o projeto para o desenvolvimento de detectores de radiação que possam discriminar em energia (espectrometria de raios X e gama dispersivas em energia) e que possam ser implementados a partir de componentes eletrônicos discretos acessíveis e de baixo custo.

## REFERÊNCIAS

- ADEL, S. ; SMITH, K. Microelectronic circuits. 7 ed. New York: Oxford University Press, 2015.
- AKOPOV, G. A. ; BERDIKOV, V. V. ; ZAITSEV, E. A. ; IOKHIN, B. S. ; KRINITSYN, A. P. Possible determination of technicium concentration in solutions by means of X-ray fluorescence. Sovietic Atomic Energy, v. 60, p. 87-89, 1986.
- AMETEK MATERIALS ANALYSIS DIVISION. A250 charge sensitive preamplifier. Disponível em: <http://amptek.com/products/a250-charge-sensitive-preamplifier/>. Acesso em: 20 Jun. 2018.
- ANDJELKOVIC, M. S.; RISTIC, G. S. Feasibility Study of a Current Mode Gama Radiation Dosimeter Based on a Commercial PIN Photodiode and a Custom Made Auto-ranging Electrometer. Nuclear Technology & Radiation Protection, v. 28, p. 73-83, 2013.
- ANDJELKOVIC, M. S. ; RISTIC, G. S. Feasibility study of a current mode gamma radiation dosimeter based on a commercial PIN photodiode and a custom made auto-ranging electrometer. Nuclear Technology & Radiation Protection, v. 28, n. 1, p. 73-83, 2013.
- AOYAMA, T. ; KOYAMA, S. ; KAWARA, C. An in-phantom dosimetry system using pin silicon photodiode radiation sensors for measuring organ doses in x-ray CT and other diagnostic radiology. Medical Physics, v. 29, n. 7, p. 1504-1510, 2002.
- BARTHE, J. Electronic dosimeters based on solid state detectors. Nuclear instruments and methods in physics research, Section B: Beam interactions with materials and atoms, v. 184, p. 158-189, Saclay, Sept 2001.
- BERNICK, M. P. ; BERRY, F. G. R. ; VOOTS, G. ; PRINCE, J. B. ; ASHE, J. P. ; GUPTA, P. A high resolution portable XRF HgI<sub>2</sub> spectrometer for held sceening of hazardous metal wastes. Advances in X-ray Analysis, v. 35B, p. 1047-1053, 1991.
- BRISEBOIS, G. Low Noise Amplifiers for Small and Large Area Photodiodes: nota de design 399. Milpitas, CA: Linear Techology, 2006. 2 p. Relatório Técnico.
- CASTRO, H. Desarrollo de un detector de partículas gaseoso para uso clínico. Revista Mexicana de Física, v. 45, n. 3, pg. 195-204, 2013.
- CHATTOPADHYAY, D. ; RAKSHIT, P. C. Electronics fundamentals and applications. 9 ed. Kolkata: New Age International, 2008.
- CHU, S. Y. F. ; BAGLIN, C. M. ; FIRESTONE, R. B. Table of Isotopes: 1999 Update. 8. Ed. California: Wiley-VCH, 1999.
- DI FULVIO, A. et al. Characterization of a Low-cost PIN Photodiode for Dosimetry in Diagnostics Radiology. Physica Medica, v. 31, p. 112-116, 2015.

DONG, S. L. ; CHU, T. C. ; LAN, G. Y. ; WU, T. H. ; LIN, Y. C. ; LEE, J. S. Dosimeters system and LiF:Mg, Cu, P thermoluminescence dosimeters for use in diagnostic radiology. Applied Radiation and Isotopes, v. 57, p. 883-891, 2002.

EISBERG, R.; RESNIK, R. Física Quântica: Átomos, Moléculas, Sólidos, Núcleos e Partículas. 7. ed. Rio de Janeiro: Campus, 1988.

EMIRHAN, E. ; BAYRAK, A. ; YÜCEL, E. B. ; YÜCEL, M. ; OZBEN, C. S. A Low Cost X-Ray imaging device based on BPW-34 Si-PIN photodiode. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, v. 819, p. 1-5, 2016.

FEGHHI S. A. H.; BOORBOOR S. Evaluation of Gama Dose Effect on PIN Photodiode Using Analytical Model. Radiation Physics and Chemistry, v. 144, p. 379-385, 2018.

GRAEME, J. Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions. Boston: McGraw Hill, 1995.

IERUSALIMSCHY, R. Programando em Lua. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

JAFARI, H.; FEGHHI, S. A. H. ; BOORBOOR, S. Evaluation of Gama Dose Effect on PIN Photodiode Using Analytical Model. Radiation Physics and Chemistry, v. 144, p. 379-385, 2018.

JENKINS, R. X-Ray Fluorescence Spectrometry. 2. ed. New York: Wiley Interscience, 1999.

JOHNSON, H. ; GRAHAM, M. High Speed Digital Design: A Handbook for Black Magic. New Jersey: Prentice-Hall, 1993.

KAINKA, B. Measure Gama Rays with a Photodiode Radiation detector using a BPW34. Elektor Magazine, v. 6, p. 22-26, 2011.

KNOLL, G. F. Radiation Detection and Measurement. 3. ed. New York: John Willey, 2000.

KNOLL, G. F. Radiation Detection and Measurement. 4. ed. New York: John Willey, 2010.

LEE, S. C. ; JEON, H. B. ; KANG, K. H. ; KIM, B. B. ; PARK, H. Study of Silicon Photodiode Performance for X Ray Detector in Cargo System. Nuclear instrumentation methods in physics research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, v. 912, p. 350-353, Daegu, 2018.

LINEAR TECHNOLOGY. LTC 1286/ LTC 1298: Micropower sampling 12-bit A/D Converters in SO-8 Packages. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/128698fs.pdf>. Acesso em: 12 Ago. 2018a.

LINEAR TECHNOLOGY. LTC6244: Dual 50Mhz, Low Noise, Rail-to-Rail, CMOS Op Amp. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6244fb.pdf>. Acesso em: 25 Jul. 2018b.

MCKINNEY, C. J. PIN Photodiode-Based Miniature Gama Radiation Detector for Multiple Applications Including Positron Emission Tomography Radioisotopes. Review of Scientific Instruments, v. 65, p. 861-864, 1994.

MOHAMMAD, N. ; KUNE, Y. S. ; MAHMOUDIEH, A. Experimental Analysis of a Novel and Low-Cost PIN Photodiode Dosimetry System for Diagnostic Radiology. Review of Scientific Instruments, v. 87, 2016.

TEXAS INSTRUMENTS. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf>. Acesso em: 20 Jun. 2018.

OKHONIN, S. ; GUREEV, M. ; SALLIN, D. ; KOUKAB, A. ; PASTRE, M. ; KAYAI M. A Dynamic Operation of a PIN Photodiode. Applied Physics Letters, v. 106, p. 31-115, 2015.

OLIVEIRA, C. N. P. ; KHOURY, H. J. ; SANTOS, E. J. P. PiN Photodiode Performance Comparison for Dosimetry in Radiology Applications. Physica Medica, v. 32, p. 1495-1501, 2016.

OLIVEIRA, M. L. Influência da dependência energética de dosímetros termoluminescentes na medida da dose na entrada da pele em procedimentos radiográficos. Radiologia Brasileira, v. 43, n. 2, São Paulo, 2010.

ONODERA, T. ; HITOMI, K. ; SHOJI, T. ; HIRATATE, Y. Pixellated thalium bromide detectors for gamma-ray spectroscopy and imaging. Nuclear instrumentation methods in physics research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, v. 525, p. 199-204, Sendai, 2004.

RIKNER, G. ; GRUSEL, E. General specifications for silicon semiconductors for use in radiation dosimetry. Physics in Medicine and Biology, v. 32, n. 2, p. 1109-1117, 1987.

RAAH, G. A. ; KUHARIC C. A. ; COLE W. H. ; ENWALL R. E. ; DUGGAN, J. S. The use of field-portable X-ray fluorescence technology in the hazardous waste industry. Advances in X-ray Analysis, v. 33, p. 629-637, 1989.

RAMÍREZ-JIMÉNEZ, F. J. ; MONDRAGÓN-CONTRERAS, L. ; CRUZ-ESTRADA, P. Application of PIN Diodes in Physics Research. AIP Conference Proceedings, v. 857, p. 395-406, 2006.

RAMÍREZ-JIMÉNEZ, F. J. PIN Diode Detectors. AIP Conference Proceedings, v. 1026, p. 213, 2008.

SEDRA, A. S. ; SMITH, K. C. Microelectronic Circuits. 4. ed. New York: Oxrford University Press, 2004.

SENIOR, J. M. Optical Fiber Communications: Principles and Practice. 3. ed. London: Pearson Education, 2009.

SILVA; I. J. O. Espectrometria de raios X e gamma de baixa energia utilizando fótodiodos de sílicio. 2000. 73 f. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Tecnologias Energéticas e Nucleares, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2000.

SILVA; J. B. R. Fabricação e caracterização de detector de barreira de superfície a partir de substrato de silício comercial. 2016. 78. f. Dissertação (Mestrado) - Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2016.

SPIELER, H. Front-End Electronics and Signal Processing. AIP Conference Proceedings, v. 674, p. 76-100, 2003.

SPRINGETT, M. W. Portable X-ray fluorescence spectrometers and their use in underground exploration program for tin. Advances in X-ray Analysis. v. 11, p. 249-274, 1967.

TEVISOR SENSOR TECHNOLOGIES. RD 2007 Nuclear Radiation Sensor. Disponível em: <https://www.teviso.com/file/pdf/rd2007-dataspecification.pdf>. Acesso em: 4 Mai. 2018.

TSOULFANIDIS, N. ; LANDSBERGER, S. Measurement and Detection of Radiation. 4<sup>th</sup> ed. Hoboken: CRC Press, 2015.

VAN DER LAAN, F. T. Medidor não invasivo de alta tensão, tempo e exposição em aparelhos de raios X. 1996. 86 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Nuclear) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 1996.

## APÊNDICE A - Ruídos em circuitos eletrônicos

### Ruído térmico (Johnson-Nyquist)

Este ruído é devido à agitação térmica dos elétrons nos materiais, sua origem é meramente esse movimento de cargas randômico devido à temperatura do sistema. É um ruído aproximadamente branco (com densidade espectral de potência uniforme). Sempre é modelado nos circuitos como uma fonte de tensão em série com uma resistência ideal, sendo a fonte de tensão dada pela expressão abaixo:

$$v_n = \sqrt{4k_bTR\Delta_f} \quad (A1)$$

Onde  $\Delta_f$  é a banda do ruído,  $k_b$  a constante de boltzmann, T a temperatura e R a resistência (em série na modelagem de circuito) onde o ruído se desenvolve. É fácil de entender que fios de cobre não geram quase ruído nenhum e semicondutores sim, pois possuem uma resistência elétrica intermediária entre condutores e isolantes.

### Ruído shot

Este ruído tem como origem a quantização da corrente elétrica e somente tem alguma relevância quando a mesma é muito baixa. Está relacionado às cargas elétricas discretas que atravessam junções PN. Sua modelagem em circuitos elétricos é sempre a de uma fonte de corrente (que descreve a variação de uma dada corrente por este ruído num nó ou ramo de circuito). A expressão que o descreve é:

$$\sigma_i = \sqrt{2qI\Delta_f} \quad (A2)$$

Sendo q a carga de um único elétron, I a corrente DC que flui pelo elemento de circuito e  $\Delta_f$  a banda de frequência de interesse. O que se pode compreender é que o ruído shot (tal como o ruído térmico) é um ruído de banda plana (branco). Interessante é perceber também que a letra  $\sigma$  é devido à lógica teórica dedutiva deste ruído, compreendido como um fenômeno estocástico de poisson. Emprestando a letra que deveria ser referente à variância de

um fenômeno aleatório para um sinal físico (uma corrente elétrica).

### Ruído flicker

Ruído flicker (ou ruído rosa) é uma outra fonte de ruído que ocorre virtualmente em todos os equipamentos eletrônicos. Uma de suas origens mais comuns é o mecanismo de geração e recombinação de pares elétron-lacuna em semicondutores. Pode ser modelado em circuitos como uma fonte de ruído paralela a um dado dispositivo semicondutor (ou de outro tipo). A expressão para o elemento de potência do ruído flicker numa dada frequência é:

$$I_f^2 = \frac{k_f I^m \Delta f}{f} \quad (\text{A3})$$

Sendo  $f$  a frequência,  $m$  o expoente do ruído flicker,  $I$  a corrente DC e  $k_f$  a constante do ruído flicker.

## APÊNDICE B – Cálculo das funções de transferência teóricas

### Cálculo das funções de transferência do ruído de tensão do operacional para os circuitos das figuras 17 e 19 (eq 6)

A primeira função de transferência a ser obtida é  $\frac{V_s(j\omega)}{V_g(j\omega)}$ :

$$(V_g - V_s) (sC_{gs} + gm) - \frac{V_s}{r_0} = \frac{V_s}{R_{bias}} \quad (B1)$$

$$V_g(j\omega) = V_s(j\omega) \left( 1 + \frac{Xc_{gs} // (1/gm)}{r_0 // R_{bias}} \right) \quad (B2)$$

$$V_g(j\omega) = V_s(j\omega) (1 + Y(j\omega)) \quad (B3)$$

O que mostra o início do domínio da capacitância  $C_{gs}$  sobre o “resistor” de valor  $1/gm$  somente na frequência  $gm/2\pi C_{gs}$ , que para o caso do JFET 2N5485 é de 16MHz. A segunda expressão usa essa anterior para obter a função de transferência entre  $V_n$  e  $V_o$ , lembrando que  $V_n = V_g$  devido ao curto virtual nas entradas do AMPOP:

$$(V_n - V_s) \left( (C_p + C_{gs})s + \frac{1}{R_{sh}} \right) + V_n C_{gd} s = (V_o - V_n) \left( C_f s + \frac{1}{R_f} \right) \quad (B4)$$

$$V_n(j\omega) \left( \frac{\left( \frac{G}{1+G} (Xc_f // R_f // Xc_{gd}) \right)}{(Xc_p // Xc_{gs} // R_{sh})} + 1 \right) = V_o(j\omega) \left( 1 - \frac{(Xc_f // R_f // Xc_{gd})}{Xc_{gd}} \right) \quad (B5)$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_n(j\omega)} = \frac{\left( \frac{\left( \frac{G}{1+G} (Xc_f // R_f // Xc_{gd}) \right)}{(Xc_p // Xc_{gs} // R_{sh})} + 1 \right)}{\left( 1 - \frac{(Xc_f // R_f // Xc_{gd})}{Xc_{gd}} \right)} \quad (B6)$$

Que é a equação 6.

**Cálculo das funções de transferência de transimpedância do ruído de corrente flicker e térmico (somados) para o JFET à saída do operacional do circuito da figura 17 (eq 7):**

Primeiramente é feita a união das fontes de ruído flicker e térmica do canal em uma única corrente de ruído e anulação da outra fonte de corrente ruidosa “Isn” (princípio de superposição).  $V_g$  é zero devido à propriedade de curto circuito virtual dos AMPOPs, além disso é aplicado o equivalente de Norton:

$$V_{s1} = (I_{tn} + I_{fn} - g_m V_{s1})(r_0 \parallel R_{bias}) \quad (B7)$$

$$I_{ctn} = I_{tn} + I_{fn} \quad (B8)$$

$$\frac{V_{s1}(j\omega)}{I_{ctn}(j\omega)} = \frac{(r_0 \parallel R_{bias})}{1 + g_m(r_0 \parallel R_{bias})} \quad (B9)$$

$$Y(j\omega) = \frac{(r_0 \parallel R_{bias})}{1 + g_m(r_0 \parallel R_{bias})} \quad (B10)$$

Em seguida o equivalente de Norton e o ganho da configuração inversora fornece

$$V_{o1} = -V_{s1} \frac{(X_{c_f} \parallel R_f)}{((R_{sh} \parallel X_{c_p} \parallel X_{c_{gs}}) + G)} \quad (B11)$$

Agora o passo seguinte seria calcular a importância do ruído shot entre o gate e a fonte “Isn”. Como se pode observar tal influência na saída do operacional é nula, pois a corrente “Isn” entra pela associação em paralelo  $(R_{sh} \parallel X_{c_p} \parallel X_{c_{gs}})$  e deixa integralmente a mesma pelo ramo da fonte de corrente “Isn”. Isto implica em nenhuma corrente indo pela associação em paralelo  $(R_f \parallel X_{c_f})$ . Consequentemente nenhuma influência deste ruído na saída, desta forma o ruído do JFET na saída do pré-amplificador é somente da forma:

$$\frac{V_o(j\omega)}{I_{ctn}(j\omega)} = - \frac{Y(Xc_f \parallel R_f)}{((R_{sh} \parallel Xc_p \parallel Xc_{gs}) + Y)} \quad (B12)$$

**Calculo da função de transferência de transimpedância para o pré-amplificador com bootstrap da figura 17 (eq 11)**

Consideremos a função de transferência de malha aberta do amplificador operacional da figura 17 e tomemos ela como constante complexa por simplicidade

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_d(j\omega)} = A_{ol} \quad (B13)$$

Tomemos  $V_s$  e  $V_g$  como as tensões (na frequência) do nó da fonte e da porta do JFET. uma equação pode ser obtida que relaciona essas duas tensões e o pulso de corrente do fotodiodo:

$$\frac{-V_s}{R_{bias}} + \frac{(V_g - V_s)}{(Xc_p \parallel R_{sh} \parallel Xc_{gs})} = I_{pd} \quad (B14)$$

Da mesma forma no outro nó do circuito existe a equação:

$$\frac{V_g(1+A_{ol})}{(Xc_f \parallel R_f)} + \frac{(V_g - V_s)}{(Xc_p \parallel R_{sh} \parallel Xc_{gs})} = I_{pd} \quad (B15)$$

Subtraindo B15 e B14, uma da outra, é possível encontrar a relação:

$$V_s = - \frac{V_g(1+A_{ol})R_{bias}}{(Xc_f \parallel R_f)} \quad (B16)$$

Que ao ser substituída na equação B14 leva à equação B17:

$$V_g \left( \frac{(1+A_{ol})}{(Xc_f \parallel R_f)} + \frac{\left(1 + \frac{(1+A_{ol})R_{bias}}{(Xc_f \parallel R_f)}\right)}{(Xc_p \parallel R_{sh} \parallel Xc_{gs})} \right) = I_{pd} \quad (B17)$$

Que também pode ser escrita como:

$$-\frac{V_o}{A_{ol}} \left( \frac{(1+A_{ol})}{(X_{c_f} \parallel R_f)} + \frac{\left(1 + \frac{(1+A_{ol})R_{bias}}{(X_{c_f} \parallel R_f)}\right)}{(X_{c_p} \parallel R_{sh} \parallel X_{c_{gs}})} \right) = I_{pd} \quad (B18)$$

**Calculo da função de transferência  $\frac{V_o(jw)}{V_{in2}(jw)}$  para os circuitos das figuras 17 e 21 (eq 8):**

A partir de  $V_{in2}$  até  $V_o$  fluem duas correntes que representam dois ganhos. A primeira:

$$\frac{V_{in2}}{X_{c_{gd}}} = \frac{-V_o}{(X_{c_f} \parallel R_f)} - \frac{V_s}{(R_{sh} \parallel X_{c_p} \parallel X_{c_{gs}})} \quad (B19)$$

A segunda transferência que existe se deve ao segundo elemento que atravessa  $r_0$ :

$$\frac{V_{in2} - V_s}{r_0} - V_s g_m = \frac{V_s}{R_{bias}} + \frac{V_s}{(X_{c_{gs}} \parallel X_{c_p} \parallel R_{sh})} \quad (B20)$$

$$\frac{V_s}{V_{in2}} = \frac{(X_{c_{gs}} \parallel X_{c_p} \parallel R_{sh} \parallel R_{bias} \parallel r_0 \parallel (1/g_m))}{r_0} \quad (B21)$$

Combinando as equações B21 e B19 evidenciando  $V_s$ , temos a eq 8:

$$\frac{V_o}{V_{in2}} = -(X_{c_f} \parallel R_f) \left( \frac{1}{X_{c_{gd}}} + \frac{X_{c_{gs}} \parallel X_{c_p} \parallel R_{sh} \parallel R_{bias} \parallel r_0 \parallel (1/g_m)}{(R_{sh} \parallel X_{c_p} \parallel X_{c_{gs}}) r_0} \right) \quad (B22)$$

Calculo da função de transferência  $\frac{V_0(jw)}{V_{in3}(jw)}$  para os circuitos das figuras 17 e 22 (eq 9):

$$\frac{V_{in3} - V_s}{R_{bias}} = \frac{V_s}{(Xc_{gs} \parallel R_{sh} \parallel Xc_p \parallel r_o \parallel gm)} \quad (B23)$$

$$\frac{V_s}{V_{in3}} = \frac{(Xc_{gs} \parallel R_{sh} \parallel Xc_p \parallel R_{bias} \parallel r_o \parallel gm)}{R_{bias}} \quad (B24)$$

Por sua vez a função de transferência B25 é imediata:

$$\frac{V_0}{V_s} = - \frac{(Xc_f \parallel R_f)}{(Xc_{gs} \parallel Xc_p \parallel R_{sh})} \quad (B25)$$

Combinando as equações B24 e B25 são encontradas as equações 9 e B26:

$$\frac{V_0}{V_{in3}} = - \frac{(Xc_f \parallel R_f)}{(Xc_{gs} \parallel Xc_p \parallel R_{sh})} \frac{(Xc_{gs} \parallel R_{sh} \parallel Xc_p \parallel R_{bias} \parallel r_o \parallel gm)}{R_{bias}} \quad (B26)$$

Calculo da função de transferência  $\frac{V_0(jw)}{I_{sn}(jw)}$  para os circuitos das figuras 17 e 23

A primeira equação valida é:

$$I_{sn} = \frac{V_s}{(r_o \parallel (1/gm) \parallel R_{bias} \parallel Xc_p \parallel R_{sh} \parallel Xc_{gs})} \quad (B27)$$

A segunda equação valida é:

$$\frac{V_s}{(R_{sh} \parallel Xc_p \parallel Xc_{gs})} - I_{sn} = - \frac{V_0}{(Xc_f \parallel R_f)} \quad (B28)$$

Combinando as equações B27 e B28 é encontrada a função:

$$\frac{V_0}{I_{sn}} = (X_{C_f} \parallel R_f) \left( 1 - \frac{(r_o \parallel (1/g_m) \parallel R_{bias} \parallel X_{C_p} \parallel R_{sh} \parallel X_{C_{gs}})}{(R_{sh} \parallel X_{C_p} \parallel X_{C_{gs}})} \right) \quad (\text{B29})$$

### Dedução da equação 13

A função de transferência do derivador pode ser dada por:

$$\frac{V_{in}}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}} = -V_{in2} \left( C_2 s + \frac{1}{R_2} \right) \quad (\text{B30})$$

$$\frac{V_{in2}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{-C_1 R_2 s}{(C_1 R_1 s + 1)(C_2 R_2 s + 1)} \quad (\text{B31})$$

Da mesma forma a função de transferência do primeiro integrador pode ser dada por:

$$\frac{V_{in2}}{R_3} = -V_{in3} \left( C_3 s + \frac{1}{R_4} \right) \quad (\text{B32})$$

$$\frac{V_{in3}(j\omega)}{V_{in2}(j\omega)} = \frac{-R_4}{R_3 (C_3 R_4 s + 1)} \quad (\text{B33})$$

As funções de transferência dos dois estágios seguintes e dos três em cascata são respectivamente:

$$\frac{V_{in4}(j\omega)}{V_{in3}(j\omega)} = \frac{-R_6}{R_5(C_4R_6s+1)} \quad (\text{B34})$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_{in4}(j\omega)} = \frac{-R_8}{R_7(C_5R_8s+1)} \quad (\text{B35})$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_{in2}(j\omega)} = \frac{-R_4R_6R_8}{R_3(C_3R_4s+1)R_5(C_4R_6s+1)R_7(C_5R_8s+1)} \quad (\text{B36})$$

Onde:

Multiplicando as equações B33, B34, B35 com a equação B31 do derivador e levando em conta os sinais negativos, as equações 13 e B37 são obtidas:

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{R_2R_4R_6R_8C_1s}{R_3(C_3R_4s+1)R_5(C_4R_6s+1)R_7(C_5R_8s+1)(C_1R_1s+1)(C_2R_2s+1)} \quad (\text{B37})$$

## APÊNDICE C — Códigos fonte do microcontrolador e no octave

```

#include<time.h>    // biblioteca usada para aplicações de medição temporal
#include <ESP8266WiFi.h>
#include <ESP8266WebServer.h>
#include <WiFiClient.h>
#include <LiquidCrystal_I2C.h> // biblioteca usada para exibição de letras no LCD

IPAddress  apIP(42, 42, 42, 42); // Define um endereço IP estático para o access point
        // o padrão é 192.168.4.1

const char *ssid = "ESP8266";
const char *password = "esp8266";

// Definir um servidor web na porta 80 para HTTP
ESP8266WebServer server(80);

// rp = parametro de leitura de um pulso (read pulse) ; ok = parametro booleano que representa
inicio ou fim da operação de medição ; wf = função wireless (wireless function)
// para uso do segundo botao preso na placa para alguma opcao relativa a rede wireless
(desenvolvimento futuro)
const int rp = 14, ok = 12, wf = 13;
LiquidCrystal_I2C lcd(0x3F, 16, 2);
int im = 0; // parametro responsavel pelo início de uma medição ou término no código
int iffno = 0 ; // parametro que cria arquivo texto
float tc = 0; //numero total de contagens //double
float ltc = 0; // o ultimo número total de contagens (importante para medições de contagens
instantâneas) //double
float dr = 0; // taxa da dose instantânea //double
float mediaDose = 0; // taxa da dose média // double
float cps = 0; // contagens por segundo // double

```

```

float cpsushCs = 0.03333333;//0.033333; // contagens por segundo em relação aos uSv/h. Este
é o fator de calibração //double
float windowTimef = 1000.0; // tamanho da janela para determinação da taxa de contagem
instantânea em mili segundos do tipo float //double
float timeFloat = 0.0; // double
unsigned long windowTime = 1000; // tamanho da janela para determinação da taxa de
contagem instantânea em mili segundos do tipo unsigned long
unsigned long beforeTime = 0; // o ultimo tempo referente às medições de taxa de dose
instantâneas em milisegundos
unsigned long nowTime = 0; // o tempo atual referente às medições de taxa de dose
instantâneas em milisegundos
unsigned long initialTime = 0; // o tempo inicial das medições em milisegundos.
void handleRoot() {
// código referente à exibição de uma página web de leitura das taxas instantâneas e média da
radiação quando de uma medição.
char html[1000];
// Inicio da construção de uma página HTML no servidor de páginas web declarado
    sprintf ( html, 1000,

"<html>\
<head>\
  <meta http-equiv='refresh' content='10'/>\
  <title>Sensor de Radiação RD2007</title>\
  <style>\
    body { background-color: #cccccc; font-family: Arial, Helvetica, Sans-Serif; font-size:
1.5em; Color: #000000; }\
    h1 { Color: #AA0000; }\
  </style>\
</head>\
<body>\
  <h1>Sensor de raios X gama e beta RD2007</h1>\
  <p>Dose neste momento (uSv/h): %g</p>\
  <p>Dose desde o inicio (uSv/h): %g</p>\</body>\
</html>",

```

```
        dr,mediaDose
    );
    server.send ( 200, "text/html", html );

}

void handleNotFound() {
    String message = "File Not Found\n\n";
    message += "URI: ";
    message += server.uri();
    message += "\nMethod: ";
    message += ( server.method() == HTTP_GET ) ? "GET" : "POST";
    message += "\nArguments: ";
    message += server.args();
    message += "\n";

    for ( uint8_t i = 0; i < server.args(); i++ ) {
        message += " " + server.argName ( i ) + ": " + server.arg ( i ) + "\n";
    }

    server.send ( 404, "text/plain", message );

}

void setup() {
    delay(1000);
    Serial.begin(115200);
    Serial.println();
    Serial.println("Configuring access point...");

    //set-up the custom IP address
    WiFi.mode(WIFI_AP_STA);
    WiFi.softAPConfig(apIP, apIP, IPAddress(255, 255, 255, 0)); // subnet FF 00
```

```
/* Pode-se escolher passar o parâmetro password caso se queira a rede aberta */
WiFi.softAP(ssid, password);

IPAddress myIP = WiFi.softAPIP();
Serial.print("AP IP address: ");
Serial.println(myIP);
while (WiFi.status() != WL_CONNECTED) {
  delay(500);
  Serial.print(".");
}

server.on ( "/", handleRoot );
server.on ( "/led=1", handleRoot);
server.on ( "/led=0", handleRoot);
server.on ( "/inline", []() {
  server.send ( 200, "text/plain", "this works as well" );
} );
server.onNotFound ( handleNotFound );

server.begin();
Serial.println("HTTP server started");

lcd.begin(16, 0);
lcd.init();
lcd.backlight();
// Print a message to the LCD.
  lcd.print("Aperte confirmar");
  lcd.setCursor(3,1);
  lcd.print("para medir");

}

void loop() {
```

```
server.handleClient();

if(im)
  // código responsável pelo comportamento do sensor quando da aferição da radiação

// if(!iffno)
// {

// }

{
  nowTime = millis();

  if(digitalRead(rp) == LOW)
  {
    tc++;
    Serial.println("here");
  }
  if ((nowTime - beforeTime) > windowTime)
  {
    beforeTime = nowTime;
    cps = (tc - ltc);
    cps = cps;
    ltc = tc;

  }

  dr = cps / cpsushCs;
  timeFloat = (float)(nowTime - initialTime);
  mediaDose = (tc / cpsushCs)/(timeFloat)*1000;
  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("inst ");
  lcd.print(dr);
```

```
    lcd.print(" uSv/h");
    lcd.setCursor(0,1);
    lcd.print("media ");
    lcd.print(mediaDose);
    lcd.print(" uSv/h");
    if(digitalRead(ok) == LOW)
        // código referente ao retorno da tela do sensor ao estado de apresentação inicial da
        ferramenta ("aperte ok para medir")
        {

            delay(400);
            lcd.clear();
            lcd.setCursor(0,0);
            lcd.print("Aperte confirmar");
            lcd.setCursor(3,1);
            lcd.print("para medir");
            im = 0;
            tc = 0;
            ltc = 0;
            cps = 0;
            dr = 0;
            mediaDose = 0;
            beforeTime = 0;
            nowTime = 0;
            initialTime = 0;
        }

    }

    else if(digitalRead(ok) == LOW)
        // código referente à limpeza da tela para posterior inserção de informações de medidas
        quando da iminencia de entrar no modo de medição
        {
```

```

    delay(400);
    lcd.clear();
    im = 1;
    initialTime = millis();
  }
}

```

### **Significado dos nomes dos terminais dos componentes do esquemático da figura 41**

plxey = entrada y da porta lógica nor x.

plxs = saída da porta lógica nor x.

vin = alimentação positiva da porta lógica CMOS e do nodemcu.

vins = alimentação dedicada do sensor (feito com duas baterias de lítio CR2032 em série).

3.3v = saída de 3,3v presente nos pinos do nodemcu.

gnd = terra do circuito.

rst = pino que permite redefinir fisicamente o nodemcu por intermédio de um pulso, fazendo-o recomeçar os procedimentos que faz desde que é inicializado.

en = botão que permite ao nodemcu entrar num modo de baixo consumo de energia.

clk = pino usado para pulsos de comando da transmissão SPI serial.

sd0 = pino MISO do primeiro canal (master input slave output). Saída do dispositivo escravo e entrada do dispositivo mestre. É por esta saída que os dados do dispositivo escravo são passados ao dispositivo mestre, sob o comando de clk, no protocolo SPI (serial peripheral interface).

cmd = este pino implementa o comando CS (channel select) que seleciona qual par de dispositivos mestre e escravo terão direito de uso do canal num dado intervalo de tempo.

sd1 = pino MOSI do primeiro canal de comunicação serial (master output slave input). Saída do dispositivo mestre e entrada do dispositivo escravo. É por esta saída que o nodemcu (caso esteja na função de mestre) entrega suas informações a um dispositivo escravo no protocolo SPI.

sd2 = MISO do segundo canal de comunicação serial.

sd3 = MOSI do segundo canal de comunicação serial.

rsv = reserved, pinos reservados para certos propósitos específicos do chip ESP8266-12, não podem ser utilizados e precisam estar em aberto, existem dois destes.

A0 = pino para conversão analógico digital. Nodemcu dispõe de um conversor analógico digital de 10 bits, sendo que os limites de tensão toleráveis são 0V e 1V. Sendo necessárias medidas para manter os sinais dentro deste intervalo.

dx = general purpose input output x, porta digital de uso geral x. O nível lógico alto é 3,3V.

tx = porta de transmissão UART (universal asynchronous transmitter).

rx = porta de recepção UART.

scl = linha de relógio da transmissão serial do protocolo I2C.

sda = linha de dados da transmissão serial do protocolo I2C.

### **Código fonte em octave que gerou os gráficos da figura 40, 42 e 43.**

```

Cgs = 4e-12; % capacitancia entre a porta e a fonte (JFET) (pF)
Cgd = 4e-12; % capacitancia entre o dreno e a fonte (JFET) (pF)
gm = 4.3e-3; % transcondutância (JFET) (1/Ohms)
r0 = 2e5; % resistencia entre dreno e fonte na saturação (Ohms)
Rbias = 4.7e3; % Rbias (Ohms)
id = 1; % expoente da decada inicial
fd = 8; % expoente da decada final
f0 = 0; % frequencia inicial da decada atual (Hz)
fe = 0; % frequencia final da decada atual (Hz)
npd = 500; % numero de pontos por decada
dec = (fd - id); % numero de decadas
Rsh = 4e7; % resistencia de desvio (fótodiodo) (Ohms)
Cp = 5.6e-10; % capacitância (fotodiodo) (pF)
Rf = 8.2e6; % resistencia de realimentação (Ohms)
Cf = 1e-12; % capacitância de realimentação (pF)
gp = zeros(dec*npd,1);
ga = zeros(dec*npd,1);
hz = zeros(dec*npd,1);
cnt = 1;
for id = id:1:fd-1
    f0 = power(10,id);

```

```

fe = power(10,id+1);
I = log10(f0);
j = log10(fe);
k = (j - I)/npsd;
% calculo efetivo da funcao de transferencia de tensao (Vo/Vn)
for I =I:k:(j-k)

% estas linhas seguintes representam a função de transferência do ruído de tensão (Vn
até a saída Vo):
s = 2*pi*(power(10,I))*i;
G = (r0 + Rbias)/(r0*Rbias*(gm + Cgs*s));
F = ((G/(G+1)) * (Rf/(Rf*(Cf+Cgd)*s + 1)) * ((Cp + Cgs)*s + (1/Rsh)) + 1);
F = F / ( 1 - (Rf/(Rf*(Cf+Cgd)*s + 1))*Cgd*s);

% estas linhas seguintes representam a função de transferência do ruído do canal (Ictn
até Vo):
s = 2*pi*(power(10,I))*i;
G = (r0*Rbias)/(r0*Rbias*gm + r0 + Rbias);
F = (-G*Rf/(Cf*Rf*s + 1))/((Rsh/(Rsh*(Cp+Cgs)*s + 1)) + G);

% estas linhas seguintes representam a função de transferência de (Isn até Vo):
F = (1/r0) + gm + (1/Rbias) + (1/Rsh) + (Cp+Cgs)*s;
F = (1/F);
F = F * ((1/Rsh) + (Cp + Cgs)*s);
F = -F;
F = (F + 1);
F = F * (Rf/(Cf*Rf*s + 1));

% Estas linhas seguintes são a função de transferência de (Vin2 até a Vo):
s = 2*pi*(power(10,I))*i;
F = (Cgs + Cp)* s + ((1/Rsh) + (1/Rbias) + (1/r0) + gm);
F = 1/F;
F = F * ((1/Rsh) + (Cp + Cgs)*s);

```

```

F /= r0;
F = F + Cgd*s;
F = F * (Rf / (1+Rf*Cf*s));
F = -F;

% estas linhas seguintes são a função de transferência de (Vin3 até a Vo):
F = ( (Cgs+ Cp )*s + ((1/Rsh) + (1/Rbias) + (1/r0) + gm) );
F = (1/F);
F = (F/Rbias) * ( (Cgs+Cp)*s + (1/Rsh) );
F = -F*( Rf / (Rr*Cf*s + 1) );

% resto do código que é comum a todos os distintos trechos de código acima
    hz(cnt) = (power(10,I));
    gp(cnt) = 20*log10(abs(F));
    ga (cnt) = 360*arg(F)/(2*pi);
    cnt++;
end
end
end

```