



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Dep. de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica



DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE
DADOS E DE CONTROLE PARA A REALIZAÇÃO DE ENSAIOS
DE EMISSÃO ELETRÔNICA NA CÂMARA DE ULTRA ALTO
VÁCUO

Roberto Fonseca Iannini

Orientador: Prof. Dr. Vitor Baranauskas

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.**

Campinas – SP
2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Ia6d Iannini, Roberto Fonseca
Desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados e de controle para a realização de ensaios de emissão eletrônica na câmara de ultra alto vácuo / Roberto Fonseca Iannini. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Vitor Baranauskas.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Elétrons - Emissão. 2. Instrumentação. 3. Microprocessadores. 4. Alta voltagem. 5. Nanotecnologia. I. Baranauskas, Vitor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Development of a data acquisition and control system for
electron emission tests in an ultra high vacuum chamber

Palavras-chave em Inglês: Electrons - Emission, Instrumentation, High voltage,
Microprocessors, nanotechnology

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Francisco Tadeu Degasperi, Márcio Fontana, Leandro Tiago
Manera, Helder José Ceragioli

Data da defesa: 02-07-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Roberto Fonseca Iannini

Data da Defesa: 2 de julho de 2012

Título da Tese: "Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição de Dados e de Controle para a Realização de Ensaios de Emissão Eletrônica na Câmara de Ultra Alto Vácuo "

Prof. Dr. Vitor Baranauskas (Presidente): _____

Prof. Dr. Francisco Tadeu Degasperi: _____

Prof. Dr. Márcio Fontana: _____

Prof. Dr. Leandro Tiago Manera: _____

Prof. Dr. Helder José Ceragioli: _____

Resumo

Foi projetado e desenvolvido um sistema de aquisição de dados e controle para viabilizar, de forma automatizada, a caracterização de emissividade eletrônica em catodos frios, por meio da utilização da câmara de ultra alto vácuo do Departamento de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica – DSIF, da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação – FEEC/Unicamp.

A instrumentação desenvolvida teve como motivação: i) aumentar a confiabilidade dos procedimentos de leitura da corrente de emissão de campo em amostras de materiais nanoestruturados produzidos no laboratório; ii) garantir a reprodutibilidade dos ensaios; iii) preservar a integridade das amostras; iv) eliminar fontes de erro existentes no processo de aquisição dos dados; v) prover uma família de curvas de forma automatizada, para cada posicionamento da amostra analisada. Os principais desafios encontrados durante os trabalhos relacionaram-se com a definição da topologia do circuito de entrada, da forma da isolação galvânica, interferências e tratamento dos dados adquiridos.

Após a entrada em operação da instrumentação, foram também realizados ensaios para fins de validação da instrumentação desenvolvida e dos procedimentos adotados para sua operação.

Palavras-chave: *Elétrons - Emissão. Instrumentação. Microprocessadores. Alta voltagem. Nanotecnologia.*

Abstract

A data acquisition and control system was designed and built in order to promote, in an automated fashion, the characterization of cold cathodes in the ultra high vacuum chamber of the DSIF, at the FEEC/Unicamp.

The designed instrumentation was supposed to meet the following requirements: i) Enhance the accuracy of the field emission reading procedures for the nanostructured samples made in the same laboratory; ii) Ensure better repeatability of the tests; iii) Preserve the physical integrity of the samples; iv) Eliminate sources of error in the data acquisition process; v) Allow for automated establishment of a family of curves for each point of the sample material. The main challenges during this work were related to the circuit architecture, its input topology, galvanic isolation, interferences and data management.

As the instrumentation started working, we have performed a series of tests for validation purposes, including the adopted operational proceedings.

Keywords: *Electrons – Emission. Instrumentation. High voltage. Microprocessors. nanotechnology.*

À minha Esposa com muito amor.

Agradecimentos

Registro aqui meus sinceros agradecimentos à minha esposa, Karime, pela revisão do texto e pela sensatez com que me apoiou durante o desenvolvimento desta tese, sempre me dando forças para continuar e me apoiando em todos os projetos da vida.

Agradeço aos meus pais, Roberto e Judith, pelo apoio e incentivo que sempre deram em todas as situações.

Agradeço também aos Amigos pelo apoio sempre presente: Jaqueline, Tadeu, Alfredo, Helder, Hudson, Márcio, Mauro e José. A conclusão desse trabalho deve-se em grande parte ao apoio e suporte que recebi.

Às chefias dos empregos que tive durante os anos como aluno da FEEC, pelo apoio verdadeiro, tempestivo e sempre essencial, nas mais adversas situações enfrentadas ao longo dessa trajetória.

Aos meus Professores registro profundo agradecimento pelas lições transmitidas e pela oportunidade que me foi concedida. Da convivência harmoniosa surgiram sinceras amizades e admiração pelos mestres que guiaram o meu caminho.

Sumário

CAPÍTULO 1	21
INTRODUÇÃO	21
1.1 MOTIVAÇÃO.....	21
1.2 OBJETIVO E JUSTIFICATIVA	22
CAPÍTULO 2	23
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1 EMISSÃO DE ELÉTRONS – BREVE HISTÓRICO	23
2.1.1 Cátodos emissores de elétrons	24
2.2 APARATO PARA CARACTERIZAÇÃO DE AMOSTRAS DE MATERIAIS NANOESTRUTURADOS.....	28
2.2.1 Pré-câmara e câmara principal.....	29
2.2.2 Sistema de vácuo.....	30
2.2.3 Sensores de vácuo – catodo frio (magnetron invertido)	32
2.2.4 Espectrômetro de massa	34
2.2.5 Medição da corrente de emissão de campo	35
2.3 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DA CORRENTE DE EMISSÃO E DE SUA FONTE	36
2.3.1 Implicações de um arco voltaico sobre o circuito eletrônico para medição da corrente de emissão de campo	37
2.4 CARACTERÍSTICAS DO ESTÁGIO DE ENTRADA PARA ANÁLISE DE CORRENTE DE EMISSÃO DE CAMPO	39
2.4.1 Ruídos intrínsecos aos resistores	41
2.4.2 Modelagem do amplificador operacional.....	43
2.4.3 Resposta em frequência e outros aspectos	45
2.5 CONFIGURAÇÕES ALTERNATIVAS PARA O ESTÁGIO DE ENTRADA	53
2.5.1 Amplificador cascode.....	53

2.5.2	Amplificador logaritmico.....	54
2.5.3	Integrador	56
2.5.4	Amplificador “Chopper”	57
2.6	CONVERSOR A/D.....	60
2.6.1	Tipos de Conversores.....	62
CAPÍTULO 3		69
PROCEDIMENTOS OPERACIONAIS		69
3.1	O ESTÁGIO DE ENTRADA (<i>FRONT END</i>)	69
3.1.1	Filtragem do sinal	72
3.2	CONVERSOR A/D.....	72
3.3	MICROCONTROLADOR.....	76
3.4	A INTERFACE COM O PC.....	78
3.4.1	Isolação galvânica dos sinais de comunicação e da fonte de alimentação.....	80
3.4.2	Desacoplamento de ruído da fonte e dos circuitos envolvidos	84
3.5	CONSTRUÇÃO DE PROTÓTIPOS.....	86
3.6	O CÓDIGO FONTE PARA O MICROCONTROLADOR (FIRMWARE).....	87
3.6.1	Portas de entrada/saída.....	87
3.6.2	Módulo de temporização.....	90
3.6.3	Estratégia de operação do firmware	91
3.7	CONEXÃO COM A FONTE DE ALTA TENSÃO	92
3.8	SOFTWARE DE CONTROLE	94
CAPÍTULO 4		99
RESULTADOS E DISCUSSÃO.....		99
4.1	TESTES EM BANCADA.....	99
4.2	REALIZAÇÃO DE ENSAIOS NA CÂMARA DE VÁCUO	101
4.3	CONSIDERAÇÕES E LIMITAÇÕES	105
CAPÍTULO 5		107
CONCLUSÃO.....		107
5.1	TRABALHOS FUTUROS.....	108

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS109

APÊNDICE A123

APÊNDICE B.....129

Lista de Figuras

Figura 2-1 – Diferentes perfis de emissividade eletrônica para uma mesma diferença de potencial (10kV).....	25
Figura 2-2 – Esquema de ligação para ensaios de emissividade eletrônica a frio.	25
Figura 2-3 – Esquemático da câmara de ultra alto vácuo.	29
Figura 2-4 – Esquema interno da bomba iônica.....	31
Figura 2-5 – Esquema de um medidor de pressão por catodo frio ou magnetron invertido.....	33
Figura 2-6 – Esquema de um espectrômetro de massa tipo quadripolo.....	35
Figura 2-7 – (a): Conector tipo MHV apropriado para ultra alto vácuo utilizado na câmara para se conectar sinais elétricos externos ao corpo de prova dentro do ambiente de vácuo. (b): Porta-substrato e amostra (catodo), eletrodo superior (anodo) e conexões elétricas dentro da câmara principal.	36
Figura 2-8 – Diodos conectados em oposição após um resistor limitador de corrente de curto-circuito.....	38
Figura 2-9 – Conversor corrente-tensão utilizando a configuração de amplificador não-inversor.....	40
Figura 2-10 – Conversor corrente tensão utilizando a configuração de amplificador inversor.....	40
Figura 2-11 – Variação da tensão de ruído intrínseca de um resistor de 10k de carbono em função da corrente e da frequência.....	42
Figura 2-12 – Modelo de ruído para um amplificador operacional em configuração genérica.....	44
Figura 2-13 – Estágio conversor corrente tensão utilizando um seguidor de tensão.	46
Figura 2-14 – Amplificador de transimpedância.....	47
Figura 2-15 – Modelagem simplificada para o ruído e resposta em frequência.....	49
Figura 2-16 – Implementação de um capacitor de baixa capacitância.	51
Figura 2-17 – Configuração para aumentar o produto ganho \times banda.....	52
Figura 2-18 – Amplificador CASCODE implementado a partir de um amplificador operacional.....	53
Figura 2-19 – Amplificador logarítmico.	54
Figura 2-20 – Integrador.	56
Figura 2-21 – Configuração básica do amplificador <i>chopper</i>	58
Figura 2-22 – Espectro do sinal de entrada e saída para o amplificador <i>chopper</i>	60
Figura 2-23 – Amostragem do sinal a uma frequência f_s	61
Figura 2-24 – Sobreposição do espectro devido à subamostragem (<i>aliasing</i>).	61
Figura 2-25 – conversor por aproximações sucessivas.....	63
Figura 2-26 – Conversor Δ . Também conhecido por “1-bit ADC”.	64
Figura 2-27 – Resposta em frequência do conversor Δ	65
Figura 2-28 – Forma de onda para um ciclo de conversão com duas rampas.	66
Figura 2-29 – Resposta em frequência de um conversor de duas rampas. Os nulos da resposta podem ser sintonizados.....	67
Figura 3-1 – Divisor resistivo implantado a partir de uma rede resistiva encapsulada.....	74
Figura 3-2 – diagrama interno simplificado do TC850, da Microchip.	75
Figura 3-3 – Diagrama interno e periféricos do PIC 18F4680, da Microhip.	77
Figura 3-4 – ponte RS232/USB RL232, da FTDI.....	79
Figura 3-5 – isolamento galvânica da alimentação e das linhas de comunicação.	81
Figura 3-6 - Ruído AC de alta frequência e ciclo de desligamento pelo do alternador.	84
Figura 3-7 – Interação entre a corrente drenada pelo amplificador e demais correntes drenadas na alimentação.....	84
Figura 3-8 – conexão de diversos dispositivos GPIB.....	93
Figura 3-9 – Barramento GPIB.....	93
Figura 3-10 – Test & Measurement Tool Box do Matlab.	95
Figura 3-11 – Tela de interface com o usuário.	96
Figura 4-1 – Curva de linearidade, em nanoamperes (eixo X: picoamperímetro Keithley).....	100
Figura 4-2 – Configuração final para ensaio de caracterização da emissão da corrente de emissão por campo elétrico.	101
Figura 4-3 – Perfil de emissividade traçado com o auxílio da instrumentação desenvolvida.	102
Figura 4-4 – Tensão x distância lida no micrômetro.	103
Figura 4-5 – Corrente de emissão versus campo elétrico.	104

Lista de Abreviações

ADC – *Analog to Digital Converter*

CVD – *Chemical Vapour Deposition*

DLL – *Dynamic Linked Library*

DSIF – *Departamento de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica*

FEM – *Field Emission Microscope*

FSM – *Finite State Machine*

GPIB – *General Purpose Interface Bus*

ICP – *In-Circuit Programmer*

IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

LCD – *Liquid Crystal Display*

LDO – *Low Drop Out voltage regulator*

PIC – *Peripheral Interface Controller*

PTFE – *Politetrafluoretileno ou Teflon*

SAR– *Successive Approximation Register*

SMPS – *Switched Mode Power Supply*

STM - *Scanning Tunneling Microscope*

TMT00L – *Test & Measurement Tool Box*

USB – *Universal Serial Bus*

VFC– *Voltage-to-Frequency Converter*

Capítulo 1

Introdução

O Departamento de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica (DSIF) realiza pesquisas para o desenvolvimento de novos materiais nanoestruturados baseados em nanotubos, nanodiamantes, grafenos e outros. Esses materiais são produzidos sobre diferentes substratos, geometrias, condições de temperatura, pressão e composição da atmosfera em reatores de deposição de filme por vapor (CVD) [1, 2].

A identificação das possíveis aplicações desses novos materiais depende preliminarmente de uma caracterização física de suas propriedades elétricas e mecânicas[3]. A depender dos resultados encontrados, esses materiais podem se tornar interessantes para aplicações na biologia, medicina, na engenharia de novos materiais e outras áreas[4, 5].

1.1 Motivação

A análise da emissividade a frio por campo elétrico para os filmes nanoestruturados é realizada na câmara de ultra alto vácuo desenvolvida neste laboratório [6]. Essa câmara agrega também outras funcionalidades tais como um

espectrômetro de massa que permite identificar desde vazamentos de ar na câmara (falha das vedações) até a identificação dos principais compostos presentes na amostra em análise [6, 7]. As possibilidades de aplicação de uma câmara de ultra alto vácuo como a disponível no laboratório são múltiplas e poderão contemplar até mesmo a funcionalidade de um microscópio de tunelamento eletrônico (STM) [8].

1.2 Objetivo e justificativa

O objetivo deste trabalho foi o projeto e desenvolvimento do sistema de aquisição de dados e de controle para o levantamento de curvas de emissividade eletrônica para utilização na câmara de ultra alto vácuo, em virtude da necessidade de instrumentação específica para complementação do instrumental acoplado à câmara.

Inicialmente ventilou-se a hipótese de se utilizar dispositivos comercialmente disponíveis para efetuar o controle da tensão e a aquisição de dados da corrente de emissão de campo. Durante esse processo constatou-se a dificuldade de se adaptar diversos dispositivos distintos para compor o sistema, de forma que se vislumbrou a oportunidade do desenvolvimento do hardware, firmware e software específicos para compor um sistema funcionalmente harmônico para a câmara.

Os objetivos deste trabalho podem ser segmentados nas seguintes etapas:

1. Estudo da câmara de ultra alto vácuo e das topologias possíveis para o sistema de aquisição de dados;
2. Realização de ensaios e testes de diferentes topologias de circuitos eletrônicos;
3. Desenvolvimento dos circuitos, firmware e software;
4. Testes de desempenho em bancada e na câmara de vácuo.

Capítulo 2

Revisão bibliográfica

A emissão de raios catódicos foi descoberta por Julius Plücker, em 1859 [9]. George J. Stoney introduziu o conceito de elétron em 1847, sendo que o termo “elétron” surgiu em 1891 para definir a unidade fundamental de quantidade de energia [10]. “Raios catódicos” é um dos nomes para um feixe de elétrons [11].

2.1 Emissão de elétrons – breve histórico

O fenômeno da emissão de elétrons por campo elétrico foi observado em 1897 [12], e a modelagem teórica foi apresentado por W. Schottky, partindo-se da premissa de que a emissão de elétrons se dava sobre a barreira de potencial, que era reduzida pela diferença de potencial aplicada. Posteriormente foi observado que campos elétricos muito menores também poderiam dar início ao processo de emissão de elétrons por campo elétrico [13, 14].

R. H. Fowler e L. W. Nordheim desenvolveram uma teoria de campo baseada no efeito de tunelamento eletrônico através da barreira de potencial baseado na mecânica quântica [15]. Essa teoria descreve a dependência entre a corrente de emissão de campo

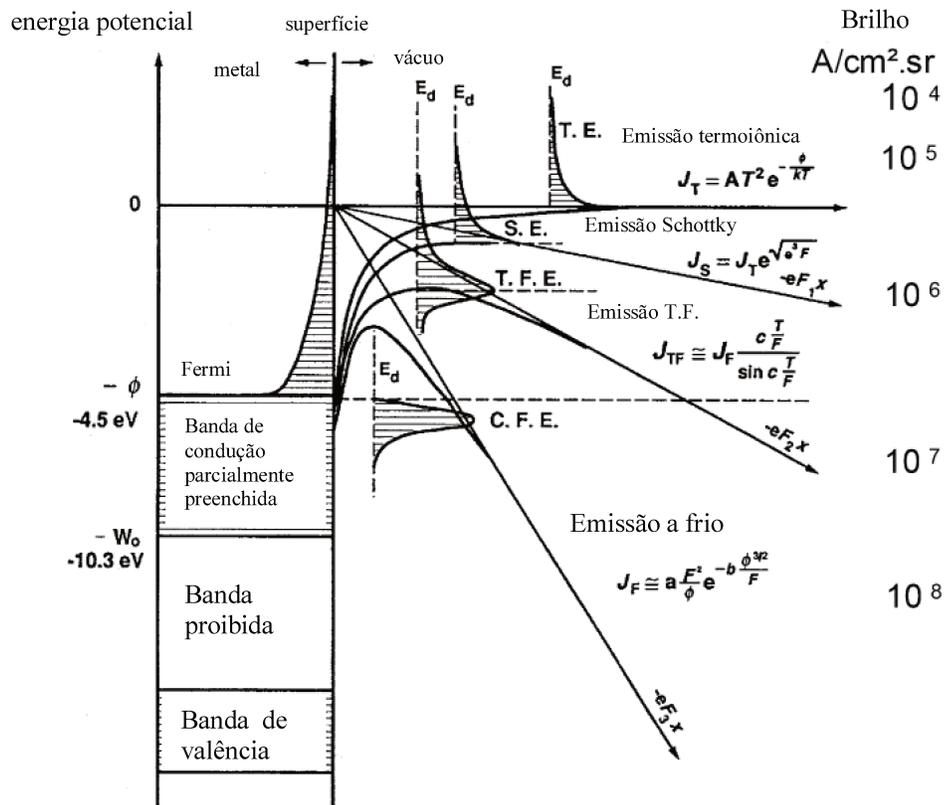
e a função trabalho Φ , que é a energia necessária para remover um elétron do material. O processo de emissão difere da emissão térmica e da emissão fotoelétrica na medida em que não depende de excitação externa para que seja iniciada [16-18].

A partir da concepção prática de um microscópio por emissão de campo (FEM) na década de 1930 [19-21], tornou-se possível investigar as causas de instabilidade no processo de emissão eletrônica e a influência das pontas, temperatura e absorção por outros átomos, devido à alta resolução atingida, da ordem de 10\AA , utilizando uma ponta de tungstênio apontada para uma tela de fósforo [8, 22]. Recentemente emissores constituídos por diamantes e nanotubos de carbono (CNT) são utilizados como fontes de emissão de campo para dispositivos de microeletrônica [23].

Um resultado importante da mecânica quântica foi a constatação de que seria possível a emissão de corrente de campo com densidade de corrente muito superior àquelas observáveis nos processos de emissão termoiônica [24]. Densidades de corrente de emissão a frio na ordem de $10^6\text{A}/\text{cm}^2$ ou superiores são comumente reportadas [25-29].

2.1.1 CATODOS EMISSORES DE ELÉTRONS

Existem diversos mecanismos pelos quais a emissão de elétrons ocorre, em diferentes intensidades, conforme ilustra a Figura 2-1. Pode-se observar que os emissores por campo elétrico representam a classe de maior luminância, ou corrente elétrica por unidade de área, em esferorradiano (Sr) [23, 30]. De forma esquemática, a Figura 2-2 apresenta o aparato necessário para a realização dos ensaios de emissão eletrônica a frio.



Fonte: [23]

Figura 2-1 – Diferentes perfis de emissividade eletrônica para uma mesma diferença de potencial (10kV).

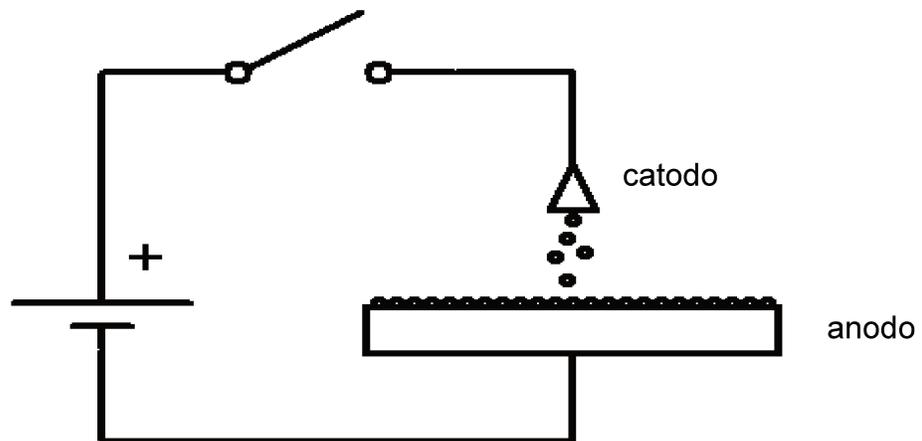


Figura 2-2 – Esquema de ligação para ensaios de emissividade eletrônica a frio.

A emissão de elétrons por campo elétrico é preponderante, para uma superfície metálica, quando essa se encontra submetida a um campo elétrico E da ordem de $10^8 V/m$ ou superior, obtida por meio da aplicação, em pontas finas, de uma tensão relativamente baixa. O processo de emissão de campo se deve exclusivamente ao efeito do tunelamento eletrônico no vácuo. O campo elétrico aplicado estreita a barreira de potencial na interface metal-vácuo até que os elétrons tenham uma significativa probabilidade de tunelamento a partir do sólido para o vácuo [31-33].

Uma maneira de obtenção de pontas finas para emissão de elétrons por campo se dá por meio da corrosão eletrolítica em um fio de tungstênio com, por exemplo, $150\mu m$ de diâmetro, obtendo-se uma ponta de ordem de $100nm$ de raio. Para isso, um fio com $2mm$ de comprimento é imerso em NaOH enquanto se monitora sua resistência elétrica. Quando se observar um aumento abrupto de sua resistência, a ponta estará formada. Nesse momento, é necessário diminuir a tensão de teste da resistência, pois poderá haver arredondamento da ponta devido ao avanço da corrosão eletroquímica [23, 34].

A capacidade de emissão de elétrons nesse tipo de ponta pode atingir densidades de corrente extremamente altas (da ordem de $10^8 A/cm^2$) [35]. Contudo, as correntes de emissão são geralmente baixas, da ordem de nanoampères (nA) ou microampères (μA), como forma de se evitar a segregação metálica¹ que ocorre em densidades de corrente extremamente elevadas ($> 250 kA/cm^2$ para o alumínio, por exemplo) [36]. Há que se considerar também que eventual densidade de corrente muito elevada implicaria em calor extremo que poderia vaporizar a ponta emissora [8, 37].

A equação de Fowler-Nordheim (FN) descreve uma densidade de corrente para a emissão por campo elétrico [38, 39], no qual são consideradas a geometria e a força imagem: $J = \frac{AE^2}{\Phi t^2(y)} e^{\frac{B\Phi^{3/2}v(y)}{E}}$, onde Φ é a função trabalho, E é a intensidade do campo

¹ Segregação é a ruptura de condutores devido a migração de íons e átomos dentro do campo elétrico.

elétrico, A e B são parâmetros físicos que variam de acordo com a geometria da superfície, $t^2 \approx 1.1$ (representa a influência da força imagem) e y é função da intensidade de campo e da função trabalho: $y(\Phi, E)$ [23, 31, 40]. De forma sintética, pode-se considerar a densidade de corrente de emissão, em temperatura ambiente (300K), por $J = C_1 E^2 \left(e^{-\frac{C_2}{E}} \right)$, onde C_1 e C_2 são parâmetros dos materiais dependentes da função trabalho [41]. Já em altas temperaturas ($< 1500K$) a densidade de corrente de emissão é dada por $J_{FT} = J_{FT} \left(\frac{TR}{\text{sen}(\pi R)} \right)$, sendo $R = 9,3 \cdot 10^5 \sqrt{\Phi} \frac{T}{E}$, Φ a função trabalho (dada em eV) e T é a temperatura, dada em Kelvins [42].

Para avaliação das características de emissão de campo, utiliza-se o gráfico de Fowler-Nordheim (ilustrado no Capítulo 4) que utiliza, no eixo das abscissas, uma escala logarítmica para a densidade de corrente dividida pela tensão ao quadrado e no eixo das ordenadas utiliza-se o inverso da tensão aplicada: $\log_{10} \left(\frac{J}{U^2} \right) \times \frac{1}{U}$. Esse gráfico implica em uma reta descendente quando o fenômeno de emissão eletrônica for, majoritariamente, por emissão a frio [43-45].

Para uma geometria plana, isto é, anodo e catodo paralelos, pode-se assumir que $E = \beta \left(\frac{V}{d} \right)$, onde V é a tensão anodo-catodo, d é a distância entre os eletrodos e β é o “fator de melhoramento”, que influencia diretamente a área efetiva do eletrodo emissor (consequência das microprotusões na superfície do catodo).

A equação de FN e sua representação linear são utilizadas para caracterizar as fontes de emissão de campo, pois:

- A partir da inclinação do gráfico pode-se estimar o fator β , que é inversamente proporcional à inclinação. Eletrodos emissores de baixo β tendem a ser mais estáveis [46, 47]. São identificados a partir de retas FN com muita inclinação;

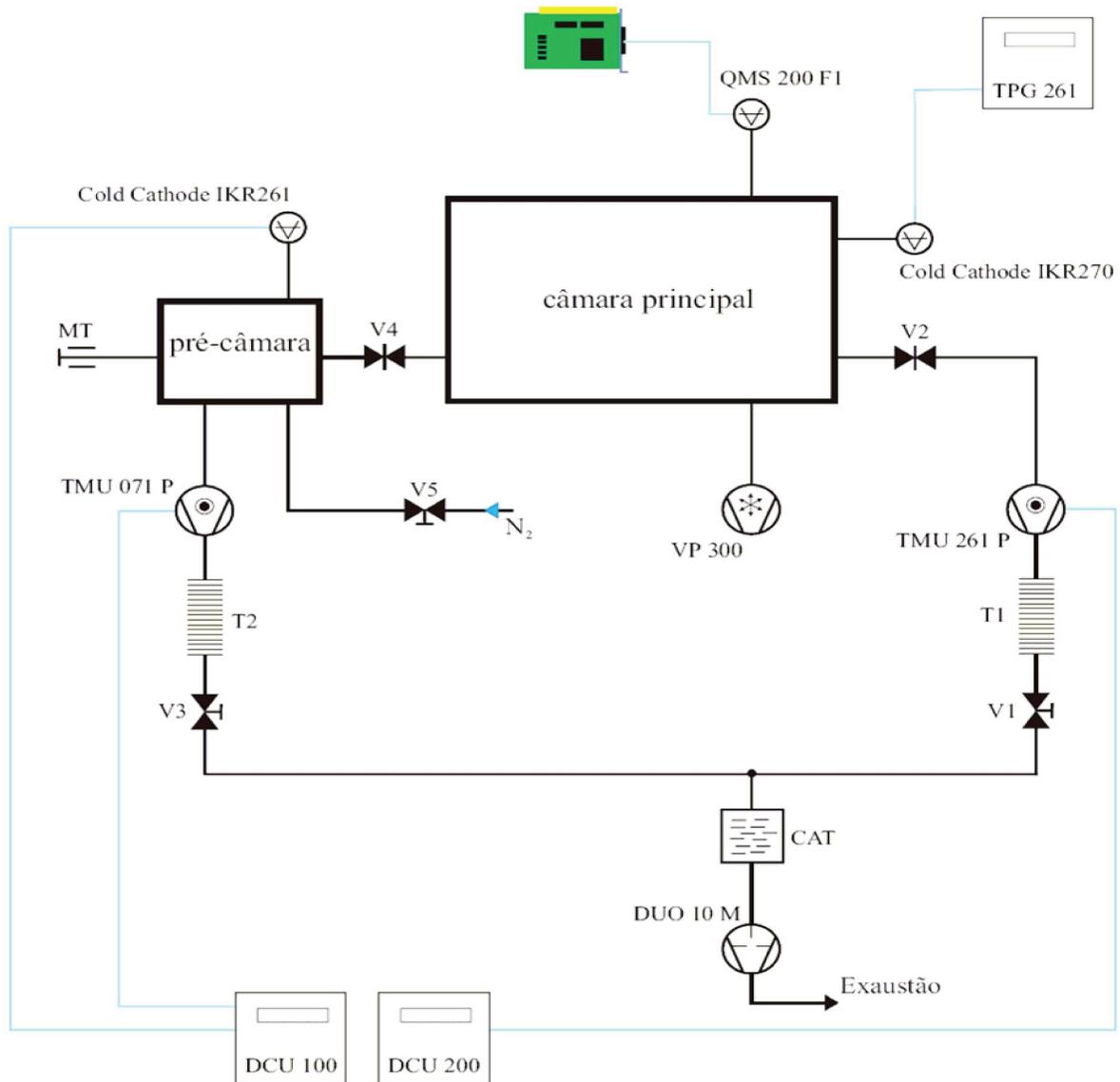
- Uma vez conhecido o fator β , pode-se combinar essa informação com o valor da extrapolação da reta com o eixo das ordenadas (vertical) e então obter-se a área aparente ou área efetiva do eletrodo emissor, que é maior que a área plana da amostra em razão das microprotusões do eletrodo [48].

2.2 Aparato para caracterização de amostras de materiais nanoestruturados

Para se caracterizar materiais nanoestruturados, foi projetada e construída no Laboratório de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica (DSIF), uma câmara de ultra alto vácuo [49] cujo esquema de ligação encontra-se reproduzido na Figura 2-3.

A câmara é composta pelos seguintes subsistemas: câmara principal; pré-câmara (ou câmara de vácuo carregadora); sistema de pré-vácuo (bomba mecânica); dois sistemas de alto vácuo (um na pré-câmara e outro na câmara); Bomba iônica tipo diodo; Espectrômetro de massa tipo quadripolo (funciona como um filtro de massa); medidores de pressão tipo catodo frio ou “magnetron invertido”; Baking (degaseificação das paredes) e sistema mecânico de posicionamento de amostras.

O Apêndice A ilustra, por meio de fotografias, os principais componentes da câmara de ultra alto vácuo.



Fonte: [49]

Figura 2-3 – Esquemático da câmara de ultra alto vácuo.

2.2.1 PRÉ-CÂMARA E CÂMARA PRINCIPAL

A pré-câmara tem por função permitir a inserção de novas amostras e substratos na câmara principal sem que se perca o ultra alto vácuo formado na câmara principal. Há uma válvula de separação tipo “gaveta” entre a pré-câmara e a câmara principal, de forma que para que seja realizada a substituição das amostras, o vácuo pode ser

quebrado somente na pré-câmara. Quando aberta, a válvula de separação permite a passagem de um trilho e carro próprio para deslocamento de amostras desde a pré-câmara até a câmara principal onde uma pinça consegue manipular um porta-substrato e posicioná-lo adequadamente no suporte para a realização do ensaio de emissão de campo elétrico.

O suporte para o porta-substrato pode ser deslocado tridimensionalmente para proporcionar um posicionamento preciso da amostra em relação ao anodo (eletrodo superior, fixo em relação ao porta-amostras).

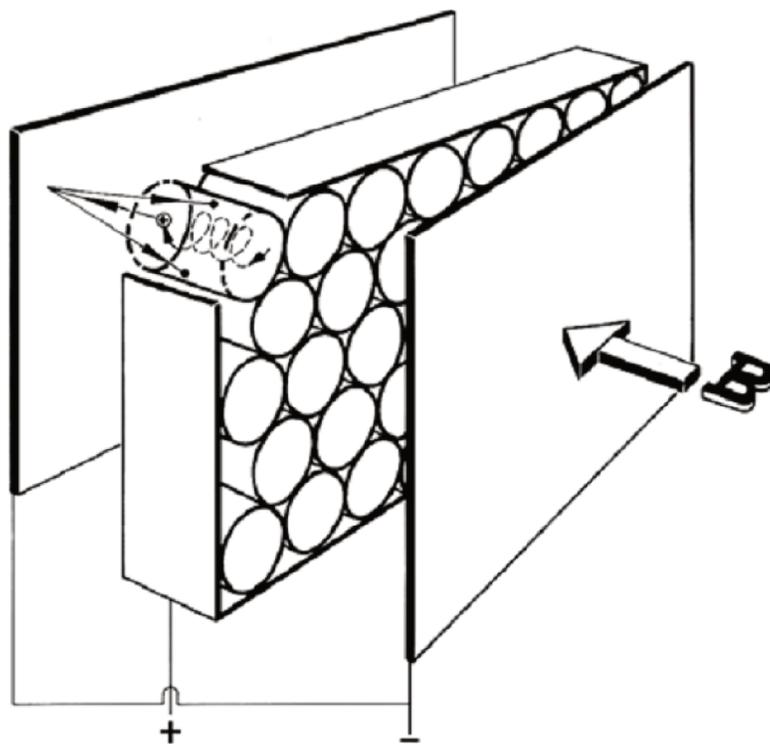
Na câmara principal encontram-se conectados os dispositivos de medição das propriedades da amostra, os sistemas de manutenção de ultra alto vácuo e o sistema de movimentação mecânica para remoção da amostra do carro de transporte até o substrato de realização de ensaios.

2.2.2 SISTEMA DE VÁCUO

O sistema de vácuo é composto por uma bomba rotativa de palhetas (Pfeiffer DUO 10M) de pré-vácuo, capaz de atingir uma pressão de 10^{-3} mbar tanto da pré-câmara quanto na câmara principal. Há também um conjunto de registros de vedação de vácuo, os quais devem ser fechados após a pressão de vácuo ter atingido seu máximo. Conectada em série com a bomba rotativa, encontra-se uma bomba turbomolecular com a velocidade de bombeamento de 210 l/s para a câmara principal para nitrogênio (Pfeiffer TMU 261 P). Há uma segunda bomba turbomolecular de menor capacidade de bombeamento (59 l/s para N_2 , Pfeiffer TMU 071 P) instalada junto à pré-câmara, e que tem a função de restabelecer rapidamente uma pressão básica da ordem de 10^{-8} mbar.

A localização da bomba mecânica, convenientemente distante do porta-amostras, mitiga a possibilidade de contaminação da câmara por óleo ou outro resíduo que eventualmente possa percorrer o caminho de exaustão [50].

A bomba iônica da câmara principal possui uma velocidade de bombeamento de 300 l/s para o nitrogênio (Varian Vaclon Plus 300 tipo diodo). Quando em funcionamento permite atingir um vácuo da ordem de 10^{-11} mbar [51]. Isso é possível devido a seu princípio de funcionamento (*gettering*), no qual um catodo, tipicamente feito de titânio, se evapora ou sofre *sputtering* quando bombardeado com íons de alta velocidade [23]. Gases ativos são retidos por combinação química com titânio e gases inertes são retidos por ionização do catodo. A Figura 2-4 apresenta um esquema típico para esse tipo de bomba iônica.



Fontes: [23] e [52]

Figura 2-4 – Esquema interno da bomba iônica.

O catodo consiste de dois eletrodos retangulares separados por anodos de aço inox com vão livre para passagem de íons. Esse conjunto é submetido a um íma permanente e o anodo opera com uma diferença de potencial da ordem de 7kV em relação ao catodo (aterrado). Os íons ejetados possuem velocidade relativamente baixa e o conjunto pode eventualmente se tornar instável na presença de gases inertes. Para contornar essa limitação, existem outros tipos de bombas iônicas: catodo chanfrado (*slotted cathode*), triodo, diferencial e bomba magnetron [52]. Para se iniciar a ejeção (*sputtering*) iônica é necessário uma pressão inicial de pelo menos 2×10^{-2} mbar. O funcionamento da bomba iônica independe de seu posicionamento e não necessita de suprimento de água ou nitrogênio. Outras vantagens desse tipo de bomba são: vida útil é longa; geração limpa de ultra alto vácuo e livre de vibrações.

Por fim, existe na câmara uma válvula tipo “gaveta” com acionamento eletropneumático que permite a completa separação da câmara principal da bomba turbomolecular. Essa possibilidade de separação é importante, pois depois de atingido o vácuo máximo da bomba turbomolecular, pode-se isolar a câmara principal de forma que somente a bomba iônica necessite funcionar para se manter as condições de alto vácuo.

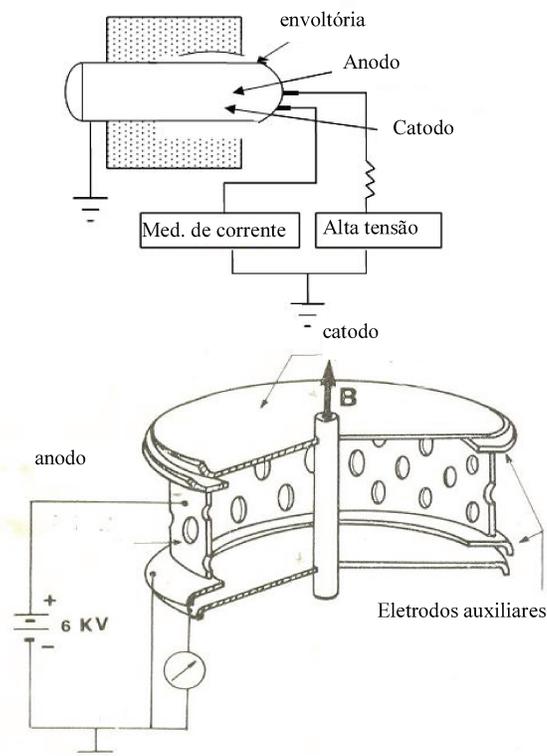
Quando em operação na zona de ultra alto vácuo observa-se que a menor pressão possível na câmara é aquela obtida após a desgaseificação (*baking*) de vapor de água e gases atmosféricos absorvidos nas paredes da câmara. A desgaseificação das paredes é obtida por meio de aquecimento a aproximadamente 180°C da câmara inteira por cerca de oito horas, com as bombas de vácuo ligadas.

2.2.3 SENSORES DE VÁCUO – CATODO FRIO (MAGNETRON INVERTIDO)

A pré-câmara dispõe de um sensor de pressão na faixa de 10^{-2} a 10^{-9} mbar (IKR261). A câmara principal dispõe de um sensor mais sensível, capaz de efetuar

leituras da ordem de 10^{-11} mbar (IKR270). Ambos são do tipo catodo frio ou magnetron invertido [53-55].

Existem diversos tipos de sensores de pressão do tipo catodo frio que, essencialmente, possuem apenas o catodo e o anodo entre os quais ocorre uma descarga elétrica a frio, que é mantida inclusive quando em baixa pressão. Para isso, um campo magnético da ordem de $10^{-4}T$ e um campo elétrico da ordem de 6kV são aplicados de forma ortogonal entre si [56], conforme ilustrado na Figura 2-5. Em função da colisão entre e os átomos dispersos no vácuo são produzidos íons, que são acelerados até o catodo onde parte permanece aprisionado e parte acaba causando *sputtering* do material do catodo [57]. Os sensores de pressão por catodo frio (magnetron invertido) tornaram-se populares devido a sua elevada robustez, insensibilidade à admissão acidental de ar e pressão atmosférica e ampla faixa de leitura [58].



Fonte: [59]

Figura 2-5 – Esquema de um medidor de pressão por catodo frio ou magnetron invertido.

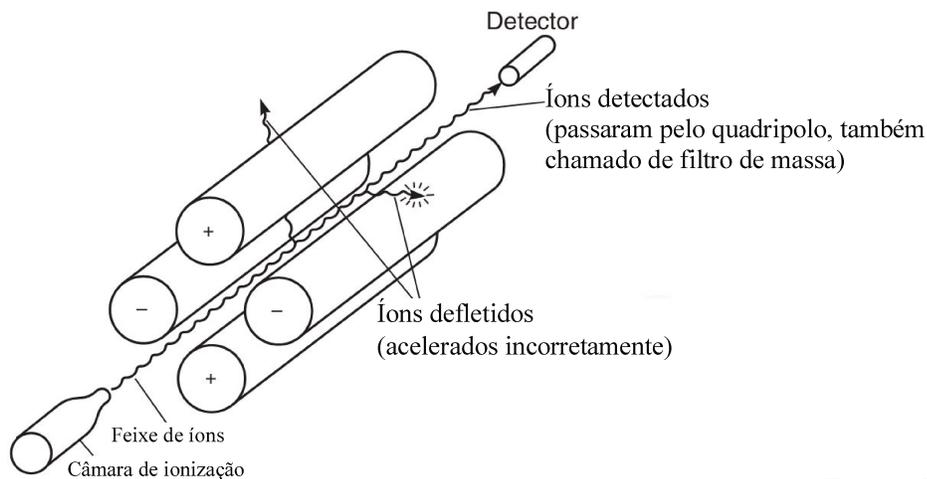
Devido ao seu princípio de funcionamento, os eletrodos se contaminam gradativamente com o uso. Em consequência, a precisão e sensibilidade do medidor diminuem ou tornam-se instáveis (observam-se saltos abruptos na leitura de pressão, que é feita a partir da leitura de corrente). A contaminação depende do tempo de operação e da pressão à qual está exposto dentro da câmara. Os fabricantes recomendam a limpeza do sensor a cada poucas centenas de horas de operação. Porém, mantendo-se a pressão abaixo de 10^{-6} mbar é possível operar por milhares de horas sem a necessidade de se realizar qualquer tipo de intervenção [60, 61].

2.2.4 ESPECTRÔMETRO DE MASSA

A câmara principal possui um espectrômetro de massa (*Quadrupole Mass Spectrometer* ou “QMS”) capaz de detectar gases residuais e vazamentos. O espectrômetro de massa é um filtro de massa baseado em um catodo quente, responsável por ionizar o gás, combinado com uma forma de filtro de massa acoplado no coletor de íons. Opera desde 10^{-4} mbar até a faixa de ultra alto vácuo e seu princípio de funcionamento pode ser baseado em: i) deflexão magnética causada pela massa; ii) omegatron; iii) tempo de percurso da massa; iv) filtro quadrupolo [62] [63].

O quadripolo é uma configuração amplamente difundida para espectrômetro de massa e sua configuração encontra-se ilustrada na Figura 2-6. É basicamente um extrator de íons a catodo quente combinado com um filtro eletrostático de massa colocado entre a fonte iônica e seu coletor [64]. O filtro consiste de um quadrado cujas quinas são compostas por bastões circulares da ordem de 6mm de diâmetro e 100mm de comprimento. Íons positivos são injetados em paralelo com o eixo central em direção ao coletor de íons. O efeito de filtragem é conseguido por meio da aplicação de diversas frequências e potenciais DC entre bastões opostos. Os parâmetros do filtro são modificados por mudanças nas frequências e na tensão DC, com consequente ajuste de

seletividade do espectro de massa mensurável [65]. O filtro é conhecido também por RGA – *Residual Gas Analyser*.



Fonte: [64]

Figura 2-6 – Esquema de um espectrômetro de massa tipo quadripolo.

A câmara do laboratório é equipada com um espectrômetro de massa tipo quadripolo [66] com a faixa de massa 1 a 100 unidades de massa atômica (uma) para análise de gases residuais que, a princípio, foi projetado para detecção de vazamentos por hélio.

2.2.5 MEDIÇÃO DA CORRENTE DE EMISSÃO DE CAMPO

A câmara principal necessita de uma forma de se introduzir alta tensão em seu interior para que seja possível realizar os ensaios de emissão de campo elétrico no vácuo.

Para isso existem dois conectores tipo *Miniature High Voltage* (MHV), cuja função é prover um contato elétrico seguro até 5kV [67, 68], isolado da estrutura metálica da câmara, de forma a viabilizar a injeção de alta tensão a partir de uma fonte externa até o corpo de prova em análise e também efetuar a leitura da corrente de emissão, coletada por um eletrodo metálico (anodo) posicionado acima da amostra (Figura 2-7).

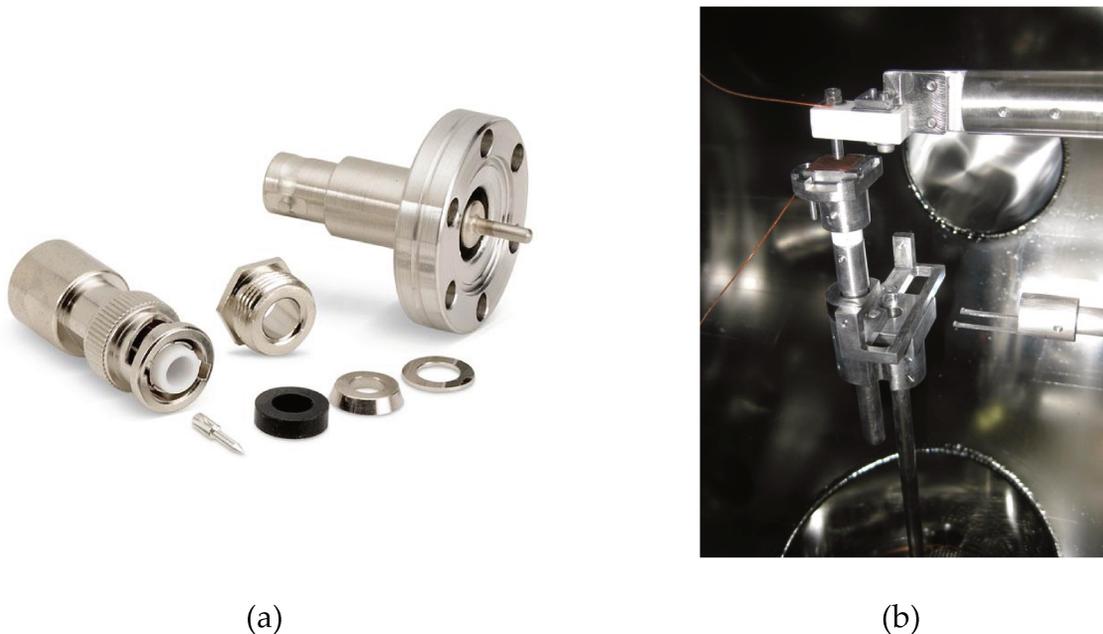


Figura 2-7 – (a): Conector tipo MHV apropriado para ultra alto vácuo utilizado na câmara para se conectar sinais elétricos externos ao corpo de prova dentro do ambiente de vácuo. (b): Porta-substrato e amostra (catodo), eletrodo superior (anodo) e conexões elétricas dentro da câmara principal.

A câmara de ultra alto vácuo do laboratório não possuía um sistema de alta tensão e medição da corrente de emissão de campo capaz de gerar a rampa de tensão e a aquisição das leituras da corrente de emissão de campo, de forma que o trabalho aqui desenvolvido contribuiu também para equipar a câmara desenvolvida localmente.

2.3 Características elétricas da corrente de emissão e de sua fonte

Para realizar medições da corrente de emissão de campo na câmara de ultra alto vácuo é necessário um circuito capaz de lidar com situações extremas, uma vez que é utilizada alta tensão para excitação da amostra (na ordem de alguns quilovolts), mas as correntes de emissão de campo são da ordem de nanoamperes, o que exige alta sensibilidade do circuito de entrada e, ainda assim, grande robustez, pois há a

possibilidade de ocorrência de arcos voltaicos entre o anodo (eletrodo metálico) e o catodo (amostra sobre o porta-substrato), o que elevaria a corrente de circulação em muitas ordens de grandeza e poderia danificar o instrumento de medição [69].

A corrente de emissão por campo elétrico é criada a partir de uma fonte de alta tensão regulável em corrente contínua (DC). Esse tipo de fonte possui em sua arquitetura um capacitor (filtro) de saída [70], o que significa que sempre que houver um arco voltaico dentro da câmara de vácuo a energia armazenada será drenada rapidamente (no intervalo de duração do arco voltaico), o que poderia vir a danificar o estágio de entrada em função da alta corrente [$i_{ampères} = \frac{q_{joules}}{t_{segundos}}$] que flui pelo arco voltaico até que o capacitor de saída se descarregue.

Quando em operação o capacitor na saída na fonte de alta tensão possui uma carga elétrica acumulada igual a $q = CV$, onde: q é a carga elétrica armazenada no capacitor, dada em coulombs; C é a capacitância intrínseca do capacitor, dada em Farads; V é a tensão nos terminais do capacitor, dada em Volts. Para se mover uma parcela elementar de carga elétrica dq para dentro do capacitor é necessário realizar um trabalho W igual a: $dW = \frac{q}{C} dq$, logo $W_{carregamento} = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{C \cdot V^2}{2}$, dado em Joules. Como a tensão é da ordem de quilovolts e o tempo de duração de um curto-circuito por arco voltaico no vácuo é da ordem de microsegundos [71, 72], é necessário prover um caminho seguro para a descarga da energia armazenada no capacitor.

2.3.1 IMPLICAÇÕES DE UM ARCO VOLTAICO SOBRE O CIRCUITO ELETRÔNICO PARA MEDIÇÃO DA CORRENTE DE EMISSÃO DE CAMPO

Quando da ocorrência de um arco voltaico dentro da câmara, uma grande corrente – de duas a três ordens de grandeza superior à corrente nominal – precisa ser absorvida instantaneamente pelo medidor de corrente. Esse evento deve ser suportado pela entrada do medidor de corrente sem que ocorram danos.

Uma forma de se mitigar o risco de dano ao estágio de entrada em função da probabilidade de ocorrência de arcos voltaicos é a inserção de um circuito de proteção, como o indicado na Figura 2-8, em série com a entrada do medidor de corrente [73].

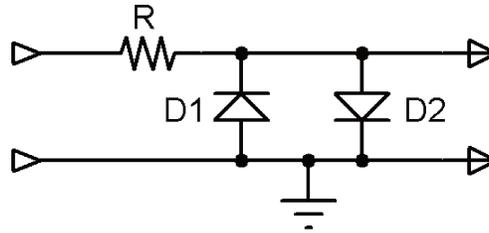


Figura 2-8 – Diodos conectados em oposição após um resistor limitador de corrente de curto-circuito.

Nesse caso, o medidor de corrente deve necessariamente apresentar, em condições normais de operação, uma queda de tensão desprezível entre seus terminais, de forma que nenhum dos diodos entrem em condução em função da corrente que está circulando pelo medidor de corrente. No item 2.4 será apresentada uma forma de se implementar o estágio de entrada de maneira a garantir uma queda de tensão desprezível entre os terminais de entrada.

Para o arranjo supracitado, é importante a utilização de diodos de baixa fuga [74], de forma a minimizar o erro (corrente de fuga) inserido no sistema em virtude do circuito de proteção. O diodo FDH333 possui uma corrente de fuga máxima de $1nA$ e uma capacidade de surto de $4A$ (condução direta), o que o torna adequado para a implementação do circuito de proteção.

Com relação ao resistor limitador de corrente, observe-se que seu efeito no circuito é o de aumentar a diferença de potencial (*voltage burden*) entre os terminais do sistema de medição de corrente elétrica. Não há uma maneira ideal de se determinar um valor ideal para a queda de tensão nos terminais desse resistor [75]. Seu valor deve ser grande o suficiente para proteger os diodos da ruptura por sobrecarga. Como diretriz,

uma boa prática e utilizar um valor suficientemente grande para causar uma queda de 1V quando o medidor de corrente estiver operando no fundo de escala[73].

Por fim, os diodos precisam ser mantidos em completa escuridão, pois seu encapsulamento de vidro os torna fotosensíveis, o que pode acabar gerando correntes parasitas no circuito.

Outra forma de se proteger o estágio de entrada seria por meio de dispositivos de descarga, como por exemplo lâmpadas neon ou outros dispositivos de proteção contra surto (*Transient Voltage Suppressor* – TVS). Porém, suas correntes de fuga são superiores à corrente de fuga dos diodos de baixa fuga supracitados [76, 77].

2.4 Características do estágio de entrada para análise de corrente de emissão de campo

As características e desempenho de um amplificador de sinais construído em torno de um amplificador operacional podem ser significativamente modificadas em função da configuração de sua malha de realimentação [78, 79]. A depender do circuito adotado pode-se buscar maior estabilidade do sistema, melhor resposta em frequência, menor distorção ou minimização de não linearidades [80]. Fundamentalmente essas características podem ser exploradas por meio de variação na construção do laço de realimentação negativa do amplificador diferencial [81].

Na configuração de amplificador não inversor, ilustrada na Figura 2-9, é possível obter-se a leitura da corrente de entrada por meio da relação linear $v_{saída} = (i_{entrada} \times R_{shunt}) \cdot A$, onde $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Porém, para se efetuar leituras de correntes muito baixas, da ordem de nanoamperes, seria necessário: i) um ganho muito alto (majoração do valor da resistência R_2) do estágio amplificador ou, ii) um valor muito elevado para R_{shunt} .

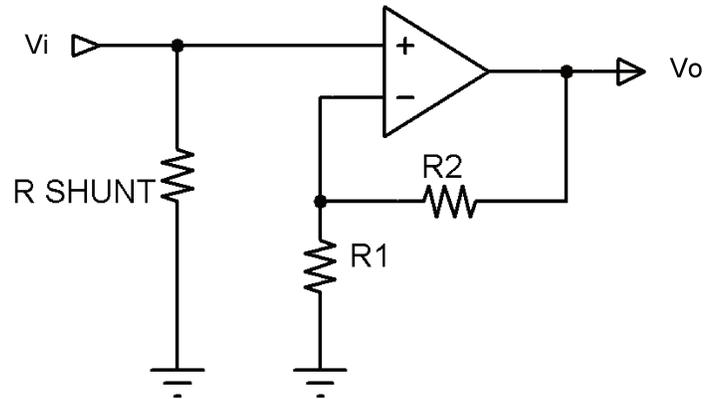


Figura 2-9 – Conversor corrente-tensão utilizando a configuração de amplificador não-inversor.

Já para a configuração de amplificador inversor, ilustrada na Figura 2-1, é possível obter-se a leitura da corrente de entrada por meio da relação linear $v_{saída} = -(i_{entrada} \times R_1)$. Nesse caso, o resistor de *shunt* foi eliminado, o que contribui para a minimização do ruído.

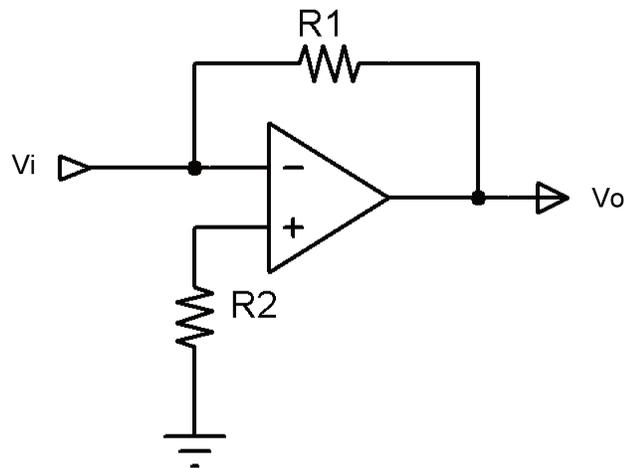


Figura 2-10 – Conversor corrente tensão utilizando a configuração de amplificador inversor.

No caso da configuração inversora, o ruído térmico proveniente de R_2 , na entrada não utilizada, pode ser acoplado ao terra por meio de um capacitor de *by-pass*.

Isso não é possível na configuração não-inversora, pois a entrada não utilizada faz parte da malha de realimentação.

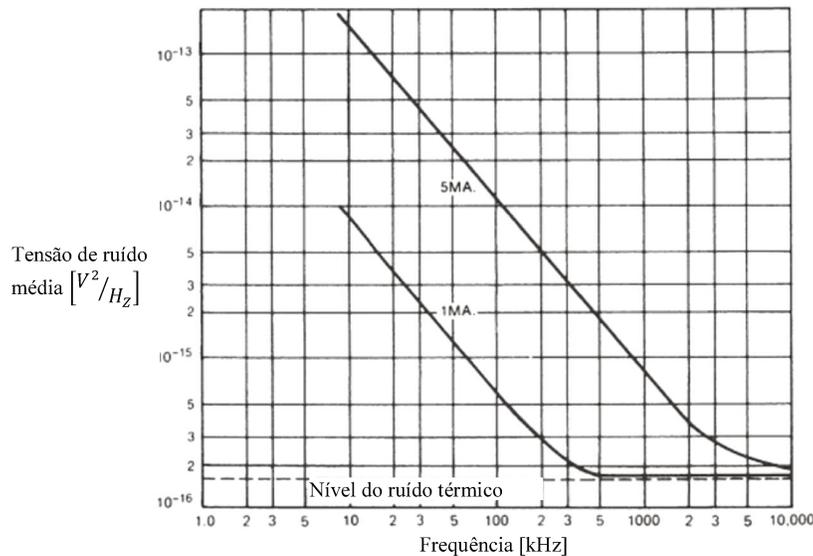
A configuração de um amplificador de ganho muito elevado implica em maior ruído [82], uma vez que um resistor atua como uma fonte e_n de ruído térmico – também chamado ruído Johnson – igual a $e_n = \sqrt{4kTB R}$ onde: k = é a constante de Boltzman, $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$; T = é a temperatura do resistor em Kelvin; R = é a resistência em Ohms; B = é a largura de banda em Hz do sinal de interesse [83]. Independentemente da técnica de construção de um resistor, esse sempre gera uma tensão de ruído resultante do ruído térmico e de ruído de contato. O ruído térmico não pode ser eliminado, mas outras fontes de ruído podem ser minimizadas [84-87].

Diferentemente do ruído Johnson, o ruído *shot* independe da temperatura e da resistência. Somente está presente quando há corrente elétrica fluindo (elétrons ou lacunas cruzando a barreira de potencial). Um resistor não produz ruído *shot*, pois não há barreira de potencial [88, 89]. Sua densidade espectral é contínua ao longo da banda (ruído branco), e sua intensidade varia com a raiz quadrada da corrente que percorre a barreira de potencial: $i_{n,shot}^2 = 2qBI$, onde: q é carga do elétron, B é a banda do sinal de interesse (em Hz) e I é a corrente de circulação [90].

2.4.1 RUÍDOS INTRÍNSECOS AOS RESISTORES

O tipo de resistor menos ruidoso é o de fio (usualmente uma liga de níquel e cromo ao redor de um núcleo de fibra de vidro, cerâmica ou plástico) no qual o ruído total gerado decorre praticamente do ruído térmico [91, 92]. Já o tipo de resistor cujo ruído intrínseco é mais elevado é o resistor de compostos de carbono (ligas de carbono e cerâmicas contidas entre dois contatos metálicos nas extremidades), no qual o ruído de contato predomina sobre as demais fontes de ruído, em virtude dos contatos metálicos e dos contatos entre as moléculas que compõem a estrutura de seu material [93].

Quando não há corrente circulando pelo resistor de compostos de carbono, o ruído total gerado no resistor se aproxima do ruído térmico. Para baixas frequências predomina o ruído de contato, cujo aumento é inversamente proporcional à frequência, conforme ilustrado na Figura 2-11.



Fonte: [94]

Figura 2-11 – Variação da tensão de ruído intrínseca de um resistor de 10k de carbono em função da corrente e da frequência.

Outro fator que afeta o desempenho dos resistores é a potência de operação para as quais foram projetados. Comparando-se dois resistores, um de 2W e outro de 1/2W de mesma resistência, sendo percorridos pela mesma intensidade de corrente, aquele de maior potência de operação apresenta nível de ruído até três vezes menor que o outro [95]. Isso ocorre em função da diferença da geometria entre os resistores, que afeta a parcela de ruído de contato [96].

Dessa forma, para se realizar medidas de corrente de emissão a frio na câmara de vácuo do laboratório, os ruídos intrínsecos dos resistores do estágio de entrada devem

ser levados em consideração, de forma a se buscar que o ruído intrínseco dos resistores utilizados sejam menores que o nível do sinal de interesse [97-99].

O ruído de contato é causado pela variação da condutividade em função de imperfeições nos contatos entre os diferentes materiais e ocorre em qualquer junção entre dois materiais condutores distintos. Ocorre inclusive em diodos e transistores (em função de defeitos entre seus contatos e junções), em resistores de compostos de carbono e outros dispositivos [100-103].

Existem outros nomes para o ruído de contato. Quando observado em resistores, é chamado também de ruído de excesso (*excess noise*). Já em válvulas eletrônicas a vácuo é comum encontrá-lo como ruído de fuga (*flicker noise*). Devido a sua densidade de espectro, também é conhecido como $1/f$ ou $1/\nu$ ou ruído de baixa frequência [104].

A potência do ruído de contato é diretamente proporcional ao valor da corrente contínua que passa pelo resistor [105]. A densidade de potência decai a uma taxa de $1/f$.

A corrente de ruído I_f/\sqrt{B} pode ser expressa por: $\frac{I_f}{\sqrt{B}} \approx \frac{k i_{DC}}{\sqrt{f}}$, onde: i_{DC} = corrente DC média em [A]; f = frequência em [Hz]; k = constante que depende da geometria do material; B = largura de banda centrada em f .

2.4.2 MODELAGEM DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Um modelo para os ruídos presentes em um amplificador operacional encontra-se ilustrado na Figura 2-12.

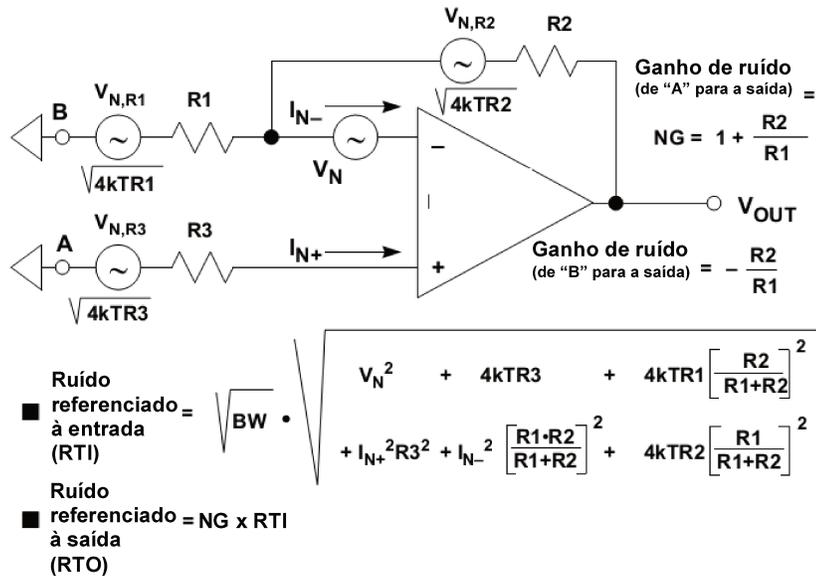


Figura 2-12 – Modelo de ruído para um amplificador operacional em configuração genérica.

Observe-se que RTI é o ruído referenciado a partir da entrada (*Referred to Input*), RTO é o ruído referenciado à saída (*Referred to Output*), e nada mais representa do que o ruído de entrada multiplicado pelo ganho de ruído do amplificador (*Noise Gain*). A tensão do ruído Johnson associado a cada um dos resistores foi considerada no modelo.

O diagrama apresentado é válido para uma rede puramente resistiva. Caso houvesse capacitores no laço de realimentação, o ganho do ruído não seria constante em toda a banda de frequência, o que ensejaria um modelo mais complexo [107-109].

A tensão de ruídos pode variar desde $1^{nV}/\sqrt{Hz}$ a $20^{nV}/\sqrt{Hz}$ ou mais.

Amplificadores operacionais com entradas tipo bipolar tendem a apresentar uma tensão de ruído mais baixa que amplificadores operacionais com JFET nas entradas, apesar de ser possível a construção de amplificadores JFET com baixa tensão de ruído, tais como o AD743 e o AD 745 [110], ao "custo" de maior área de silício e mais capacitância na entrada, e conseqüente restrição da resposta em frequência [81, 111].

A corrente de ruído pode variar desde $0.1 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$ a $5 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$ ou mais. Para amplificadores com estágio de entrada tipo bipolar ou JFET, os quais toda a corrente de entrada flui pela junção do transistor de entrada, a corrente de ruído se deve ao ruído *shot* da corrente de polarização [112-116]. A corrente de ruído é preponderante quando o amplificador operacional encontra-se conectado em uma malha de realimentação que possibilite sua passagem através da impedância de realimentação, o que resultará em uma tensão de ruído.

A equação para o ruído total referenciado à entrada (RTI), na Figura 2-12, evidencia a contribuição da corrente de ruído fluindo através dos resistores da malha.

2.4.3 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA E OUTROS ASPECTOS

Existem duas possibilidades para se condicionar os níveis do sinal para leitura: i) utilização de um ganho muito alto (majoração do valor da resistência R_2) do estágio amplificador ou, ii) utilização de um valor muito elevado para R_{shunt} .

No primeiro caso o amplificador estaria vulnerável a erros de leitura por diferenças nas tensões de polarização (*offset*) das entradas do amplificador operacional, o que ensejaria ajuste na determinação do zero volt da saída do amplificador. No segundo caso poderia haver uma queda de tensão (*voltage burdden*) excessiva no resistor de mensuração da corrente. Em ambas as situações, o desempenho em frequência do circuito estaria severamente limitado, conforme ilustrado na Figura 2-13 em função da carga elétrica armazenada na capacitância intrínseca de entrada do circuito (cabos e substrato de emissão). Outro problema encontrado para essa configuração seria a forma de se adotar uma proteção contra surtos na entrada para o caso de ocorrência de arcos voltaicos dentro da câmara de vácuo. Observe-se que essa configuração necessita de uma tensão na entrada para que seja possível efetuar-se a leitura de corrente, de forma

que o circuito de proteção proposto em 2.3.1 não seria compatível, pois os diodos ligados em oposição entrariam em condução.

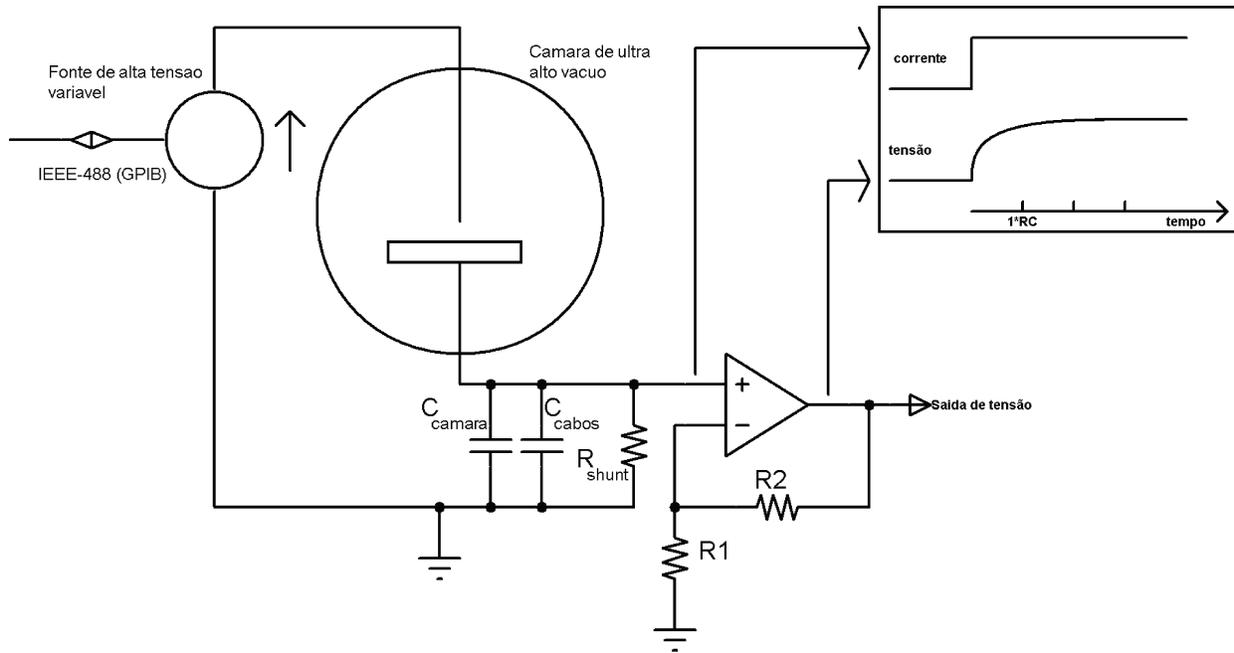


Figura 2-13 – Estágio conversor corrente tensão utilizando um seguidor de tensão.

Já a configuração de amplificador inversor encontra-se ilustrada na Figura 2-14, a impedância de entrada do amplificador é muito próxima a 0Ω , uma vez que a configuração força – via resistor de realimentação – a entrada inversora a um potencial de zero volt (terra virtual), ou seja: o mesmo potencial da entrada não inversora.

Essa configuração é também conhecida por *Voltage Feedback*, VFB, [117] ou transimpedância² [118], ou seja: a entrada é um sinal de corrente ($i_{ent.}$) e a saída é uma tensão de amplitude $V_{saída} = -R_{realim.} \times i_{ent.}$

Considerando-se a capacitância intrínseca na entrada do circuito em razão dos cabos e da própria câmara de vácuo, pode-se observar na Figura 2-14 que essa estará

² A terminologia “transimpedância” originou-se de *transfer-impedance*, que indica que a corrente e a tensão que definem a impedância são medidas em portas distintas. De forma oposta, o termo *driving point impedance* indica que a tensão e corrente são medidas na mesma porta.

sujeita a um potencial nulo e, conseqüentemente, não haverá energia armazenada no capacitor equivalente de entrada, ou seja: não é necessário que o sinal de entrada carregue e descarregue a capacitância equivalente de entrada, o que melhora a resposta em frequência do circuito de leitura de corrente. O circuito responde com maior velocidade a uma perturbação do sinal de entrada, além de apresentar impedância de entrada muito baixa.

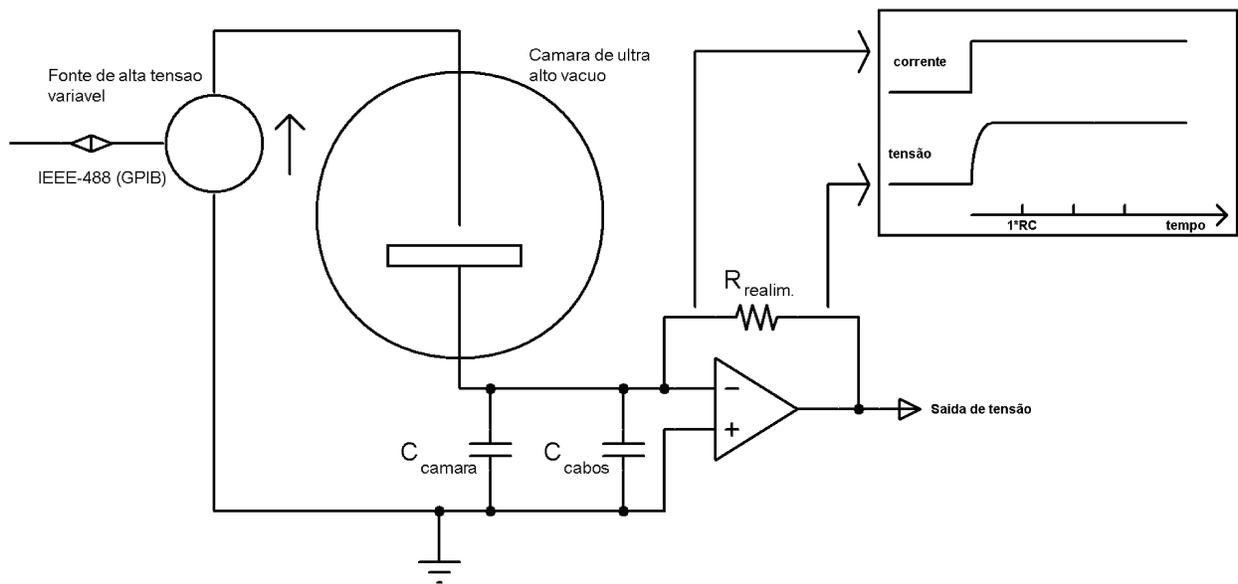


Figura 2-14 – Amplificador de transimpedância.

Outra característica conveniente dessa topologia é o fato de ser compatível com o circuito de proteção contra surtos apresentado em 2.3.1, pois a configuração de terra virtual se encarrega em manter a tensão em zero volt entre os terminais de entrada, o que faz com que a fuga de corrente pelos diodos de proteção seja desprezível.

Além disso, para o amplificador de transimpedância, a modelagem do ruído pode ser simplificado [119-121], uma vez que tanto o ruído Johnson i_{Nth} , ruído shot i_{Ns} e o ruído de corrente intrínseco da entrada do amplificador i_{Namp} podem ser considerados como fontes de corrente em paralelo e conectadas à entrada inversora, conforme ilustra

a Figura 2-15. Dessa forma, torna-se visualmente simples verificar que todas as fontes de corrente terão o mesmo tratamento, sendo:

- ✓ $i_{N_{th}}$ - O ruído Johnson intrínseco ao resistor de realimentação negativa, R_f . Observe-se que esse ruído aparece na realidade em paralelo com o referido resistor, mas em função da baixa impedância de entrada do amplificador de transimpedância ($\approx 0\Omega$) pode ser convenientemente modelado como uma fonte de corrente em paralelo com a entrada do amplificador;
- ✓ $i_{N_{shot}}$ - O ruído *shot* decorrente da passagem de corrente elétrica por R_f ;
- ✓ $i_{N_{amp}}$ - O ruído intrínseco do estágio de entrada do amplificador operacional;
- ✓ $i_{entrada}$ - O sinal de interesse (corrente de emissão de campo proveniente da câmara de vácuo) aparece em paralelo com as fontes de ruído.
- ✓ V_n - É a única fonte de ruído que enseja tratamento diverso das demais. Como a saída do amplificador é a diferença dos sinais entre as entradas não inversora e inversora, a fonte de ruído pode então ser modelada em qualquer um desses terminais. Arbitrou-se por considerá-la junta à entrada não inversora em função da facilidade de sua modelagem (para se obter sua contribuição como fonte de ruído, basta multiplicar V_n pelo ganho da entrada não inversora, A_{VCL}).

Por inspeção da topologia do circuito, $A_{VCL} = \frac{A_{VOL}}{1 + \frac{A_{VOL}}{1 + j\omega C_{ent} Z_{realim}}}$, onde: A_{VOL} = Ganho

do amplificador em malha aberta (*open loop*) do amplificador operacional selecionado; Z_{realim} = Impedância complexa do laço de realimentação negativa ($C_{comp} // R_{realim}$); Para frequências dentro da banda passante do circuito o resultado de ruído equivalente $i_N \approx 2\pi f C_{ent} \cdot V_n$. O ganho A_{VLC} começa a aumentar a partir da frequência definida por $R_{realim} C_{ent}$ e o ganho do sinal começa a cair (região de *roll-off*). Dessa forma, é possível

encontrar um valor para Z_{realim} de forma a melhorar a resposta em frequência do amplificador de transimpedância.

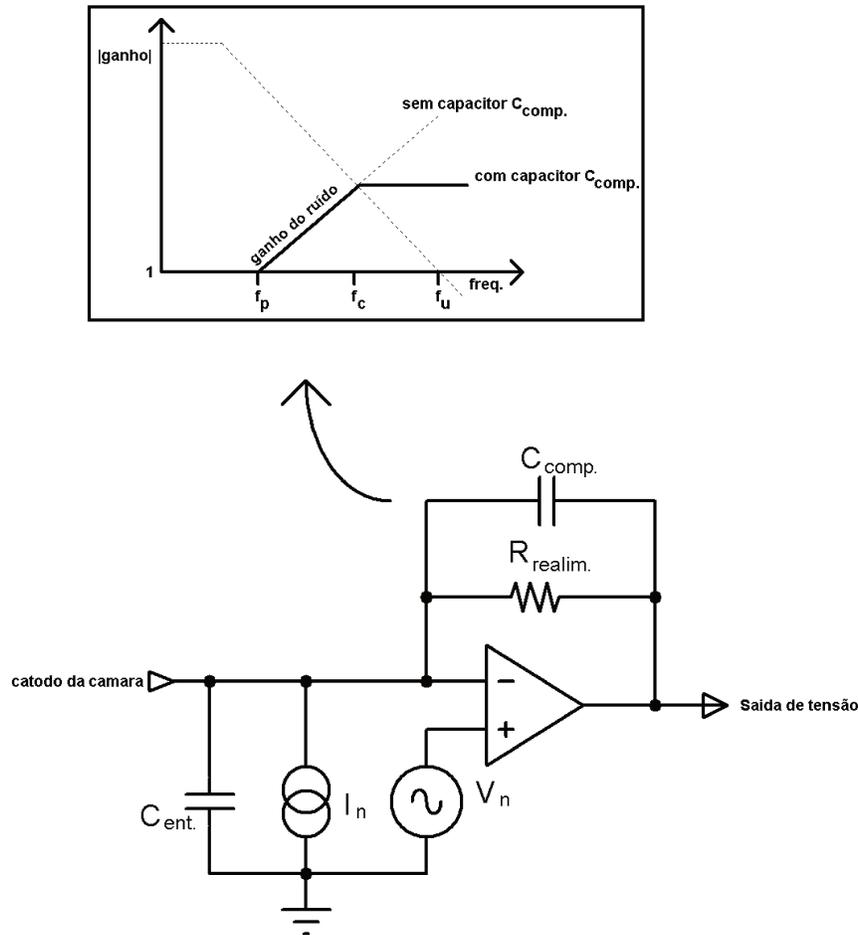


Figura 2-15 – Modelagem simplificada para o ruído e resposta em frequência.

Observa-se que a tensão de ruído V_n representa pouca influência em baixas frequências, mas à medida que a frequência de observação aumenta, sua influência passa a ser majoritária e compromete o desempenho do amplificador. A resposta em frequência da configuração do amplificador de transimpedância pode ser maximizada por meio da utilização de um capacitor em paralelo com o resistor da realimentação negativa.

A capacitância de entrada C_{ent} . introduz um polo na frequência $f_c = \frac{1}{2\pi R_{realim} C_{ent}}$ na função de transferência do ganho do ruído, conforme ilustrado no diagrama de Bode. Caso não haja o compensação de frequência por meio do capacitor C_{comp} o ângulo de defasagem na frequência de interseção f_c causaria instabilidade e oscilação do estágio amplificador.

Por meio da inclusão de C_{comp} o circuito se torna estável em função da inclusão de um zero em $f_c = \frac{1}{2\pi R_{realim} C_{comp}}$ (efeito Miller).

A inclusão de C_{comp} no estágio amplificador tem como efeito colateral uma pequena diminuição da frequência do polo, que pode ser desprezada fazendo-se $C_{comp} \ll C_{ent}$. A frequência f_c marca o encontro entre a reta ascendente a partir de f_p e a reta descendente de ganho do amplificador operacional, que intercepta o eixo das abscissas na frequência f_U (quando o amplificador exibe ganho unitário). Daí tem-se que $f_p = \sqrt{f_p \cdot f_U}$.

Buscando-se a estabilidade de frequência, para se obter uma defasagem de 45° , deve-se fazer $C_{comp} = \sqrt{\frac{C_{ent}}{2\pi R_{realim} f_U}}$. Dobrando-se o valor de C_f obtém-se uma defasagem superior a 60° [122, 123].

É comum encontrar relatos sobre a dificuldade de se fazer funcionar um amplificador de entrada na configuração de transimpedância [124]. Um amplificador com realimentação negativa implementada por meio de um resistor e que possua uma elevada capacitância em sua entrada inversora, seja ela em função dos cabos ou em função da própria capacitância da câmara de vácuo, deve mesmo oscilar próximo à frequência f_p pois o deslocamento de fase causado por $C_{ent} \cdot R_{realim}$ soma-se ao deslocamento de fase intrínseco do próprio amplificador operacional e em alguma frequência alta deverá implicar em realimentação positiva. Se o ganho para essa frequência for superior à unidade, o amplificador de transcondutância oscilará.

Na prática, o melhor valor de C_{comp} para se evitar a oscilação pode ser encontrado variando-se empiricamente seu valor em torno de alguns picofarads, para amplificadores que alimentem cargas desprezíveis (alta resistência) [125-130]. Comercialmente é raro encontrar capacitores de baixa capacitância. Uma solução prática para esse problema de compensação de frequência é a construção de um capacitor por meio da utilização de um par trançado isolado, tipo cabo para *wire-wrap*, conectado aos terminais do resistor de realimentação, conforme ilustra a Figura 2-16.

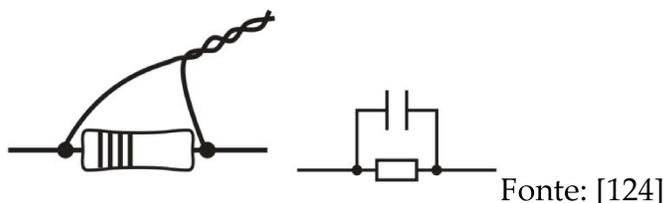


Figura 2-16 – Implementação de um capacitor de baixa capacitância.

Esse capacitor é conveniente do ponto de vista prático, pois seu valor pode ser ajustado reduzindo-se (cortando) gradualmente o comprimento do par trançado até que se observe o ponto ótimo de resposta em frequência.

Usualmente amplificadores operacionais apresentam ganho da ordem de 80 a 100dB, ou banda equivalente, “GBW”, de poucos MHz. Uma forma de se aumentar GBW em uma configuração amplificadora de transimpedância além dos limites do amplificador operacional se dá por meio da utilização de dois amplificadores operacionais, conforme ilustrado na Figura 2-17.

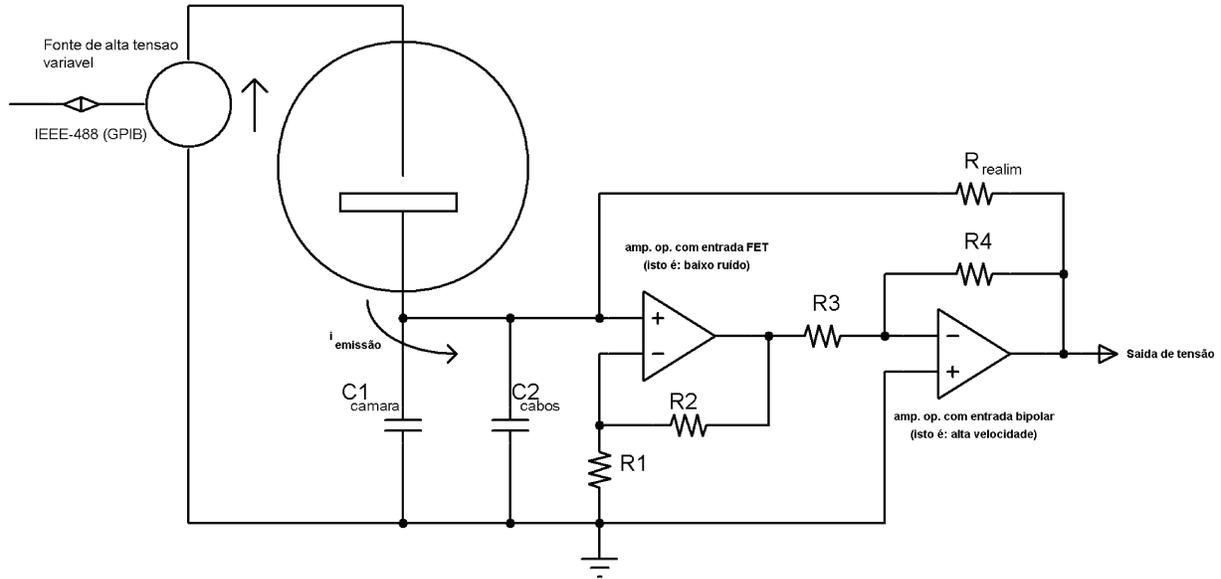


Figura 2-17 – Configuração para aumentar o produto ganho \times banda.

O primeiro amplificador encontra-se conectado na configuração de amplificador seguidor de tensão e o segundo na configuração inversora. O resultado da combinação dos dois estágios é um amplificador de transimpedância.

Assumindo-se que o primeiro amplificador seja escolhido em função de baixíssima corrente de entrada e baixo ruído e, por esse motivo, venha a apresentar em suas especificações técnicas uma relação entre ganho e banda $GBW = 2\text{MHz}$, e o segundo amplificador seja escolhido com base em uma grande relação $GBW = 10\text{MHz}$, não importando se suas entradas são estágios bipolares (maior corrente de entrada), pode-se fixar, por exemplo, os ganhos dos estágios em 60 e 220, respectivamente.

Nesse caso, encontra-se uma banda passante para cada um dos estágios igual a $B_1 = \frac{2\text{MHz}}{60} \cong 33\text{kHz}$ e $B_2 = \frac{10\text{MHz}}{220} \cong 45\text{kHz}$. O conjunto amplificador de transimpedância completo apresentará uma resposta em frequência um pouco reduzida, da ordem de aproximadamente 20kHz , em razão da combinação dos polos e zeros de ambos os estágios, e um ganho da ordem de $1,3 \cdot 10^4$. Logo, nesse caso obtém um desempenho impressionante de $GBW = 20 \times 1,3E4 = 260\text{MHz}$.

Em geral esse tipo de solução pode ser adotada quando há necessidade de se observar sinais extremamente fracos em uma banda de frequência relativamente elevada.

2.5 Configurações alternativas para o estágio de entrada

2.5.1 AMPLIFICADOR CASCODE

O circuito para aferição da corrente de emissão de campo na câmara de vácuo possui uma capacitância intrínseca C_d que restringe a resposta em frequência do amplificador de transimpedância (conversor corrente-tensão). Um forma alternativa de se aumentar a resposta em frequência do estágio de entrada seria por meio da adoção da configuração “cascode” [131, 132].

O nome cascode remonta à era das válvulas, e se originou a partir da expressão *cascaded cathode*, pois a saída (anodo) da primeira alimentava o catodo da segunda [133].

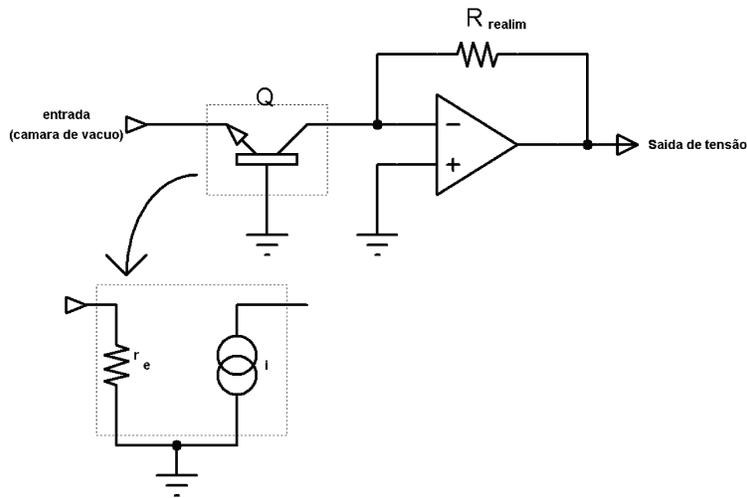


Figura 2-18 – Amplificador CASCODE implementado a partir de um amplificador operacional.

Nessa configuração a capacitância de entrada permanece relativamente isolada do laço de realimentação em razão da configuração de base comum do transistor da entrada e do efeito Miller, o que implica em melhor resposta em frequência.

No modelo de transistor de Ebers-Moll, a resistência de emissor r_E para pequenos sinais é dada por: $r_E = \frac{kT}{eI_C}$, onde: $\frac{kT}{e}$ é aproximadamente 25mV a temperatura ambiente e r_E é a resistência intrínseca do emissor do transistor.

O transistor transfere a corrente de emissor para o coletor conforme ilustrado na Figura 2-18, e, ao mesmo tempo, mantém a tensão do emissor relativamente constante devido à r_E , o que também contribui para melhor resposta em frequência, uma vez que o laço da realimentação negativa do amplificador operacional fica desobrigado a servir de caminho para a corrente necessária para carregar e descarregar a capacitância intrínseca da saída da câmara de emissão de campo.

O laço de realimentação do amplificador operacional está exposto à capacitância C_{ob} do transistor e à própria capacitância da entrada inversora, que somadas ainda representa um valor menor que a capacitância C_{ent} (composta pela capacitância do cabo de e também do porta-amostra da câmara de vácuo, que apresenta dimensões consideráveis).

2.5.2 AMPLIFICADOR LOGARÍTMICO

Outra topologia alternativa que merece ser discutida é o amplificador logarítmico ilustrado na Figura 2-19.

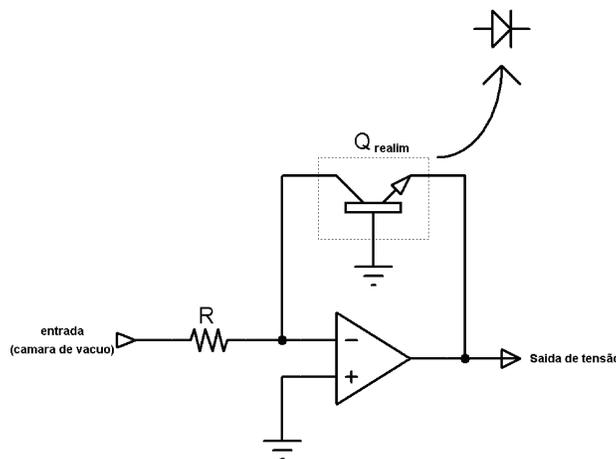


Figura 2-19 – Amplificador logarítmico.

Um amplificador logarítmico é útil para instrumentação em sistemas cujo sinal de entrada varie por várias ordens de grandeza e necessitam ser medidos de forma contínua, isto é, sem ajustes discretos de ganho.

O transistor no laço de realimentação opera na região de condução direta ($V_{CB} = 0V$). Nessa condição a tensão base-emissor de um transistor bipolar está relacionada com a corrente de coletor de forma logarítmica.

Observe-se que a configuração do amplificador operacional é a de amplificador de transimpedância (isto é: a entrada é um sinal de corrente e a saída um sinal de tensão). Como a entrada não inversora encontra-se conectada ao neutro do sistema (zero volt), o transistor da realimentação é forçado pelo sinal de tensão da saída a conduzir a corrente de entrada integralmente, de forma a equalizar o potencial na entrada inversora (terra virtual). Como a configuração do transistor implica em uma característica logarítmica de corrente de coletor, a tensão de saída do amplificador também acompanhará a mesma envoltória dessa curva, possibilitando assim um amplificador capaz de funcionar continuamente para sinais cuja faixa dinâmica (amplitude de entrada) se estenda por várias ordens de grandeza, observada a seguinte equação: $V_0 = -V_T \ln\left(\frac{V_S}{I_S R}\right)$. Alternativamente, o transistor no laço de realimentação pode ser substituído por um diodo, uma vez que sua resposta de corrente também segue uma curva logarítmica [134-140].

Da forma como ilustrado na Figura 2-19, o amplificador responde apenas para correntes positivas na entrada. O circuito do laço não conduz corrente no sentido reverso, em função da polarização do transistor. Caso fosse necessário o funcionamento do amplificador logarítmico em ambas as direções (isto é, tanto para correntes positivas quanto negativas) seria necessário a conexão de um transistor PNP, em paralelo com o NPN já existente [141], de forma que haveria sempre um transistor polarizado

reversamente (não condução) e outro polarizado diretamente (condução, e consequente exposição da curva logarítmica na saída de tensão do amplificador operacional).

Uma desvantagem dessa configuração é a precisão em razão da curva logarítmica, uma vez que a resolução do conversor analógico/digital seria prejudicada para sinais de maior amplitude. Outra limitação seria a corrente de fuga nos transistores e o casamento das curvas dos transistores NPN e PNP [73].

2.5.3 INTEGRADOR

Para medição de carga elétrica ou corrente elétrica de baixa intensidade, pode-se utilizar a configuração de integrador implementado com o auxílio de um amplificador operacional, conforme ilustrado na Figura 2-20.

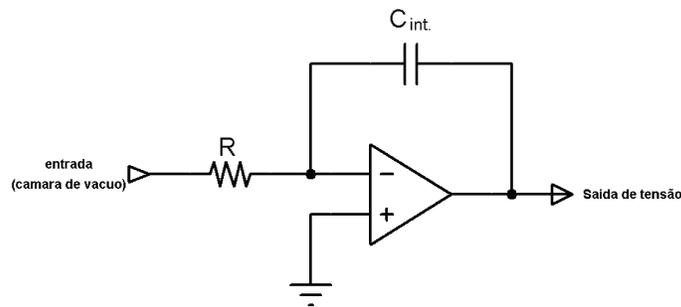


Figura 2-20 – Integrador.

O integrador não utiliza elemento resistivo no laço de realimentação. O resistor de entrada indicado no esquema apresentado serve apenas para que seja desenvolvida uma corrente proporcional à tensão de entrada.

Por não haver elemento resistivo no laço de realimentação, a configuração do integrador está livre do ruído Johnson (ruído térmico) [142, 143].

Essa é a configuração mais adequada para a medição de correntes extremamente baixas, pois a tensão resultante no capacitor presente na realimentação negativa

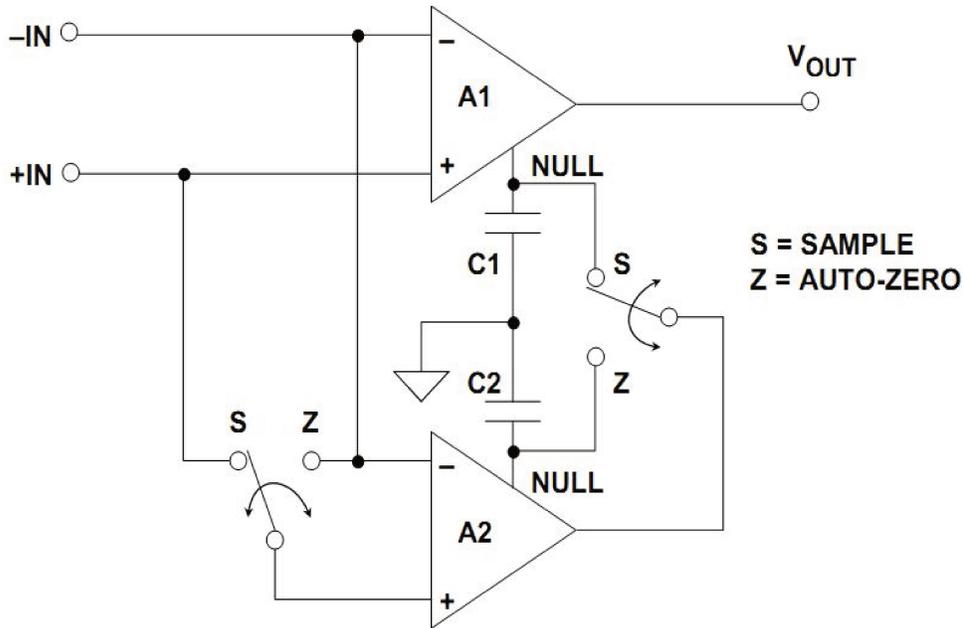
representa a integral da corrente ao longo do tempo: $i(t) = C \frac{dv}{dt}$, logo: $v(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t) dt + v(t_0)$.

Daí a carga elétrica Q pode ser prontamente conhecida por meio de $Q = CV$. Uma vantagem interessante do integrador é o fato de que interferências periódicas, como aquela provocada pela indução eletromagnética das instalações prediais em 60Hz, são eliminadas naturalmente durante a integralização da carga elétrica no capacitor. Para isso, é necessário observar que o intervalo de integração do capacitor deve ser um múltiplo do período do sinal da interferência [144-147].

Para que seja possível a medição de correntes por meio da topologia do integrador, é necessário uma forma de se descarregar periodicamente o capacitor do laço de realimentação. A forma mais evidente seria o uso de um contato eletromecânico para se descarregar o capacitor ou por meio de transistor de efeito de campo, tendo em vista sua alta isolação entre os terminais de dreno e fonte em relação ao terminal de porta [148].

2.5.4 AMPLIFICADOR “CHOPPER”

Amplificadores tipo *chopper* são os melhores no quesito tensão de *offset* e estabilidade, isto é, suas características não se alteram com o transcurso de tempo (*drift performance*) [149, 150]. A topologia básica de um amplificador *chopper* estabilizado encontra-se ilustrada na Figura 2-21.



Fonte: [117]

Figura 2-21 – Configuração básica do amplificador *chopper*.

A1 é o amplificador de sinal, enquanto que A2 é o amplificador usado para efetuar o ajuste de zero volt da saída do amplificador (*nulling amplifier*) [151]. Quando as chaves se encontram na posição S (*sample*), A2 monitora o nível do sinal de entrada da mesma forma que A1. Só que A2 está conectado à entrada *null*, responsável pela correção de zero de A1, o que força a saída do amplificador principal para zero volt.

A2 também tem a função de corrigir seu próprio ajuste de zero antes de ajustar o do amplificador A1, o que ocorre quando as chaves encontram-se na posição Z (*zero nulling*): ambas as entradas de A2 ficam sujeitas ao mesmo potencial e sua saída alimenta o entrada null do amplificador. Os capacitores C_1 e C_2 tem a função de manter o potencial elétrico em null durante o período em que não estão conectados à saída de A2. Em geral, tanto as chaves quanto os capacitores são implementados no mesmo *chip* que o amplificador operacional. Esse tipo de amplificador cancela a tensão residual de *offset* na entrada do amplificador.

Nessa configuração o sinal de entrada está sempre presente na saída, observada a função de transferência $H(A_1)$. A resposta em frequência de A_1 determina a banda de resposta do amplificador *chopper*. Contudo, a frequência de chaveamento das chaves S produz pequenos transientes no sinal de saída e que podem produzir distorção por intermodulação (IMD – *intermodulation distortion*).

Frente à necessidade de se promover a leitura de corrente de emissão de campo, outra característica desejável do amplificador *chopper* é a eliminação contínua do ruído de baixa frequência $1/f$ [152], apesar de um amplificador desse tipo produzir ruído de frequências mais altas em função do chaveamento intrínseco do sistema [153, 154].

De maneira diversa da tensão residual de *offset*, que pode ser considerada constante, o ruído do amplificador e o ruído térmico podem ser considerados aleatórios no tempo. A eficácia da topologia de auto-zero para redução de ruído de baixa frequência depende da taxa de amostragem do *chopper* e do valor instantâneo do sinal que está sendo somado ou subtraído em A_1 .

A auto-correlação entre duas amostras do ruído $1/f$, separadas por um intervalo τ , diminui de forma mais suave quando se aumenta τ do que a autocorrelação do ruído branco. Ou seja, o amplificador *chopper* é eficaz na redução de ruído $1/f$ mas não o é para ruído de banda larga. Outra forma de se compreender o efeito do *chopper* é por meio da observação de que ocorre uma subtração de uma parcela do ruído em uma amostra posterior que contém o mesmo ruído. Considerando-se sinais de entrada DC ou de frequência muito baixa, esse resultado implica no cancelamento da parcela de ruído, de forma que o amplificador *chopper* age como um filtro passa altas (eliminando $1/f$), sendo necessária a inclusão de um filtro passa baixas em sua saída, sintonizado na banda de interesse (banda base), de forma a eliminar os espectros nas frequências múltiplas da portadora [155-159], conforme ilustrado na Figura 2-22.

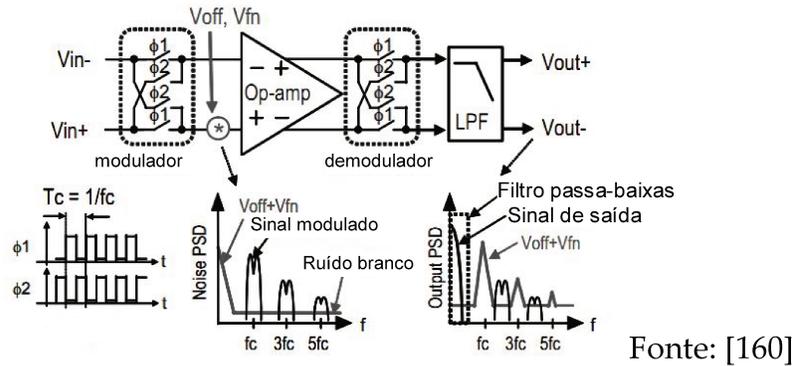


Figura 2-22 – Espectro do sinal de entrada e saída para o amplificador *chopper*.

2.6 Conversor A/D

Um conversor de sinal analógico para digital é parte fundamental da instrumentação desenvolvida neste trabalho. Um conversor A/D deve atender primariamente ao limite de Nyquist: $f_{s_{min.}} = 2B$, onde: $f_{s_{min.}}$ é a frequência de amostragem; B é a largura de banda do sinal de interesse [161].

A Figura 2-23 ilustra tanto a forma de onda quanto o espectro de frequência do sinal de entrada e do sinal após o processo de amostragem. Observe o espectro de frequência do sinal após a amostragem não apresenta *aliasing* (superposição de frequências ou “sombreamento”).

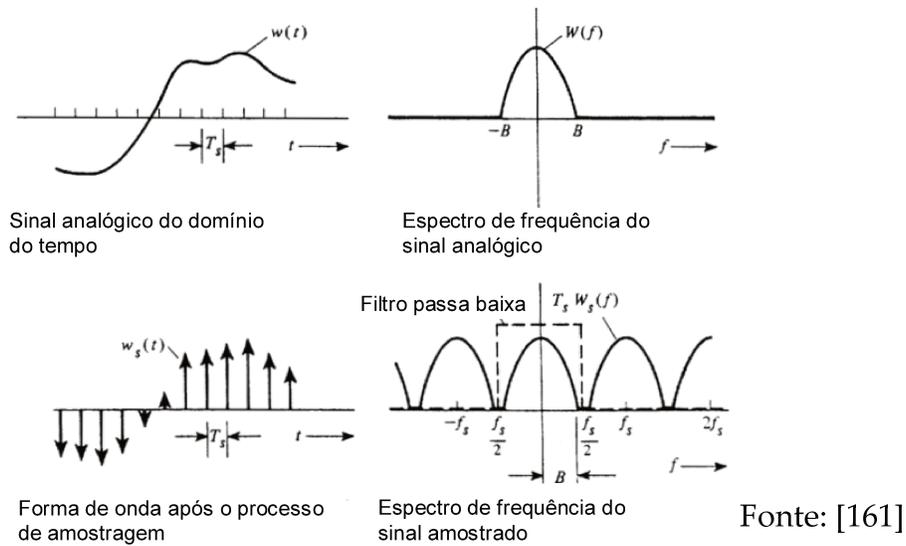
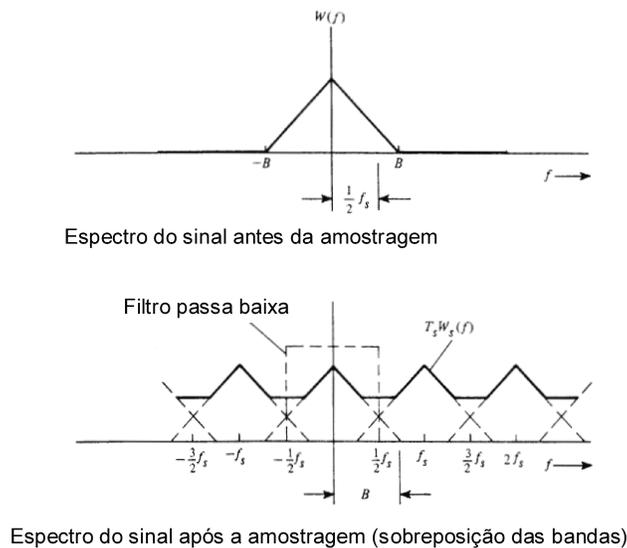


Figura 2-23 – Amostragem do sinal a uma frequência f_s .

Caso f_s seja insuficiente para a largura de banda de interesse do sinal de entrada (subamostragem), o espectro de frequência do sinal após a amostragem estará prejudicado pelo *aliasing*, em torno $\frac{1}{2} f_s$, conforme ilustrado na Figura 2-24.



Fonte: [161]

Figura 2-24 – Sobreposição do espectro devido à subamostragem (*aliasing*).

Esse fenômeno implica em perda da informação e para que sua ocorrência seja eliminada deve-se adotar um filtro passa baixa antes da entrada do amplificador.

2.6.1 TIPOS DE CONVERSORES

Existem diversas arquiteturas de conversores A/D disponíveis para se empregar no caso da instrumentação para medição de corrente de emissão na câmara de vácuo, sendo que cada uma apresenta vantagens e desvantagens em relação às demais. A escolha do tipo de conversor depende do tipo de sinal a ser digitalizado. Basicamente, devem ser observados a faixa dinâmica, a velocidade de conversão, a possibilidade de rejeição ao ruído ainda na fase de conversão e a granularidade do sinal [162].

A topologia mais rápida para um conversor analógico digital é a de conversão direta (*flash ADC*) na qual existe um banco de comparadores de tensão conectados em paralelo ao sinal de entrada. As saídas de cada um dos comparadores são então conectadas a um codificador binário que gera um código equivalente para cada nível de sinal de entrada. Essa arquitetura é capaz de operar na faixa de GHz [162], pois consome apenas um ciclo de relógio, mas é limitada pelo tamanho do *chip* necessário para acomodar os $2^N - 1$ comparadores de nível de tensão necessários para se implementar o circuito. Conversores desse tipo são caros, apresentam capacitância de entrada elevada, alta dissipação de potência e estão sujeitos a produzir códigos espúrios (ou seja, fora de sequência numérica) na saída. São utilizados geralmente em sistemas de vídeo ou telecomunicações em razão da largura de banda necessária.

Outra forma de se converter o sinal analógico para digital é por meio do conversor de aproximação sucessivas (*Successive-approximation Register – SAR*). Nessa configuração um único comparador é utilizado para realizar sucessivas comparações durante o período de amostragem do sinal de entrada [163, 164]. A cada iteração o comparador de tensão compara o sinal de entrada com a saída analógica de um conversor digital analógico, que é alimentado por um sinal digital equivalente à metade

do valor de fundo de escala, que por sua vez é alterado a cada nova comparação até que seja obtido o valor de saída (leitura). A cada aproximação, o valor digital é armazenado em uma sucessão de registradores digitais chamado SAR, conforme ilustrado na Figura 2-25.

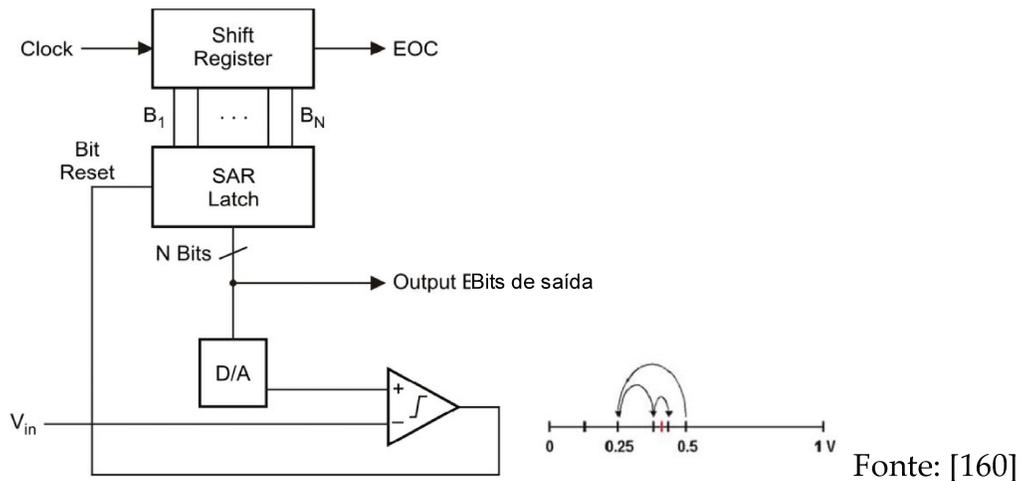


Figura 2-25 – conversor por aproximações sucessivas.

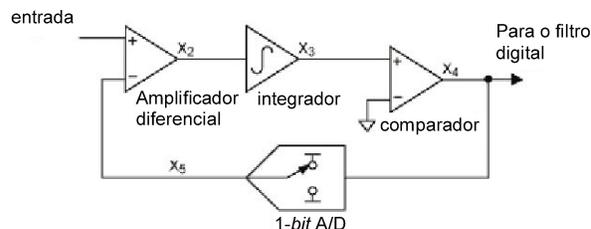
A sequência de aproximação consome N ciclos de relógio para se completar um ciclo de conversão, o que implica em um desempenho eficiente do ponto de vista de velocidade de conversão [165].

Um terceiro tipo de conversor analógico digital, o *pipeline*, é resultante de uma mistura entre os dois tipos já apresentados (*flash* e SAR). Seu funcionamento é similar ao SAR, porém a cada iteração são calculados mais de um *bit*, por meio de um conversor similar ao *flash* [80, 166]. Dessa forma, tem-se um conversor cuja arquitetura é eficiente do ponto de vista de área de silício e, ao mesmo tempo, agrega parcialmente a alta velocidade de conversores *flash*.

Há outra configuração de alta velocidade – *time-interleaved ADC* – para se implementar um conversor analógico digital. Empregam-se diversos conversores em paralelo, os quais são lidos em sequência, sendo cada um responsável pela conversão de uma amostra do sinal de entrada de forma sequencial ou entrelaçada. Sua desvantagem

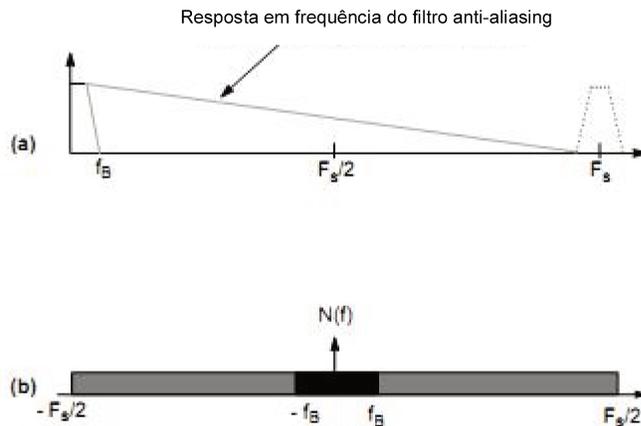
é que as diferenças entre os diversos conversores conectados ao sinal de entrada acaba gerando distorções no domínio digital [167-170].

Um tipo de conversor muito interessante para aplicação em instrumentação é o tipo $\Sigma\Delta$ (sigma-Delta), que se baseia em técnicas digitais de filtragem do sinal [171, 172], sendo que aproximadamente 90% de seu circuito é composto por circuitos digitais. Algumas vantagens são evidentes: alta confiabilidade, funcionalidade flexível, portabilidade entre tecnologias de fabricação e redução de custo. Conseqüentemente, conversores desse tipo têm se tornado populares e, por consequência, têm forçado o desenvolvimento de dispositivos de processamento digital de sinais dedicados e adequados para implantação no mesmo *chip* que o conversor. De maneira distinta dos conversores anteriormente citados, os quais operam próximo à frequência de Nyquist, um conversor $\Sigma\Delta$ opera em regime de sobre amostragem (ou seja, $f_{sample} \gg f_{Nyquist}$), possui apenas um quantizador de um *bit* (conversor A/D elementar) [173] e uma parte eletrônica digital para prover a filtragem digital para fins de extração do ruído (*noise shaping*), conforme ilustrado nas Figura 2-26 e Figura 2-27. Em razão da elevada taxa de amostragem, a resposta em frequência para a banda do sinal de interesse, preservada tanto no quesito amplitude quanto fase. A rampa descendente pode ser obtida com um filtro RC e é suficiente para atuar como anti-aliasing.



Fonte: [173]

Figura 2-26 – Conversor $\Sigma\Delta$. Também conhecido por “1-bit ADC”.



Fonte: [171]

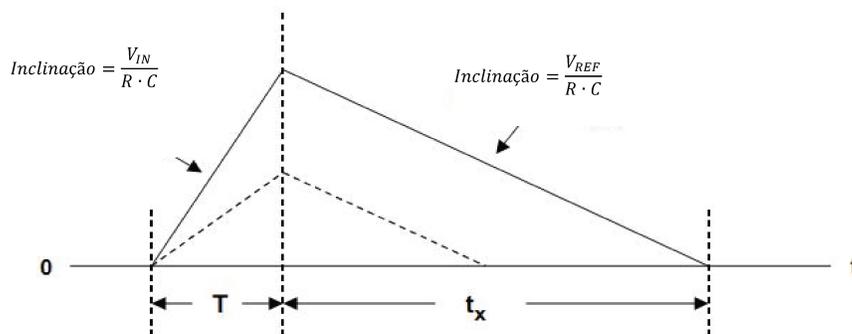
Figura 2-27 – Resposta em frequência do conversor $\Sigma \Delta$.

Um sexto tipo é o conversor por rampa linear (ou Wilkinson), cujo princípio de funcionamento pode atingir uma não linearidade diferencial da ordem de $\pm 0,03\%$ [174]. Utilizando-se um comparador de tensão, carrega-se um capacitor com uma tensão igual à amostra de entrada (impulso). Posteriormente, esse capacitor é descarregado linearmente e o período de tempo de descarga medido por meio da contagem de pulsos de relógio. Uma característica desse tipo de conversor é a dependência do tempo de conversão com a amplitude do sinal de entrada. Esse é o conversor normalmente utilizado para se realizar espectroscopia de alta resolução [175, 176].

Um outra arquitetura interessante para um medidor de corrente de emissão de campo é a do conversor tensão-frequência (VFC), que se constitui de um oscilador cuja frequência é linearmente proporcional à tensão de entrada [177, 178]. É um tipo de conversor livre de saltos de codificação e também é capaz de integrar o ruído de entrada. Essa arquitetura contempla um conversor tensão corrente na entrada, que é usado para descarregar um capacitor até que um comparador de tensão dispare e, por meio de um *flip-flop*, inverte a polaridade do capacitor, que começa a se carregar até que seja disparado novamente o comparador de tensão, e o ciclo se reinicia [179]. Uma

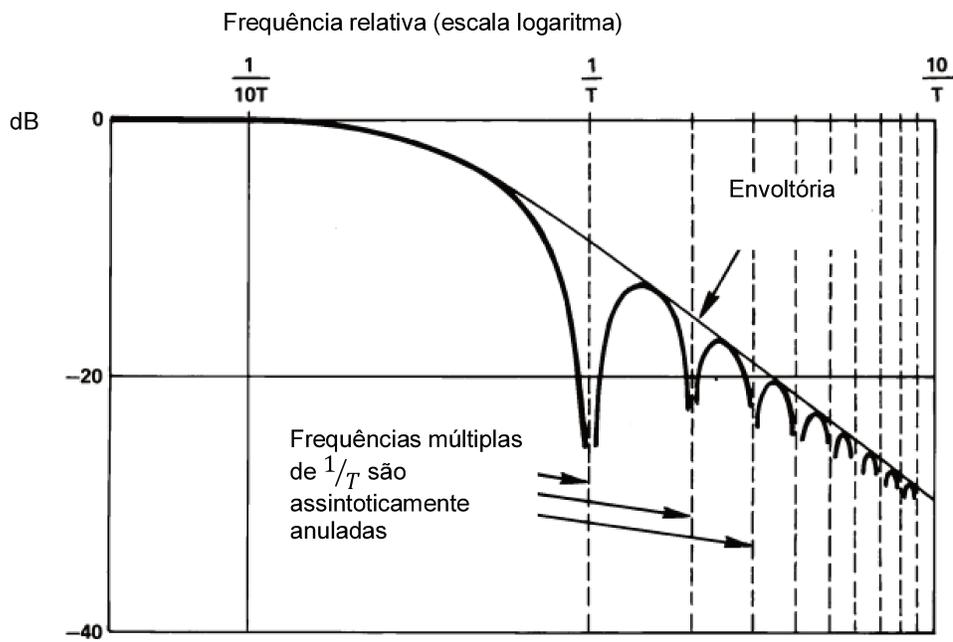
característica do VFC é a possibilidade de se atingir até 8 décadas (160dB) de faixa dinâmica por meio da utilização de um amplificador tipo *chopper* estabilizado [180].

Por fim, existe uma classe de conversores analógico digital, conhecida por adotar múltiplas rampas de tensão (*multi-slope converter*). Essa topologia é muito boa para conversores de alta resolução. O sinal de entrada é utilizado para se carregar um capacitor (ou seja, armazena carga elétrica, pois $Q = CV$) por um período de tempo pré-determinado. Em seguida, uma tensão de referência, de polaridade oposta àquela do capacitor, é utilizada para se efetuar a descarga. Quando a tensão no capacitor for anulada, a contagem de tempo é interrompida e a leitura da conversão é dada pela medida do tempo de descarga. Esse processo se repete a cada amostragem [181, 182]. A Figura 2-28 ilustra o princípio de funcionamento para um conversor de duas rampas (*dual slope*). Intervalos de descarga mais lentos implicam em um conversor com maior resolução. De forma análoga, pode-se melhorar a velocidade de conversão em detrimento da resolução. Existem técnicas para se empregar mais de uma tensão de referência de descarga e mais de uma rampa de descarga que implicam em maximização do desempenho desse tipo de conversor. Conforme ilustrado na Figura 2-29 a resposta em frequência apresenta nulos de resposta em múltiplos da frequência de Nyquist, o que pode ser muito interessante para se rejeitar interferências eletromagnéticas caudas pela rede elétrica 60Hz [179, 183-186].



Fonte: [187]

Figura 2-28 – Forma de onda para um ciclo de conversão com duas rampas.



Fonte: [149]

Figura 2-29 – Resposta em frequência de um conversor de duas rampas. Os nulos da resposta podem ser sintonizados.

Capítulo 3

Procedimentos Operacionais

Neste capítulo são descritos os diversos estágios que integram o sistema de aquisição de dados, bem como as correlações existentes entre eles e as soluções adotadas na fase de implementação do circuito.

3.1 O estágio de entrada (*front end*)

Dentre as topologias existentes para se efetuar a leitura de corrente de emissão de campo na câmara de vácuo, optou-se pelo conversor corrente tensão baseado em um amplificador operacional, conforme ilustrado na Figura 2-15.

Existem diversos modelos de amplificadores operacionais voltados para aplicação em instrumentação. Para o caso específico da câmara de vácuo são necessárias as seguintes características: proteção interna contra sobretensão nos terminais diferenciais de entrada; corrente de entrada (i) e corrente de ruído de entrada (i_n) da ordem de nanoamperes.

Dessa forma, após longa pesquisa optou-se em adotar o amplificador operacional LMC6001, da National Instruments. Trata-se de um circuito integrado cuja corrente de

entrada é testada para que seja inferior a $25fA$. Sua proteção interna contra descarga eletrostática é capaz de operar com potenciais de até $2000V$.

Em razão de sua corrente de ruído de entrada ser da ordem de $0.13 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$, sua amplificação se dá de forma praticamente sem ruído, que adiciona apenas $1dB$ para um resistor de realimentação de $100k\Omega$, $0.1dB$ para $1M\Omega$ e $0.01dB$ para realimentações superiores a $10M\Omega$ [188, 189]. Suas características tornam esse amplificador operacional interessante para utilização em circuitos de eletrômetros, amplificadores para fotodiodos e diversos amplificadores de transimpedância. A tensão de ruído, referenciada na entrada é de $22 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, o que implica em dizer que sua relação sinal ruído é melhor que a maioria dos amplificadores para eletrômetro com entrada JFET [190].

A proteção adotada para a entrada se dá por meio de dois diodos em oposição conectados em paralelo, conforme ilustrado na Figura 2-8, entre a entrada inversora e a entrada não inversora (zero volt do circuito).

A escolha desses diodos foi orientada pelo critério da menor corrente de fuga. O diodo FDH333 foi selecionado por apresentar corrente de fuga máxima de $1nA$ quando polarizado reversamente com sua tensão máxima de operação, $V_R = 125V$ [191-193]. Adicionalmente, sua capacidade de suportar surtos de corrente de até $4A$ em $1\mu S$ é suficiente para absorver a descarga abrupta de energia do capacitor de saída da fonte controlada de alta tensão. Essa condição ocorre na eventualidade do rompimento do dielétrico (vácuo) entre a superfície catódica emissora de elétrons (amostra) e o eletrodo coletor (ponta).

Esse circuito de proteção acaba aumentando a capacitância de entrada, somando-se à capacitância do cabo e da própria câmara de emissão de campo, e pode ser vista como um mal necessário.

Importante salientar que, como o estágio de entrada foi implementado por meio de um amplificador operacional conectado na configuração de transimpedância, a tensão na entrada inversora é muito próxima a zero volt, em função do terra virtual criado a partir do potencial aplicado na entrada não inversora. Dessa forma, minimiza-se a importância das capacitâncias parasitas na entrada, pois efetivamente não haverá carga armazenada nelas em condições normais de operação.

Uma exceção a esse comportamento ocorre quando a corrente de entrada é mais alta que a corrente que pode ser suprida pelo resistor de realimentação. Nesse caso, um dos diodos entrará eventualmente em condução. Essa situação pode ocorrer em consequência da aplicação de uma corrente maior que $30\mu A$ (corrente limite adotada em projeto) ou em consequência de um arco voltaico dentro da câmara de emissão de campo. Caso isso venha a ocorrer, será necessário aguardar até que as capacitâncias se descarreguem. Isso é feito por meio do resistor de realimentação, responsável pela atuação do terra virtual.

Para se evitar correntes de fuga na montagem experimental, poderia se utilizar soquetes de PTFE, cuja resistência elétrica é superior a $10^{18}\Omega \cdot cm$ [73, 194]. Porém, uma solução mais isolante que o teflon é a montagem de todos os componentes do amplificador de transcondutância diretamente soldados um nos outros, de forma que sua sustentação mecânica se dê em razão das soldas [125, 126]. Após a soldagem dos componentes, há que se realizar uma limpeza profunda dos componentes por meio de álcool isopropílico ou tanque de ultra som, de forma a remover gorduras e fluxos de solda que poderiam interferir no desempenho do circuito.

Por fim, a montagem do amplificador de transimpedância foi encapsulada em uma folha de “Mu-metal” (uma liga de níquel, ferro, cobre, cromo e molibdênio), conhecida por sua elevada permeabilidade magnética [195-197]. O circuito do

amplificador de transimpedância foi posicionado de forma a não ficar exposto às interferências eletromagnéticas do ambiente.

O ganho do estágio foi calculado de forma a permitir a maximização da amplitude na entrada do próximo estágio, o conversor A/D.

3.1.1 FILTRAGEM DO SINAL

A corrente de emissão de campo observada na câmara de vácuo é praticamente uma corrente contínua ou próxima disso. Em função das características funcionais da fonte de alta tensão, não é possível atingir um perfil de variação de tensão mais rápido que alguns décimos de H_z . O conversor analógico/digital adquire 6 amostras por segundo. Sinais com mais de $3H_z$ causariam *Aliasing*, embaralhando o espectro de frequência.

Podem haver sinais de frequência mais alta sobrepostos ao sinal de interesse, seja em função de interferência eletromagnética seja por variação ou instabilidade da corrente de emissão de campo na amostra.

Um filtro analógico passa-altas para uma frequência próxima a DC apresenta problemas para ser implementado na prática [198-203]. Dessa forma, optou-se por implementar o filtro de entrada de forma digital, por meio do embaralhamento da amostragem (*random sampling*), o que permite dispensar o circuito de filtro analógico, às custas do aumento da complexidade do firmware que controla o conversor A/D [204-210].

3.2 Conversor A/D

Dentre os diversos tipos de conversores A/D analisados, os mais indicados para a leitura da corrente de emissão de campo são: i) conversor sigma-delta e ii) conversor de múltiplas rampas.

O primeiro tipo é o mais complexo do ponto de vista de implementação. Apresenta as seguintes vantagens: pode-se aumentar a resolução em bits em detrimento da taxa de conversão e pode-se implementar digitalmente filtros tipo notch para eliminação do ruído de interferência eletromagnética [211-213].

O segundo tipo é mais simples do ponto de vista de implementação e provê uma forma de cancelamento de ruídos ainda na fase analógica de integração do sinal de entrada [183, 186, 214, 215]. Ajustando-se a frequência de amostragem (relógio do conversor) é possível tirar proveito dessa característica para poder eliminar os ruídos provenientes de interferências magnéticas da rede elétrica ($60Hz$).

Optou-se pela adoção do conversor integrador de múltiplas rampas TC850, da *microchip*. Trata-se de um conversor de 15 bits de resolução mais um *bit* de sinal (positivo / negativo), de forma a disponibilizar uma faixa dinâmica de $96dB$. O TC850 utiliza uma rampa de tensão para carregamento do capacitor e duas rampas para descarga sendo a primeira rápida, gerando 9 bits de resolução e a segunda, lenta, gerando adicionalmente mais 6 bits de resolução. Esse processo necessita de $2^9 + 2^6 = 576$ pulsos de relógio para completar a fase de des-integração da tensão acumulada no capacitor. Um ciclo de conversão completo consome 1280 pulsos de relógio, pois antes de se iniciar a rampa de integração, ocorre um processo de ajuste de zero do integrador. Nesse processo, a entrada diferencial do conversor é desconectada por chaves analógicas internas ao circuito integrado. Os nós internos são curto-circuitados ao zero volt analógico (terra). Simultaneamente um laço de realimentação é fechado entre a entrada e o integrador, assegurando que a saída do integrador está muito próxima de zero volt antes de se iniciar a fase de integração.

Por utilizar múltiplas rampas para descarregar o capacitor de integração do sinal, são necessárias duas referências de tensão, sendo que a segunda necessita ser $1/64$ do valor da primeira. Para isso, é importante a utilização de um divisor resistivo formado

por resistores moldados no mesmo encapsulamento [216] e conectados de forma alternada, conforme ilustra a Figura 3-1. Essa configuração faz com que os gradientes de temperatura e variações intrínsecas de valores se cancelem mutuamente. Importante observar que não é o valor absoluto da resistência que está estabilizado, e sim a taxa de divisão de resistência que se mantém constante [217].

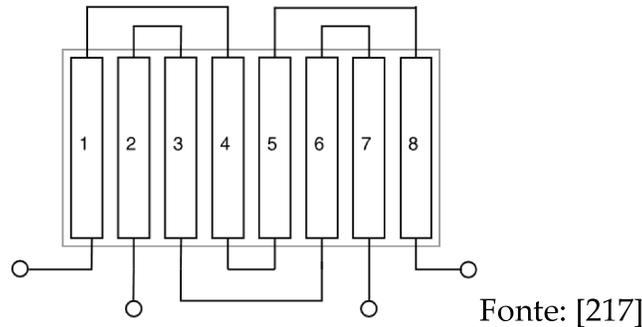


Figura 3-1 – Divisor resistivo implantado a partir de uma rede resistiva encapsulada.

A referência de tensão para um conversor com resolução de 15 bits deve apresentar estabilidade, precisão e nível de ruído suficientes para permitir que a resolução seja completamente alcançada. Como a faixa de amplitude de entrada do conversor é de 3.2768V, a resolução é de $100\mu V$ por passo.

Na busca por uma referência de tensão suficientemente adequada optou pela utilização da AD780, na Analog Devices [218]. Quando se utiliza capacitores de by-pass tanto na saída quanto no pino de compensação de temperatura do circuito integrado, seu ruído na banda de baixa frequência (0.1 a $10H_z$) fica limitado a $20\mu V_{p-p}$.

Com respeito aos capacitores conectados ao conversor A/D, tanto para integração do sinal quanto das referências de tensão, foram utilizados capacitores de poliéster, em razão de sua baixa corrente de fuga desse tipo de dielétrico. Essa é uma característica necessária, dada a baixa energia acumulada para fazer funcionar os ciclos de integração e descarga.

Quanto à frequência de relógio, é importante notar que, devido à natureza de integrador desse tipo de conversor, é possível eliminar, durante o processo de integração, frequências não desejadas, como por exemplo a interferência proveniente da rede elétrica. Nesse caso, a frequência de relógio pode ser ajustada para: $f_{relógio} = f_{ruído} \cdot 4 \cdot 256$, onde: $f_{ruído}$ é a frequência a ser rejeitada durante o ciclo de integração do conversor; 4 é o fator de divisão de relógio interno ao circuito integrado TC850; 256 é a quantidade de ciclos de relógio necessários à carga do capacitor (ciclo de integração).

Para rejeitar a frequência de interferência da rede elétrica, $60Hz$ e seus harmônicos, é necessária uma frequência de $61,440KHz$. O microcontrolador utilizado no sistema é responsável por gerar esse sinal de relógio. A Figura 3-2 ilustra o funcionamento do conversor analógico digital, Observa-se que a disposição das chaves C_{ref1} e C_{ref2} permitem comutar os capacitores à entrada do comparador, inclusive com a possibilidade de reversão da polaridade.

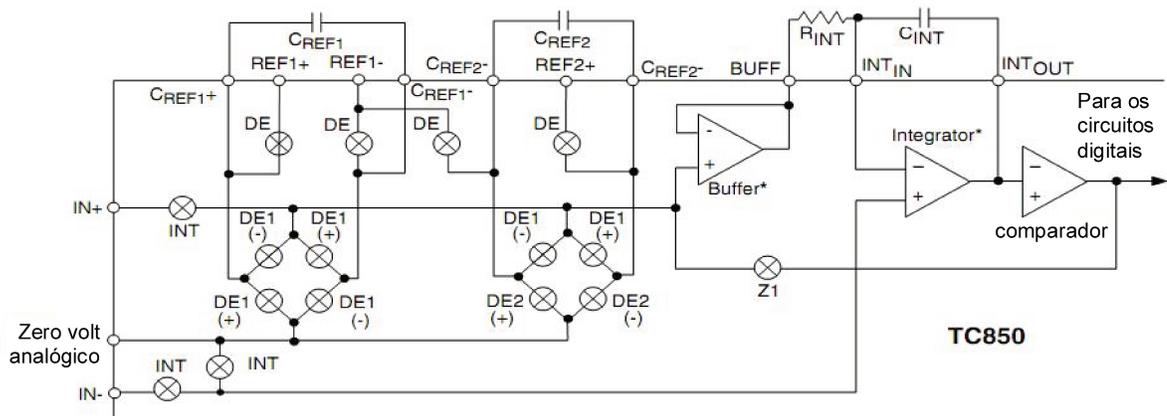


Figura 3-2 – diagrama interno simplificado do TC850, da Microchip.

3.3 Microcontrolador

O circuito é coordenado por um microcontrolador. Optou-se pelo microcontrolador PIC18F4680, em razão de maior conhecimento acerca da família e legado da série PIC.

O esquema do microcontrolador encontra-se ilustrado na Figura 3-3. Algumas características particularmente convenientes deste circuito são as funcionalidades internamente implementadas por meio dos módulos de *Capture/Compare/PWM* (CCP1) e de *Enhanced Capture/Compare/PWM* (ECCP1), que, combinados, permitem gerar com o sinal de relógio para o conversor A/D sem onerar o firmware.

Das características mais relevantes, pode-se destacar também o fato de haver uma interface USART interna (que foi utilizada para comunicação com a ponte USB), diversas portas de I/O para controle e aquisição de dados do conversor A/D externo e função de reset por baixa tensão (*Brown-out*) programável.

Apesar de existir um oscilador interno programável via firmware, optou-se pela utilização de um cristal de quartzo para compor o oscilador para o microcontrolador, em função de sua estabilidade e precisão.

Observou-se que, devido ao baixo consumo, mesmo quando operando em frequência nominal, o microcontrolador não representaria uma carga relevante frente ao restante do circuito.

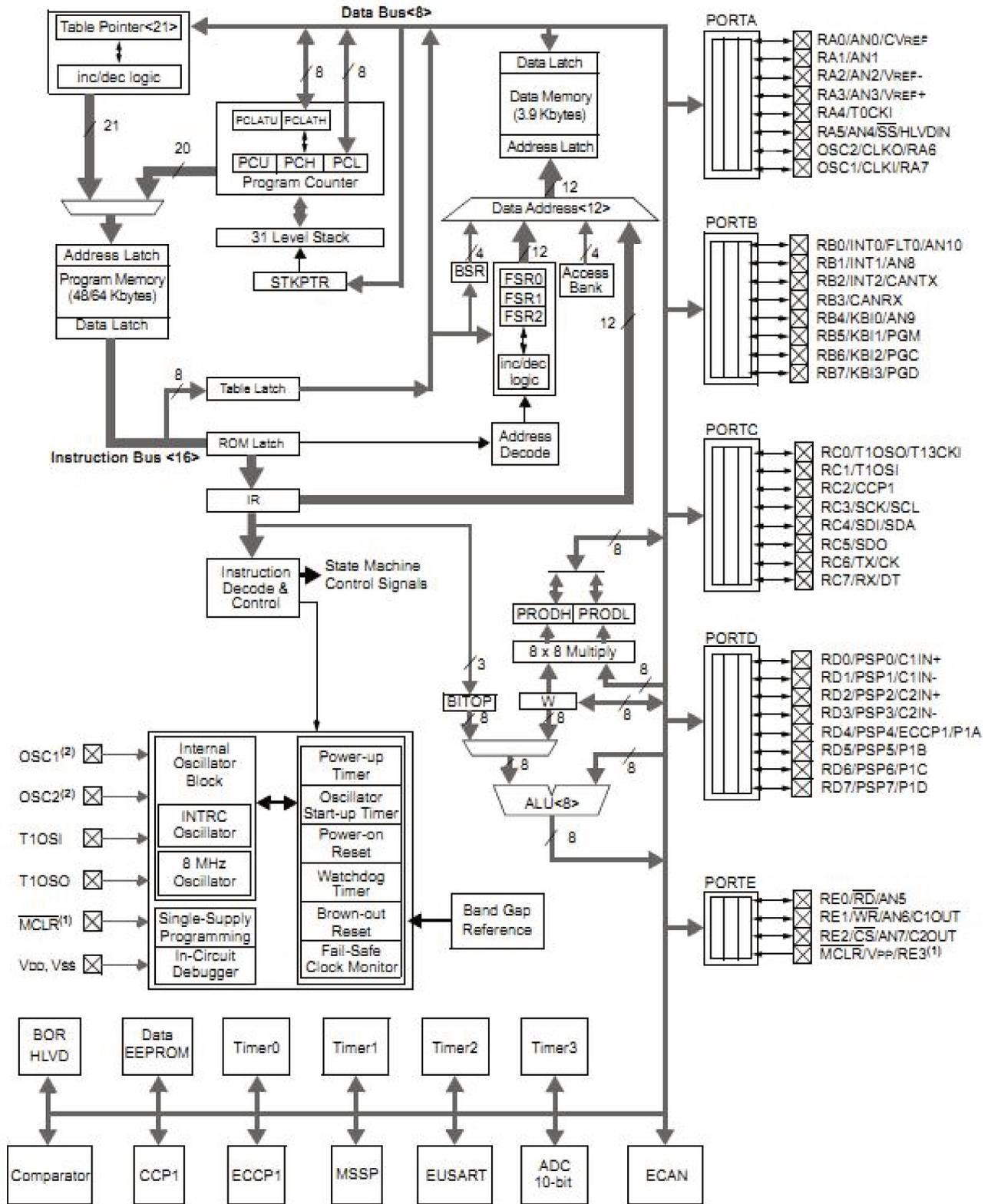


Figura 3-3 – Diagrama interno e periféricos do PIC 18F4680, da Microhip.

3.4 A interface com o PC

Como o microcontrolador utilizado possui um módulo de comunicação universal para comunicação assíncrona/síncrona (USART), foi possível aproveitar essa funcionalidade para se implementar a interface com o computador PC por meio da porta USB e também prover isolamento galvânica nas linhas de transmissão e de recepção da USART.

É bem verdade que poder-se-ia ter optado por um microcontrolador com módulo de comunicação USB nativo, como por exemplo o PIC18F4550, hipótese que também foi analisada. Porém, caso essa opção fosse feita, não haveria uma forma direta de se providenciar a isolamento galvânica entre o circuito do microcontrolador e o computador (host), uma vez que a porta de comunicação USB utiliza apenas um par de sinais diferenciais em sentido bidirecional.

Por meio da UASRT e com o auxílio de acopladores ópticos ou eletromagnéticos pode-se isolar os sinais de transmissão (Tx) e recepção (Rx), o que permite a isolamento galvânica de forma direta e mais conveniente, ao custo de ter que se utilizar uma ponte RS-232/USB para efetuar efetivamente a comunicação com o PC.

Para se implementar a interface USB foi utilizada ponte FT-232RL, da *Future Technology Devices International* (FTDI), cujo diagrama funcional encontra-se ilustrado na Figura 3-4.

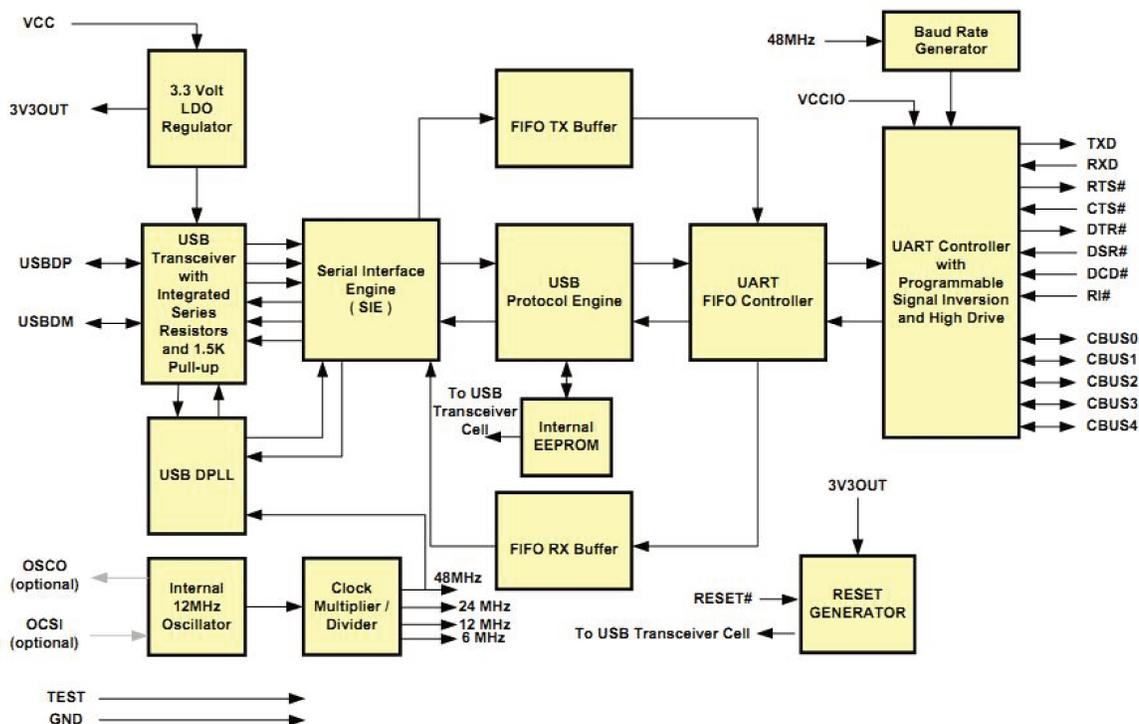


Figura 3-4 – ponte RS232/USB RL232, da FTDI.

Nessa solução encontram-se encapsulados o controle, *handshake* e *transceivers* necessários para comunicação de um periférico USB. Foi utilizada a opção de oscilador *on-board*, uma vez que não seria possível derivar o relógio do microcontrolador em função da necessidade de isolamento galvânica.

A alimentação elétrica necessária à ponte de comunicação foi derivada da própria porta USB que já disponibiliza 5V com capacidade de corrente de até 500mA.

Do ponto de vista de comportamento junto à interface USB, a porta serial acessível ao microcontrolador aparece no sistema operacional Windows como uma porta RS-232 “virtual”, o que garante o legado de compatibilidade com computadores novos e principalmente notebooks, que não dispõem de uma porta RS-232 fisicamente implementada.

3.4.1 ISOLAÇÃO GALVÂNICA DOS SINAIS DE COMUNICAÇÃO E DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Um acoplador isolador do tipo óptico (optoisolador) é um dispositivo normalmente utilizado para se isolar galvanicamente sinais lógicos. A corrente de ativação do *led* interno gira em torno de 60mA [219]. Há disponibilidade de até 500mA no lado imediatamente conectado à porta de comunicação USB, pois é daí que se retira a alimentação necessária ao acionamento do circuito. Essa fonte de energia foi isolada por meio de um conversor de corrente contínua, a ser descrito a seguir.

No lado isolado, isto é, na saída do conversor DC/DC, é importante manter o consumo no nível mais baixo possível, uma vez que, ruídos excessivos podem vir a afetar a resolução efetiva do conversor A/D.

Optou-se pela utilização de um isolador eletromagnético da Analog Devices, o modelo AD260BND-2 [220, 221]. Em razão de sua arquitetura o consumo quiescente para as linhas de comunicação fica reduzido a apenas 4mA em cada lado do isolador, o suficiente para alimentar os circuitos dos drivers dos canais. De forma distinta dos optoisoladores, cada linha de sinal requer apenas $160\mu A/MHz$ do lado de entrada e $40\mu A/MHz$ do lado da saída (isolado).

A tensão provida pela porta USB alimenta também um alternador construído com um circuito integrado dedicado SG3524, da Philips [222]. O isolador eletromagnético possui, no mesmo encapsulamento, cinco isoladores de sinal, sendo três em direção ao circuito isolado e dois na direção contrária. Possui também um pequeno transformador isolador com derivação central, sendo conveniente para a implementação do circuito, conforme ilustrado na Figura 3-5.

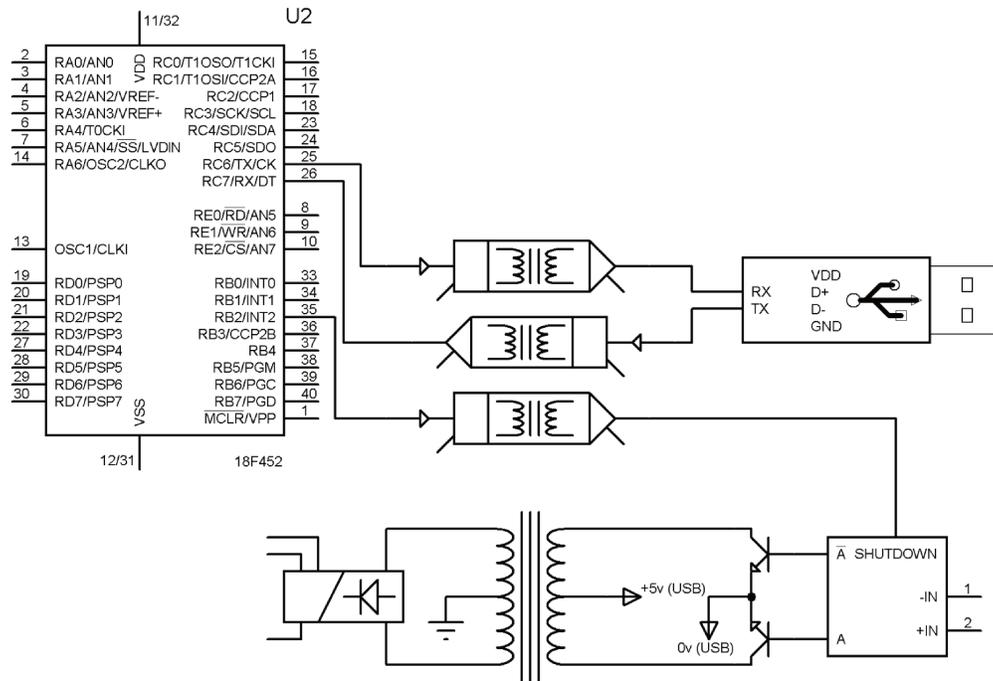


Figura 3-5 – isolação galvânica da alimentação e das linhas de comunicação.

O circuito alternador construído para excitar o primário opera em 200KHz, o que exige diodos Schottky no lado da retificação. Foram utilizados diodos 1N5817, que apresentam uma queda de tensão de apenas 0,3V.

O circuito do lado da interface de usuário (*host*) se encontra completamente isolado do circuito exposto à corrente de emissão de campo. Correntes de retorno por terra estão impedidas de circular pelo circuito, o que contribui para melhor imunidade ao ruído.

Para que não ocorra interferência eletromagnética proveniente da solução adotada para isolação galvânica entre a parte em contato com o circuito em teste e a parte de transmissão de dados, optou-se por desligar o circuito alternador de alta frequência sempre que uma conversão analógico/digital for iniciada. Por meio de uma linha isolada de comunicação, um sinal gerado pelo microcontrolador desliga o

alternador e faz com que seja cessada a fonte de interferência eletromagnética gerada durante a conversão DC/DC.

Enquanto o alternador permanecer desligado, a tensão do circuito é provida pelos capacitores conectados logo após os diodos retificadores. Nesse momento inicia-se uma curva de descarga que faz variar a tensão nos capacitores. Para se contornar essa instabilidade na regulação da alimentação, foram utilizados reguladores lineares de tensão de baixa queda, capazes de operar com diferença de potencial de 380mV para tensão positiva (LP2950ACZ-5) [223] e de apenas 340mV para tensão negativa (LT1964ES5) [224]. Ambos os reguladores são orientados a novos produtos e a novos padrões de consumo de energia, com foco em baixo consumo (corrente quiescente inferior a $100\mu A$), de forma que se pode observar em sua saída a manutenção da regulação de tensão mesmo com a queda gradual da tensão nos capacitores de entrada durante o período em que o alternador permanece desligado. Nesse caso, mostrou-se obrigatório, para o correto desempenho da fonte de alimentação, a utilização desses reguladores lineares tipo “*low dropout*”.

A alimentação devidamente regulada é então aplicada ao conversor A/D, que, após a sinalização de final de conversão, envia um sinal ao microcontrolador e esse por sua vez religa o circuito alternador, o que faz com que a tensão nos capacitores seja restaurada.

Esse ciclo é crítico, pois a capacidade de carga do capacitor após os diodos retificadores define a tensão final (após o término do ciclo de conversão) do circuito. Essa tensão deve ser suficiente para possibilitar o funcionamento do conversor sem ruídos e flutuações.

Nesse ponto cabe uma ressalva acerca da possibilidade de ter se utilizado um transformador em frequência de rede para prover a alimentação do circuito. Em primeiro lugar, é preciso ter em mente que transformadores em frequência de rede

emitem interferência eletromagnética em uma faixa de frequência relativamente próxima, ou pelo menos na mesma ordem da frequência de interesse. Ademais, a isolamento galvânica atingida em transformadores comuns raramente suporta tensões muito elevadas, da ordem de alguns quilovolts, as quais podem ocorrer na eventualidade de um arco voltaico dentro da câmara de emissão. Por fim, a utilização de um transformador em frequência de rede implicaria em mais uma conexão elétrica entre o circuito de medição de corrente de emissão e as demais partes que integram a câmara de vácuo. Minimizar a quantidade de conexões elétricas é importante para minimizar a possibilidade de ocorrência de circulação de correntes de terra pelos diversos caminhos elétricos possíveis.

Voltando à forma de funcionamento da alimentação do circuito desenvolvido, é importante observar que cabe ao microcontrolador decidir quando a fonte de alimentação será desligada e, poucos ciclos de relógio após o desligamento do alternador da fonte de alimentação (tempo suficiente para fazer cessar o amortecimento (*ring*) nos diodos schottcky) iniciar um ciclo de conversão A/D. Durante a conversão não há tensão de *ripple* na fonte de alimentação, tampouco interferência eletromagnética gerada por quaisquer partes do circuito. A Figura 3-6 ilustra as formas de onda obtidas durante os procedimentos de desenvolvimento experimental do protótipo.

Quanto à interferência eletromagnética da rede elétrica local, essa é eliminada pelo conversor A/D durante a fase de integração do sinal, uma vez que o relógio gerado pelo microcontrolador foi deliberadamente calculado para fazer coincidir o tempo de carregamento do capacitor integrador com o tempo de duração de um ciclo da rede elétrica.

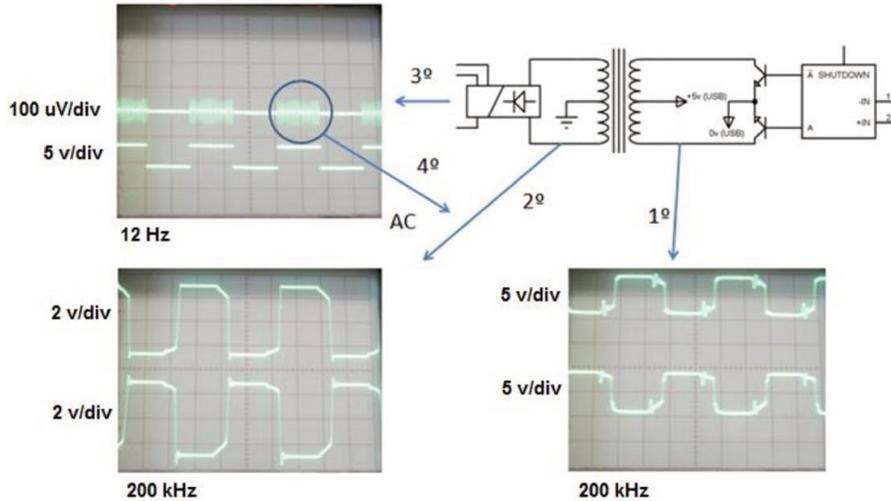
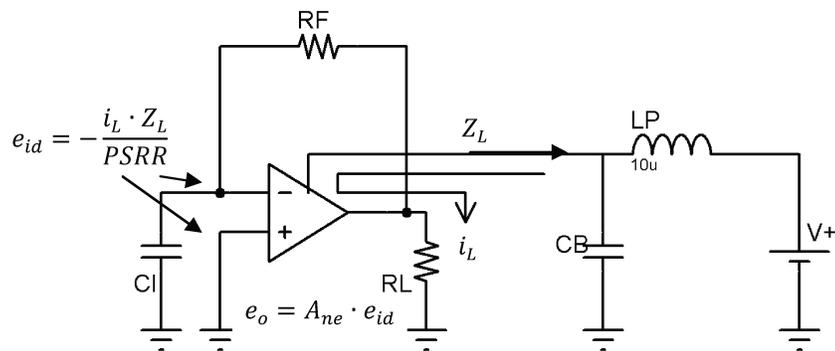


Figura 3-6 - Ruído AC de alta frequência e ciclo de desligamento pelo do alternador.

3.4.2 DESACOPLAMENTO DE RÚIDO DA FONTE E DOS CIRCUITOS ENVOLVIDOS

Ruídos presentes na alimentação (V_{cc} e V_{ss}) do amplificador de transimpedância podem ser acoplados ao sinal de interesse em função da taxa de rejeição ao ruído existente entre a alimentação e o circuito interno do amplificador, a depender do valor de PSRR – *Power Supply rejection Ratio* [225, 226]. Esse ruído decorre usualmente de interações entre as correntes drenadas pelo amplificador e correntes dos demais circuitos alimentados pela mesma fonte de tensão, que reagem com as indutâncias da linha, conforme ilustra a Figura 3-7.



Fonte: [227]

Figura 3-7 – Interação entre a corrente drenada pelo amplificador e demais correntes drenadas na alimentação.

O ruído presente nas linhas de alimentação acopla-se ao sinal de saída do amplificador em função da impedância da linha de alimentação, do ganho de ruído do circuito e da PSRR. A reatância indutiva da linha de alimentação produz o acoplamento mais expressivo, pois sua contribuição é diretamente proporcional ao aumento de frequência e, simultaneamente, a PSRR diminui com o aumento da frequência, o que contribuiu para o aumento do acoplamento parasita entre o ruído da fonte de alimentação e o sinal de saída do amplificador.

Capacitores de by-pass conectados entre a linha de alimentação e o neutro têm o efeito de anular parcialmente a indutância e, dessa forma, reduzir o efeito do acoplamento de ruído da fonte ao sinal de saída. Parte do ruído de linha resulta da própria operação do amplificador operacional e pode implicar, em conjunto com as reatâncias da linha, em uma malha de realimentação capaz de produzir oscilações. Dessa forma, uma segunda função do capacitor de desacoplamento é a prevenção de oscilações, além de eliminar ou minimizar ruídos da fonte de alimentação que poderiam se acoplar ao sinal de saída. A condição de estabilidade é dada por: $Z_L < \frac{R_L PSRR}{A_{ne}}$, onde: Z_L é a impedância da linha para a qual há oscilação e A_{ne} é o ganho do ruído de entrada.

A partir dessa relação, observa-se que em baixas frequências o capacitor de by-pass não contribuiu para a redução de Z_L , porém, PSRR é alto, o que preserva a desigualdade necessária à estabilidade. À medida que a frequência de ruído aumenta, PSRR diminui e o capacitor de by-pass começa a tornar-se relevante, reduzindo gradualmente a impedância de linha da alimentação e mantendo assim a estabilidade. R_L influencia a estabilidade em todo o espectro. Pode-se observar que, para pequenos valores de R_L é necessário que a linha de alimentação apresente impedância Z_L igualmente baixa, uma vez que mais corrente será necessária para excitar R_L .

O amplificador operacional LMC6001 apresenta uma PSRR de 71dB para a linha de alimentação negativa, de 63dB e para a alimentação positiva. R_L é dada pela

resistência de entrada do conversor A/D, TC850, cuja corrente de entrada é muito baixa, da ordem $30pA$. Em relação à parcela de ruído, essa é definida pela multiplicação de $e_{N_{amp}}$, que no caso do amplificador selecionado é da ordem de $22^{nV}/\sqrt{Hz}$, a ser multiplicado pelo ganho da entrada não inversora, A_{VCL} , apresentado no item 2.4.3. Assim fica garantida a estabilidade da alimentação, de forma que o função do capacitor de desacoplamento para a ser a taxa de ruído acoplado.

Como a fonte de alimentação é controlada pelo microcontrolador, sempre antes de se iniciar um ciclo de conversão A/D, esse se encarrega de desligar o oscilador do inversor DC/DC, conforme já ilustrado na Figura 3-6. O ruído presente durante os ciclos de conversão se resume ao ruído próprio dos reguladores lineares de tensão, LP2950ACZ-5 [223] LT1964ES5 [224]. Quando utilizados com capacitores de by-pass, ambos apresentam nível de ruído de saída AC inferior a 1 *bit* de resolução do conversor A/D, ou seja: inferior a $100\mu V$.

3.5 Construção de protótipos

Para se desenvolver o hardware, firmware e software, foram montados dois protótipos funcionais em proto-boards, os quais foram utilizados para desenvolver as partes digital e analógica do hardware, sem que houvesse nessa fase preocupação com a precisão das leituras obtidas. Objetivou-se nesse momento o funcionamento dos blocos do circuito.

Um mostrador alfanumérico de cristal líquido do tipo HD44780, da Hitachi, foi utilizado para fins de depuração do firmware e do software. Para isso, observou-se que havia a possibilidade de compartilhar o barramento de dados de 8 bits do microcontrolador e também mais alguns bits de controle que ainda estavam disponíveis no encapsulamento.

O código desenvolvido para o firmware foi provisoriamente alterado para contemplar a funcionalidade extra de um mostrador conectado em paralelo com o barramento de dados do conversor A/D.

3.6 O código fonte para o microcontrolador (firmware)

Foram utilizados os seguintes programas para o desenvolvimento, testes e download do firmware para o microcontrolador:

- HI-TECH C Compiler for PIC18 MCUs ver. 9.64 – utilizado para compilar o código fonte desenvolvido em C;
- MPLAB Integrated Development Environment ver 8.5 – Utilizado para gerar o arquivo em formato de máquina (.hex), para ser transferido para a memória *flash* do microcontrolador;
- PicKit 2 Programmer ver 2.61 – utilizado para se efetuar a transferência e conferência do arquivo em formato de máquina para o microcontrolador.

O ambiente de desenvolvimento integrado MPLAB integra-se com o compilador C e com o gravador de microcontrolador “PicKit”, além de encapsular de forma conveniente seus comandos. Realizados os ajustes necessários para criação, compilação, debug, e gravação do firmware para o microcontrolador PIC18F4680, iniciou-se o ajuste dos registradores de controle dos diversos módulos periféricos do microcontrolador ilustrados na Figura 3-3.

3.6.1 PORTAS DE ENTRADA/SAÍDA

O microcontrolador PIC18F4680 possui 40 pinos, sendo que 36 deles podem ser configurados como entrada ou saída agrupadas em cinco portas distintas: PORTA, PORTB, PORTC, PORTD e PORTE.

A PORTD possui pinos externos para os seus 8 bits, tornando-se adequada operação como uma porta de comunicação paralela, e por isso foi escolhida como a porta de interface com o conversor A/D, TC850. Durante os intervalos em que o microcontrolador libera a referida porta, essa pode ser utilizada para controle da fonte de alta tensão por meio da porta IEEE488, pinos DIO1 a DIO8.

Os sinais de controle e sinalização do conversor A/D foram conectados às demais portas, observadas as seguintes funcionalidades:

- O sinal gerado pelo conversor após a conclusão de uma conversão (BUSY) pode ser utilizado como uma fonte de interrupção externa para o microcontrolador. Dessa forma, foi conectado à porta “B”, *bit* zero (RB0), pois esse *bit*, quando configurado adequadamente, é ideal para gerar o sinal de final de conversão e, dessa forma, alterar a sequência de execução do firmware para que seja promovida uma leitura;
- O sinal de relógio, com frequência de 61.44KHz foi gerado a partir do *bit* 2 da porta “C”, uma vez que esse mesmo *bit* é multiplexado com o módulo de timer interno Captura Compare 1, ou CCP1. Esse módulo teve seus valores de disparo (comparação do timer) ajustados de forma a gerar um sinal de relógio de precisão na saída do pino 2 da porta “C”;
- O *bit* zero da porta C (RC0) foi utilizado para controle do Chip Select (CS) do conversor, responsável por finalizar o estado de tri-state dos pinos da interface de oito bits do conversor, tornando-os saída enquanto durar o pulso positivo em CS. Não há uma razão especial, exceto a conveniência do layout, para que tenha se utilizado RC0 para controle do CS do conversor.

Quanto à porta IEEE488 (*General Purpose Interface Bus* ou “GPIB”), o barramento de entrada saída está acessível pela porta “D”, compartilhando o barramento com o

conversor A/D. Isso é possível pois tanto o conversor A/D quanto o dispositivo GPIB podem se desconectar eletricamente do barramento, ou seja: não oferecem resistência quando no estado de coletor aberto (TRI-STATE).

Os sinais de controle e sinalização da porta de comunicação com a fonte de alta tensão foram conectados às demais portas do microcontrolador, observadas as seguintes funcionalidades:

- O sinal NRFD (*Not Ready For Data*) foi conectado ao RB3. O sinal NDAC (*Not Data Accepted*) foi conectado ao RB4. O sinal EOI (*End Or Identify*) foi conectado a RB5. Essas conexões permitem utilizar-se da característica de geração de interrupção na mudança do valor da porta “B” (*port change interrupt*), otimizando assim o funcionamento do firmware quando um dispositivo IEE-488 estiver conectado;
- O sinal SRQ (*Service Request*) foi conectado ao *bit* 1 da porta B (RB1) em função da característica de interrupção direta no microcontrolador;
- Por fim, os sinais DAV (*data valid*), ATN (*Attention*), REN (*Remote Enable*), IFC (*Interface Clear*), foram conectados aos bits RC1, RE0, RC3, RE1 por conveniência de layout, uma vez que não são necessárias características especiais para o controle e aquisição de dados para esses sinais da interface GPIB.

Os sinais de interface serial, que se conectam à ponte RS-232 / USB, foram conectados aos bits RC6 e RC7 (Tx e RX, respectivamente). Esses bits são multiplexados internamente com o módulo de UASRT do microcontrolador.

Na USART são realizadas em hardware as temporizações necessárias ao envio e à recepção de dados serializados. Para isso, há necessidade de se ajustar o relógio interno para que a taxa de símbolos (*Baud Rate*) seja coincidente com a taxa do módulo de comunicação RS-232 / USB. Em função do relógio utilizado para o microcontrolador

(cristal externo de 6.144MHz), observou-se que seria possível obter um baud rate de 34800bps sem erro de aproximação, e que essa taxa de símbolos seria suficientemente elevada para que não houvesse transbordo do buffer interno, implementado em firmware.

Um outro sinal que merece destaque é o de controle da fonte de alimentação. Sua temporização é crítica em razão do desligamento efetivo que promove no oscilador do conversor DC / DC. O *bit* escolhido, RB2, foi associado com o sinal em razão da conveniência de layout. O período de desligamento da fonte de alimentação permite que o ciclo de conversão se inicie em um ambiente livre de ruídos elétricos e magnéticos. Porém, o intervalo da conversão é crítico, pois implica no desligamento da fonte de alimentação e conseqüente operação de todo o circuito isolado com apenas as cargas elétricas remanescentes nos capacitores dos filtros logo após o circuito retificador.

Como o conversor A/D opera no modo contínuo, ou seja: as conversões ocorrem de forma seriada, um em cada dois ciclos de conversão é descartado, pois durante o segundo ciclo a fonte de alimentação é religada, o que provoca interferências eletromagnéticas sobre o valor da amostra de sinal.

3.6.2 MÓDULO DE TEMPORIZAÇÃO

Existem quatro módulos contadores internos (timers 0 a 3) no PIC18F4680. Para geração do relógio para o conversor A/D, foi utilizado o contador de temporização interno Timer1 e seu prescaler, juntamente com os módulos de captura e comparação de valor CCP1 e ECCP1.

O timer inicia a contagem dos pulsos de relógio. Sempre que essa contagem atinge o valor de CCP1, o *bit* de saída para controle do relógio do conversor A/D é invertido. Por fim, o módulo ECCP1 se encarrega de zerar o contador Timer1 para que ocorra novo ciclo de relógio para o conversor A/D. Os valores do prescaler, CCP1 e ECCP1 foram ajustados de forma a produzir um relógio de $61.44kHz$, necessário para

que o conversor TC850 efetue 12 conversões por segundo e ainda rejeite naturalmente a frequência de 60Hz presente na interferência eletromagnética do ambiente. O conversor utilizado opera por meio da medição da carga acumulada em um capacitor, de forma que se a frequência (que define o intervalo em que o capacitor é carregado) for ajustada de acordo com o período do sinal que se quer rejeitar durante o ciclo de integração, é possível que a contribuição do sinal de interferência na carga elétrica armazenada no capacitor seja zero.

3.6.3 ESTRATÉGIA DE OPERAÇÃO DO FIRMWARE

O firmware é executado na forma de laço sem saída, sendo que eventos internos são marcados por meio de sinalizadores de interrupção (*interrupt flags*), que alteram o caminho da execução.

Os eventos de interrupção gerados pelos timer1 e pelos módulos de comparação (CCP1 e ECCP1) foram programados para gerar autonomamente o sinal de relógio para o conversor A/D, desonerando assim a CPU para a realização de tarefas que não requerem precisão de relógio e podem conviver bem com pequenos desvios de fase entre intervalos periódicos (*jitter*) causados pela execução do *firmware*.

A máquina de estados finita que representa o funcionamento do microcontrolador é composta pelos seguintes estados:

- Primeiro: em espera (aguardando comando externo via interface de comunicação serial)
- Segundo: preparação para leitura (nesse estado são tomadas as providências para desligamento da fonte de alimentação, o que faz cessar a única fonte de interferência eletromagnética relevante próxima dos sinais analógicos);

- Terceiro: execução de leitura (durante esse estágio, o circuito opera com a carga elétrica remanescente dos capacitores de filtragem loco após a ponte retificadora);
- Quarto: envio dos dados (o buffer da porta serial é carregado e é dado início ao envio da amostra, em três bytes, sendo dois para enviar a leitura em 15 bits mais um de polaridade e outro byte para envio da informação de extrapolação de fundo de escala).

Por fim, foi utilizada a funcionalidade, “*brown-out*”, interna ao microcontrolador, a qual se resume a um detector analógico de afundamento da tensão de alimentação e geração de um sinal de reset em hardware, capaz de reinicializar o microcontrolador. Caso o afundamento de tensão sofrido pelo microcontrolador ultrapasse o limite definido em hardware como sendo eficaz para garantir a integridade da execução do firmware, haverá reinicialização do sistema.

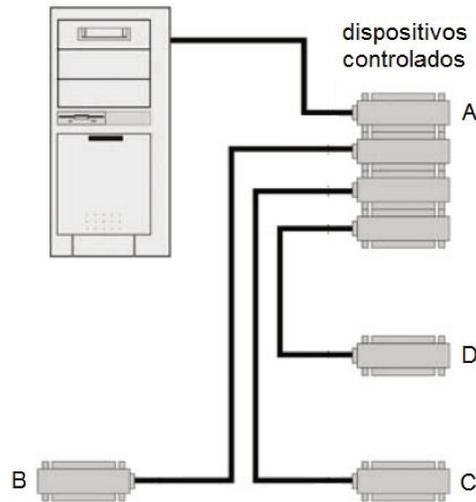
3.7 Conexão com a fonte de alta tensão

A interface de controle da fonte de alta tensão com o microcontrolador é possível por meio da porta de comunicação *General Purpose Interface Bus* (GPIB, também conhecida como IEEE488).

Os comandos para coordenação e sinalização entre a geração de rampa de tensão e a aquisição de dados devem ser enviados à fonte de tensão nos períodos em que o firmware se encontra no estado de preparação para leitura. Nesse estado, o microcontrolador pode enviar ou receber dados pela porta GPIB logo após a leitura do conversor A/D, pois o barramento PORTD está disponível. O microcontrolador pode então agir como um controlador da fonte de alta tensão.

Observe-se que a arquitetura do protocolo GPIB permite a conexão direta de até 15 dispositivos em um mesmo barramento, conforme ilustra a Figura 3-8. É possível

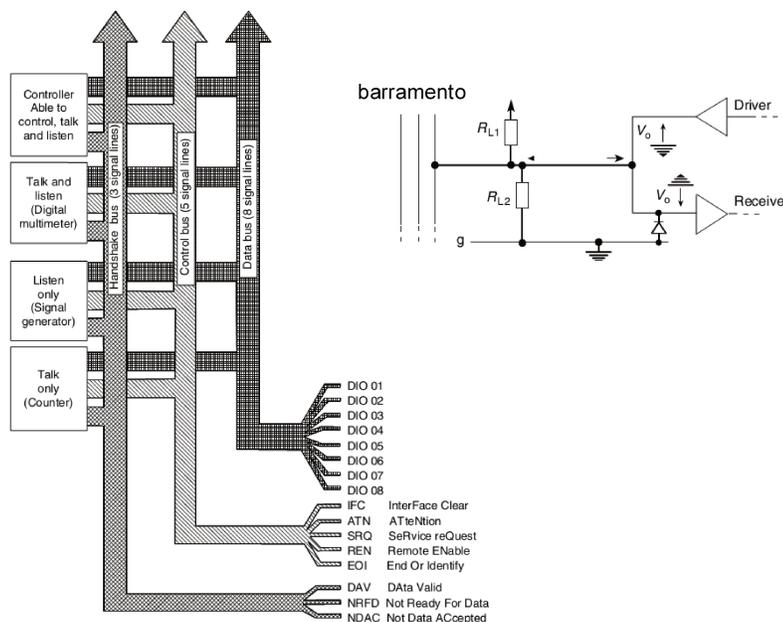
conectar ao barramento um extensor ativo, que duplicaria a capacidade de dispositivos em um mesmo barramento [228].



Fonte: [229]

Figura 3-8 – conexão de diversos dispositivos GPIB.

Todos os dispositivos possuem linhas de controle e dados do tipo tri-state, ou seja, podem apresentar comportamento bidirecional [230]. A Figura 3-9 ilustra um breve resumo dos sinais utilizados na interface GPIB.



Fonte: [230]

Figura 3-9 – Barramento GPIB.

3.8 Software de controle

Concluída a descrição da arquitetura adotada para o hardware e firmware, resta ainda descrever os procedimentos operacionais desenvolvidos para a solução para tratamento de dados e interface com o usuário, por meio de um computador PC. Para tal, foram avaliadas as seguintes possibilidades para programação da interface com o usuário:

- Tool Command Language (Tcl, criada por John Ousterhout);
- Scripts (vbasic, nativo do windows);
- Delphi ou c++ (da antiga Borland, agora Embarcadero);
- .net (da Microsoft);
- Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench (LabView, da National instruments);
- Matrix Laboratory (Matlab, da MathWorks).

As quatro primeiras linguagens serviriam para o propósito de se implementar a uma interface com o usuário, com telas gráficas e geração automática de arquivos de dados em formatos comumente utilizados em programas para tratamento de dados, como o Matlab ou o Excel. Porém, em razão da necessidade de comunicação via USB com o hardware desenvolvido nesse trabalho, restaram mais interessantes as duas últimas opções (LabView e Matlab).

Do ponto de vista prático, ambas oferecem suporte que excede as necessidades de controle e automação do hardware descrito. De fato, há uma série de rotinas e funcionalidades preestabelecidas que podem facilitar o desenvolvimento de código fonte para acesso e utilização do hardware desenvolvido.

Optou-se pela utilização do software Matlab em razão de sua introdução nos primeiros semestres dos cursos de engenharia, o que implica em majoração das chances

de que os usuários da instrumentação aqui desenvolvida possam implantar novas rotinas em software para modificar, ampliar ou corrigir eventuais aspectos de programação.

Na versão 2011r2, o *text & measurement toolbox* (tmtool) disponibiliza uma interface para comunicação com diversos tipos de periféricos, dentre eles aqueles com porta RS-232, conforme ilustrado na Figura 3-10.

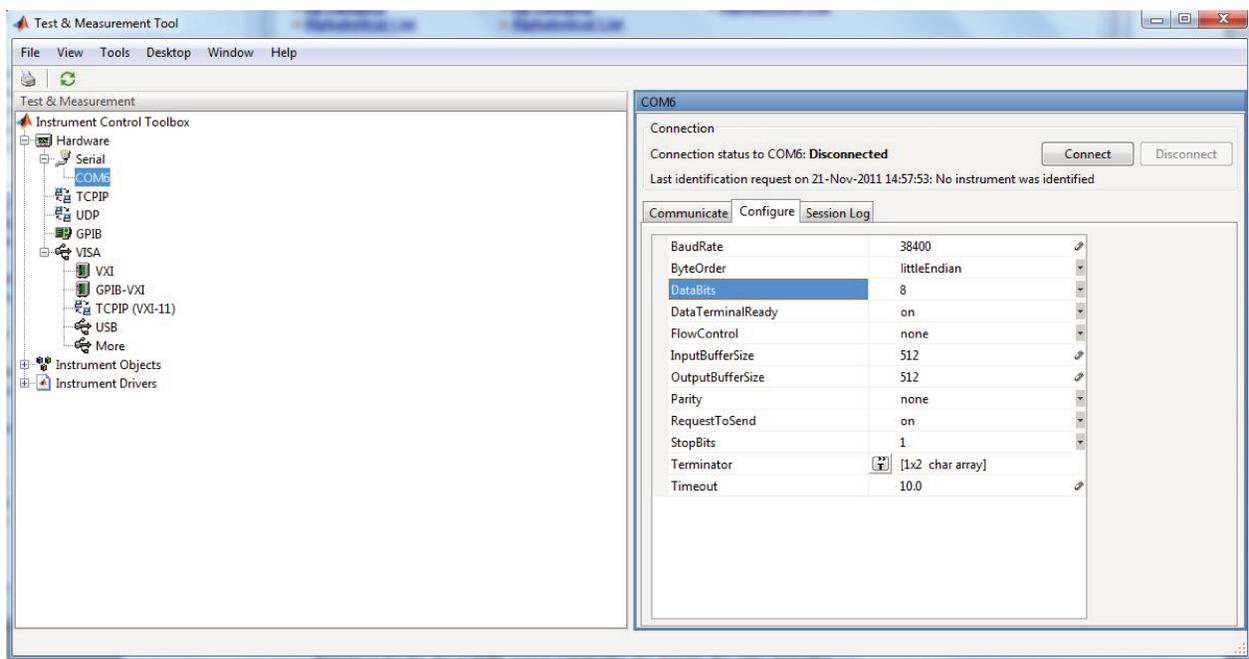


Figura 3-10 – Test & Measurement Tool Box do Matlab.

Esse toolbox foi utilizado durante o desenvolvimento do firmware para o microcontrolador, pois sua interface permite o envio e recebimento de bytes individualizados ou agrupados em arrays, provando-se uma ferramenta essencial durante a fase de depuração.

Dessa forma, foi definido um conjunto de comandos reservado em firmware para: iniciar a leitura; sobrestar o envio de dados; entrar em modo de comunicação para suporte à porta IEEE488 (GPIB).

A Figura 3-11 ilustra a interface com o usuário. Na tela, visualizam-se os comandos: tensão inicial de varredura, final e incremento de tensão a cada intervalo de tempo (também definido pelo usuário).

Uma vez ajustados esses parâmetros, pode-se dar início à varredura de tensão. A fonte de alta tensão executa uma sequência de comandos remotos, via interface IEEE488, de maneira sincronizada com o microcontrolador, que executa as leituras de corrente de emissão na câmara.

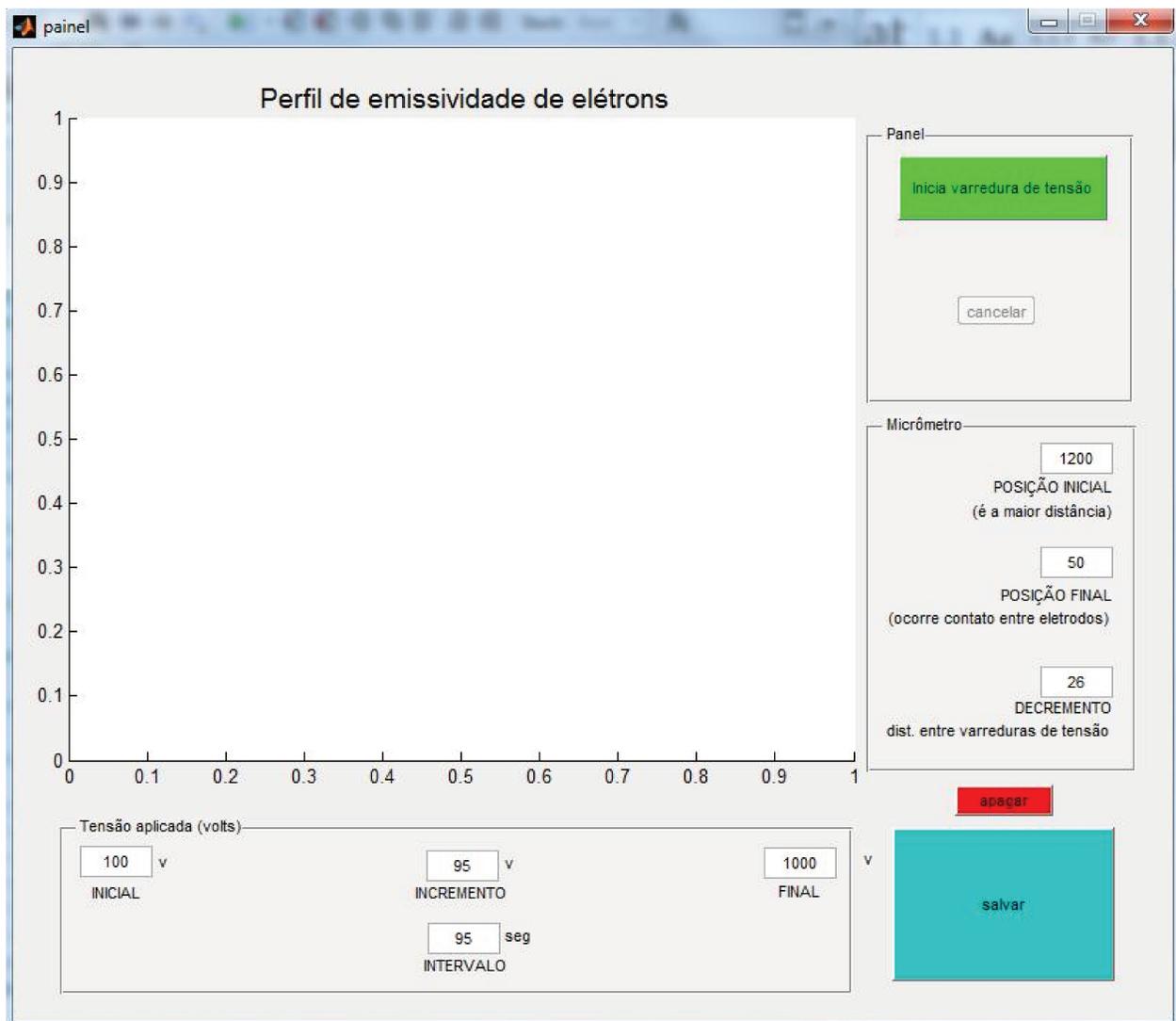


Figura 3-11 – Tela de interface com o usuário.

Uma vez iniciada a rampa de tensão, os dados ficam disponíveis no Matlab, para que sejam tratados livremente. Ainda na tela do programa desenvolvido, é apresentado um gráfico em tempo real, do perfil de emissividade eletrônica obtido.

No campo “micrômetro”, pode-se inserir as leituras do micrômetro que ajusta a posição vertical da amostra em relação ao eletrodo coletor (anodo) de elétrons. Dessa forma, a cada novo ajuste no micrômetro (tomando-se o cuidado de se observar a distância entre os passos) pode-se realizar uma nova leitura de emissividade eletrônica.

Dessa maneira obtém-se uma família de curvas de emissividade em razão da distância entre o catodo (substrato submetido aos testes) e o anodo (eletrodo superior).

Capítulo 4

Resultados e discussão

O diagrama do sistema desenvolvido bem como os códigos-fonte do firmware e software, resultantes do trabalho, encontram-se no Apêndice B.

4.1 Testes em bancada

Antes de se proceder à operação conjunta entre a instrumentação desenvolvida e o aparato da câmara de vácuo, foram realizados testes em bancada para se assegurar que o circuito suportaria eventuais sobrecargas provenientes da ocorrência de arcos voltaicos ou curto-circuitos na superfície do porta-amostras.

Também foi analisada a linearidade da resposta do sistema, em bancada, por meio da comparação das leituras de corrente obtidas no software desenvolvido e a leitura de corrente obtida por um picoamperímetro Keithley 485, utilizado como referência. Utilizou-se um gerador de funções em baixa frequência ($0,5H_z$), forma de onda quadrada e com polaridade simétrica, de forma que para cada valor de corrente lido

foram realizados três ciclos, tendo sido considerado o valor médio. A curva obtida encontra-se ilustrada na Figura 4-1.

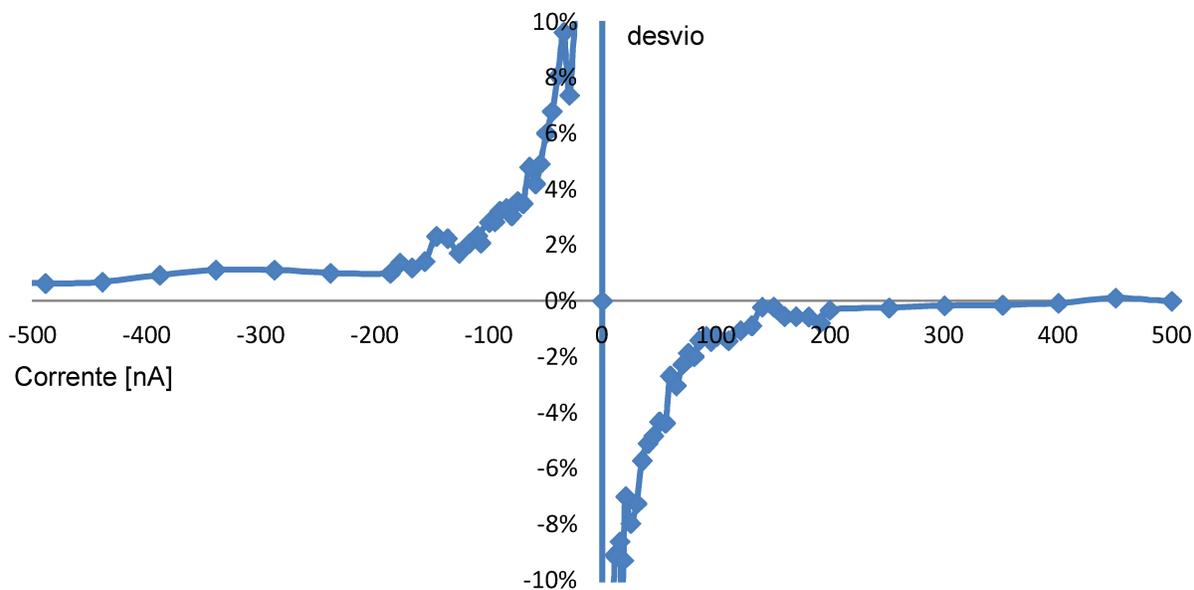


Figura 4-1 – Curva de linearidade, em nanoampères (eixo X: picoamperímetro Keithley).

Os desvios tornaram-se percentualmente mais significativos para correntes próximas a zero nanoampere. Isso se deve ao fato de o picoamperímetro Keithley apresentar resolução de décimo de nanoampere, e o instrumento desenvolvido neste trabalho apresentar resolução de 1nA.

Quanto ao estágio de entrada, verificou-se ser suficientemente robusto para não se danificar quando da ocorrência de arcos voltaicos. Essa é uma característica essencial, uma vez que, eventualmente, ocorrerão arcos voltaicos e curto-circuitos entre o substrato (catodo) e o eletrodo coletor (anodo).

Em função da isolamento galvânica promovida pelo AD260 (isolador lógico e de fonte de alimentação) não foram observadas correntes parasitas transitando na malha de blindagem do cabo de entrada conectado ao estágio de entrada. Dessa forma, eliminou-se um problema de fundo prático, que costuma distorcer medidas de correntes muitos

baixas em função das correntes parasitas induzidas na malha de blindagem do cabo e que acabam encontrando um caminho alternativo de circuito fechado, e por causa de sua circulação, elevam o potencial da malha devido à sua resistência elétrica.

O esquema de desligamento temporário do conversor DC/DC durante as conversões A/D mostrou-se suficiente como forma de eliminação do ruído da fonte de alimentação e também de interferências eletromagnéticas advindas do transformador isolador.

Os testes em bancada indicaram a eficácia da instrumentação desenvolvida, avaliando-se os seguintes aspectos:

- Linearidade;
- Manutenção da integridade do circuito frente à ocorrência de arcos voltaicos;
- Ausência de correntes de circulação na malha de terra;
- Eliminação do ruído do conversor A/D por meio do controle liga/desliga implantado para o conversor DC/DC.

4.2 Realização de ensaios na câmara de vácuo

O esquema de ligação com a câmara de vácuo encontra-se ilustrado na Figura 4-2.

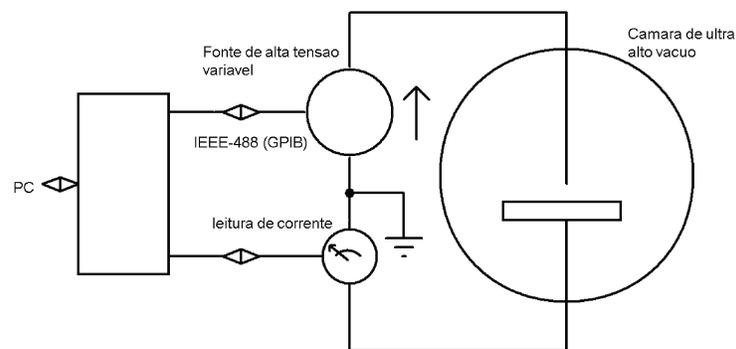


Figura 4-2 – Configuração final para ensaio de caracterização da emissão da corrente de emissão por campo elétrico.

O ensaio de corrente de emissão de campo tem por objetivo investigar o comportamento da corrente de emissão em função do campo elétrico, assumindo-se o modelo de um capacitor de placas paralelas [231].

Para fins de validação da instrumentação foi caracterizada uma amostra de nanotubos, feita no próprio laboratório, crescida sobre grafeno em um substrato de silício, em um reator pelo processo de HFCVD (*Hot filament chemical vapour deposition*). A fonte de carbono utilizada para o crescimento é uma mistura de acetona mais cânfora. A pressão no reator durante o crescimento é de 10 torr, a temperatura de crescimento medida por um termopar, nas costas da amostra, é de 450 °C e o tempo de crescimento de 20min. A amostra é crescida sob uma atmosfera de nitrogênio.

O material foi inserido na câmara de vácuo e em seguida foi levantada a família de curvas ilustrada na Figura 4-3.

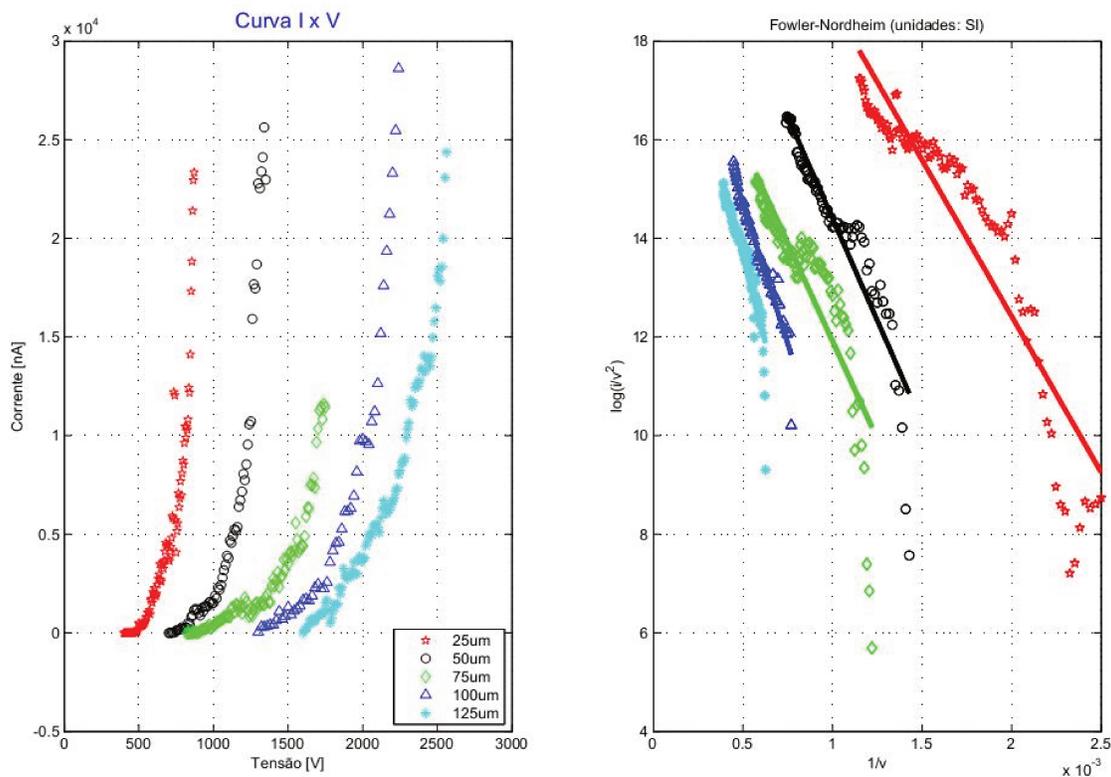


Figura 4-3 – Perfil de emissividade traçado com o auxílio da instrumentação desenvolvida.

Aplicando-se a equação de Fowler-Nordheim, obteve-se a comprovação de que a emissividade eletrônica se deu majoritariamente por meio de emissão a frio, uma vez que as curvas obtidas são razoavelmente retas [232].

Por fim, para se obter a tensão limiar em função da distância, foram adquiridos os valores de tensão e distância para uma corrente de referência de 1000nA, tendo sido observado um campo elétrico de $1,16 \text{ V}/\mu\text{m}$, conforme ilustra a Figura 4-4. Ainda a partir desse gráfico, pode-se calcular a equação da reta como $V = 1,16 \cdot d + 29,86$. Extrapolando-se a equação até que $V = 0$, tem-se um fator de correção da distância do eletrodo de $-2,56 \mu\text{m}$, que deve ser somado à distância lida no micrômetro para se obter a distância efetiva entre o catodo e anodo.

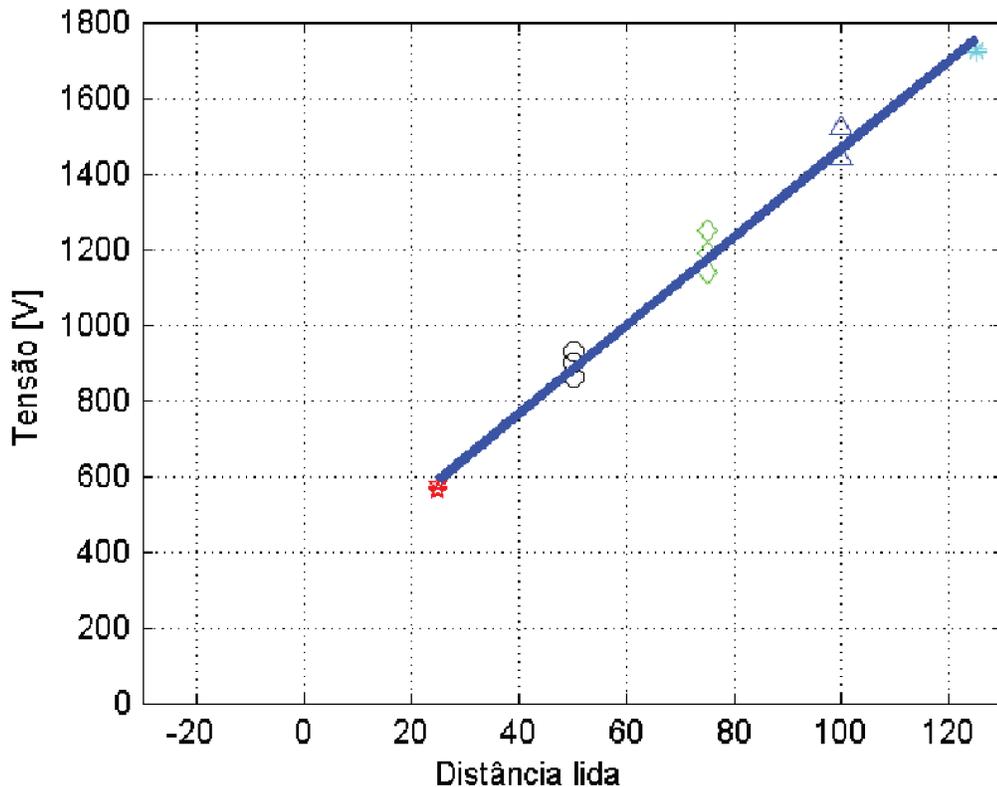


Figura 4-4 – Tensão x distância lida no micrômetro.

A partir da família de curvas obtidas, é possível também encontrar o valor do campo elétrico por meio do Método da Curva de Aproximação [233], obtendo-se um gráfico de corrente de emissão versus campo elétrico E , que é dado por $E = \frac{V}{dist_{efetiva}}$, dado em $V/\mu m$, conforme ilustrado na Figura 4-5.

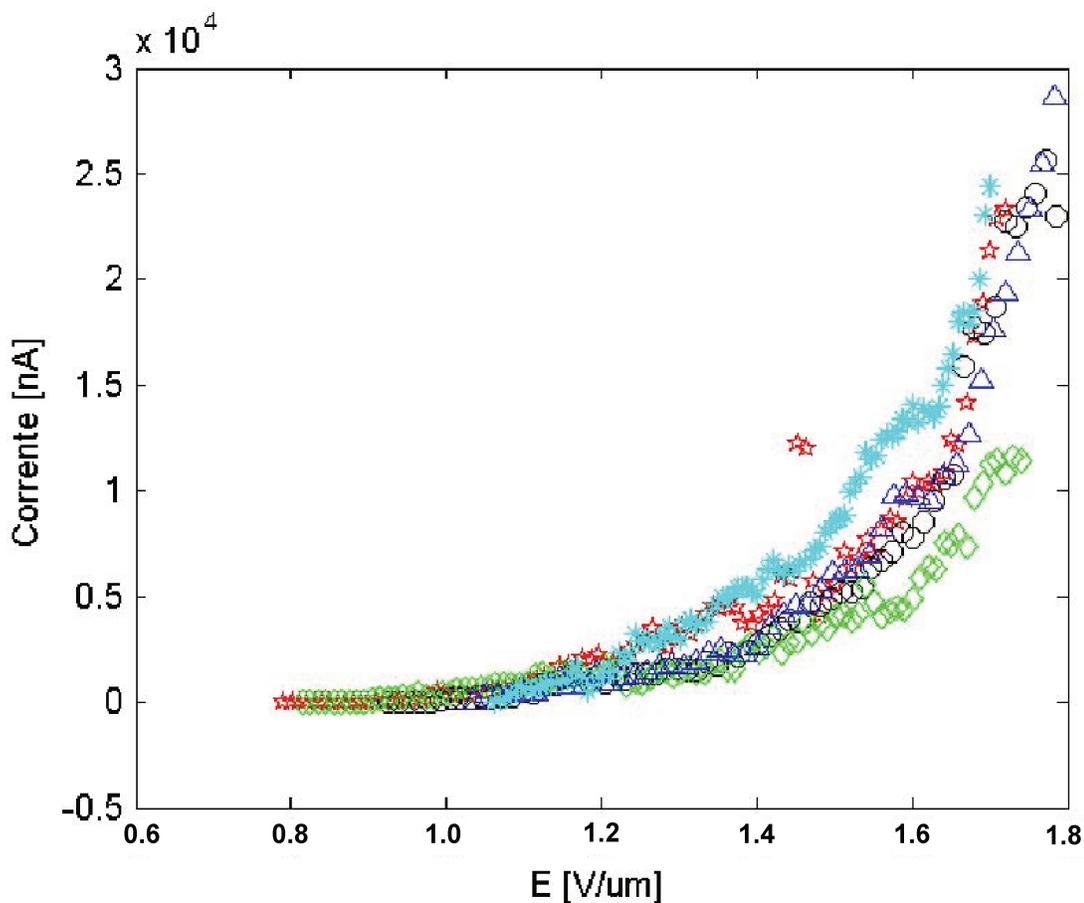


Figura 4-5 – Corrente de emissão versus campo elétrico.

A dispersão dos dados pode se relacionar com a variação das características do material emissor, com a imprecisão do modelo de capacitor plano adotado para se estimar o campo elétrico ou com a heterogeneidade dos emissores da amostra.

4.3 Considerações e limitações

O trabalho aqui desenvolvido demanda contínuo desenvolvimento e diversos melhoramentos possíveis, em especial quanto às seguintes limitações.

A fonte de alta tensão disponível no laboratório pode gerar uma tensão DC de até 5.000V (DC), positiva ou negativa (selecionável somente via painel traseiro). Não acessível via programação). Porém, o circuito desenvolvido utiliza um isolador magnético testado em fábrica para garantir uma isolação de até 3.500V. Dessa forma, recomenda-se limitar a operação em até 3.000V, pois, apesar de a medição de corrente ocorrer no lado do neutro da fonte de alta tensão, no curto intervalo em que vier a ocorrer um arco voltaico o circuito estará exposto à tensão plena da fonte de alta tensão DC, o que poderia vir a danificar a barreira de isolação do conversor DC/DC em caso de falha da malha de aterramento.

A partir dos trabalhos realizados na área de emissão eletrônica por campo elétrico, observa-se que o limite prudencial supracitado extrapola as tensões máximas geralmente utilizadas nos ensaios, de forma que a limitação do circuito não deverá representar uma restrição significativa para os procedimentos operacionais do laboratório.

Capítulo 5

Conclusão

O trabalho desenvolvido nesta tese contribuiu para equipar a câmara de ultra alto vácuo do laboratório. Por meio da nova instrumentação disponibilizada, tornou-se mais confiável e mais prática a realização de ensaios de emissão a frio por campo elétrico. O sistema foi projetado tendo-se em vista a necessidade de manutenção e aperfeiçoamento contínuos, motivo pelo qual a utilização do programa Matlab como plataforma de aquisição de dados mostrou-se atrativa, pois permitirá que novos alunos, mesmo sem conhecimento pleno do hardware e firmware aqui desenvolvidos, possam incrementar as funcionalidades por meio do desenvolvimento de código de programação em alto nível.

A opção de se implementar a interface de comunicação entre a instrumentação e o computador por meio de uma porta USB mostrou-se acertada, uma vez que dessa forma pode-se utilizar qualquer computador, sem a necessidade de placas ou portas específicas para instrumentação.

O ensaio realizado demonstrou o funcionamento do aparato, bem como permitiu a caracterização da amostra utilizada.

5.1 Trabalhos futuros

Vislumbra-se o contínuo desenvolvimento de rotinas automáticas de testes. A partir da realização de reiterados ensaios de emissão de campo será possível determinar o ponto de tensão de pré-ruptura do vácuo, bem como seus padrões de comportamento para, a partir daí, inseri-los como forma de “valor limite” na programação da rampa de tensão, no Matlab, para que não haja dano à amostra dentro da câmara em razão de sobretensão eventual. Esse procedimento poderá implicar em aumento significativo de desempenho e repetibilidade dos ensaios, uma vez que a ocorrência de arcos voltaicos a partir da superfície emissora pode alterar a composição do material, o que torna difícil a obtenção dos mesmos resultados quando da repetição dos procedimentos experimentais.

Pode-se também examinar mais a fundo a possibilidade de se polarizar o eletrodo emissor (substrato), de forma a mitigar eventual emissão secundária, pois assim o potencial do substrato seria distinto do potencial do corpo da câmara de vácuo [234-237].

Uma nova versão do circuito de medição da corrente de emissão eletrônica, utilizando-se um conversor do tipo sigma-delta e o restante da topologia descrita neste trabalho pode ser interessante para fins de comparação de desempenho. Vislumbra-se também dar continuidade ao trabalho por meio do desenvolvimento de automatismos eletromecânicos, de maneira a viabilizar os deslocamentos do anodo sobre a superfície da amostra obedecendo a padrões geometricamente rigorosos, o que permitirá a alteração do software, em Matlab, para levantamento do perfil de homogeneidade/heterogeneidade da emissão eletrônica ao longo da superfície da amostra.

Referências Bibliográficas

1. Greenshields, M.W., et al., *AC-conductance and capacitance measurements for ethanol vapor detection using carbon nanotube-polyvinyl alcohol composite based devices*. Journal of nanoscience and nanotechnology, 2011. 11(3): p. 2384-8.
2. Baranauskas, V., et al., *Analysis of nano-crystalline coatings of tin oxides on glass by atomic force microscopy*. Sensors and Actuators B, Chemical, 2002. B(85): p. 90-94.
3. Conturbia, G., et al., *Single-wall carbon nanotubes chemically modified with cysteamine and their application in polymer solar cells: influence of the chemical modification on device performance*. Journal of nanoscience and nanotechnology, 2009. 9(10): p. 5850-9.
4. Mattos, I.B., et al., *Effects of multi-walled carbon nanotubes (MWCNT) under Neisseria meningitidis transformation process*. Journal of nanobiotechnology, 2011. 9: p. 53.
5. Grecco, A.C., et al., *Up-regulation of T lymphocyte and antibody production by inflammatory cytokines released by macrophage exposure to multi-walled carbon nanotubes*. Nanotechnology, 2011. 22(26): p. 265103.
6. Roos, M., *Emissão de elétrons por efeito de campo em diamante policristalino dopado com boro e desenvolvimento de um novo sistema de ultra alto vácuo*. Tese de Mestrado, 2007, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação Universidade Estadual de Campinas: Campinas.
7. Degasperi, F.T., *Contribuições para Análise, Cálculo e Modelagem de Sistemas de Vácuo*. Tese de Doutorado, 2006, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação Universidade Estadual de Campinas: Campinas.
8. Yao, N. and Z.L. Wang, *Handbook of microscopy for nanotechnology* 2005, Boston: Kluwer Academic Publishers. xx, 731 p.
9. Merz, J.T., *A history of European thought in the nineteenth century* 1912, Edinburgh,: Blackwood.
10. Jammer, M., *Concepts of force; a study in the foundations of dynamics* 1957, Cambridge: Harvard University Press. 269 p.
11. Keithley, J.F., *The story of electrical and magnetic measurements: from 500 B.C. to the 1940s*, 1999, New York: IEEE Press. xv, 240 p.
12. Wood, R.W., *A new form of cathode discharge and the production of x-rays, together with some notes on diffraction. preliminary communication*. Physical Review (Series I), 1897. 5(1): p. 1-10.

13. Kempin, H.F., K. Klapper, and G. Ertl, *Analyzer system for field emission energy distribution (FEED) measurements*. *The Review of scientific instruments*, 1978. 49(9): p. 1285.
14. Kleint, C., *On the early history of field emission including attempts of tunneling spectroscopy*. *Progress in Surface Science*, 1993. 42(1-4): p. 01-115.
15. Fowler, R.H.D.L.N., *Electron Emission in Intense Electric Fields*. *Proceedings of the Royal Society of London*, 1928. 119 (781)(173–181).
16. Richardson, O.W., *Thermionic phenomena and the laws which govern them*. *Nobel Lectures*, 1929. *Physics 1922-1941*.
17. Nordheim, L.W., *The Effect of the Image Force on the Emission and Reflexion of Electrons by Metals*. *Proceedings of the Royal Society of London Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, 1928. 121(788): p. 626-639.
18. Latham, R.V., *High Voltage Vacuum Insulation: Basic Concepts and Technological Practice*, 1995: Academic Press.
19. Ruska, E., *The early development of electron lenses and electron microscopy*. *Microscopica acta. Supplement*, 1980(Suppl 5): p. 1-140.
20. Ruska, E., *Nobel lecture. The development of the electron microscope and of electron microscopy*. *Bioscience reports*, 1987. 7(8): p. 607-29.
21. Ehrlich, G., *An atomic view of adsorption*. *British Journal of Applied Physics*, 1964. 15(4): p. 15-349.
22. Lambelet, P., et al., *Chemically etched fiber tips for near-field optical microscopy: a process for smoother tips*. *Applied optics*, 1998. 37(31): p. 7289-92.
23. Eichmeier, T., *Vacuum Electronics - Components and Devices*. 2008: p. 429.
24. Tung, R.T., *Recent advances in Schottky barrier concepts*. *Materials Science and Engineering: R: Reports*, 2001. 35(1): p. 1-138.
25. E.W.Plummer, J.W.G.a., *Field emission energy distribution (FEED)*. *Reviews Of Modern Physics*, 1973. 45(3).
26. Chen, Z., et al., *Ultrahigh-current field emission from sandwich-grown well-aligned uniform multi-walled carbon nanotube arrays with high adherence strength*. *Nanotechnology*, 2007. 18(26): p. 265702.
27. Wang, M.S., Q. Chen, and L.M. Peng, *Field-emission characteristics of individual carbon nanotubes with a conical tip: the validity of the Fowler-Nordheim theory and maximum emission current*. *Small*, 2008. 4(11): p. 1907-12.
28. Takiya, K., et al., *Tuning of tunnel resistance of nanogaps by field-emission-induced electromigration using current source mode*. *Journal of nanoscience and nanotechnology*, 2011. 11(7): p. 6266-70.
29. Latham, R.V., *High voltage vacuum insulation : the physical basis*, 1981, London; New York: Academic Press. xiii, 245 p.

30. S. Amelinckx, D.v.D., J. van Landuyt, Gustaaf van Tendeloo, *Electron Microscopy: Principles and Fundamentals*, 1997: p. 329-332.
31. Fursey, G., *Field emission in vacuum microelectronics*. Microdevices, 2005, New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers. xv, 205 p.
32. Dyke, W.P. and J.K. Trolan, *Field Emission: Large Current Densities, Space Charge, and the Vacuum Arc*. *Physical Review*, 1953. 89(4): p. 799-808.
33. Tsimring, S.E., *Electron beams and microwave vacuum electronics*. Wiley series in microwave and optical engineering, 2007, Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience. xx, 573 p.
34. Lucier, A.S., *Preparation and characterization of tungsten tips suitable for molecular electronics studies*. Center for the Physics of Materials, Department of Physics, 2004, McGill University: Montreal, Quebec.
35. Groza, J.R., *Materials processing handbook*, 2007, Boca Raton, FL: CRC Press.
36. Zhu, W., *Vacuum microelectronics*, 2001, New York: Wiley. xiii, 396 p.
37. Government, U.S., *Measurement Issues in Single Wall Carbon Nanotubes*, 2011: General Books LLC.
38. Rangaswamy, K.C., M.; Jensen, K. L.; , *Influence of image force potential on the shot noise properties of field emitters*. *Applied Physics Letters*, 2004. 85(17): p. 3763 - 3765.
39. Plšek, J., D. Zhukov, and Z. Knor, *The "Average" Work Function and Emission Area in the Fowler-Nordheim Equation*. *Czechoslovak Journal of Physics*, 2002. 52(12): p. 1335-1348.
40. Lenzling, M and E.H. Snow, *Fowler-Nordheim tunneling into thermally grown SiO₂*. *Journal of Applied Physics*, 1969. 40(1): p. 278-&.
41. Wang, Q.H., et al., *Field emission from nanotube bundle emitters at low fields*. *Applied Physics Letters*, 1997. 70(24): p. 3308-3310.
42. Murphy, E.L. and R.H. Good, *Thermionic Emission, Field Emission, And The Transition Region*. *Physical Review*, 1956. 102(6): p. 1464-1473.
43. Saito, Y. and S. Uemura, *Field emission from carbon nanotubes and its application to electron sources*. *Carbon*, 2000. 38(2): p. 169-182.
44. Collins, P.G. and A. Zettl, *Unique characteristics of cold cathode carbon-nanotube-matrix field emitters*. *Physical Review B*, 1997. 55(15): p. 9391-9399.
45. Dimitrijevic, S., et al., *Electron emission from films of carbon nanotubes and ta-C coated nanotubes* *Applied Physics Letters*, 1999. 75(17): p. 2680-2682.
46. Beukema, G.P., *Influence of adsorbed gases on prebreakdown currents in vacuum*. *Journal of Physics D-Applied Physics*, 1973. 6(12): p. 1455-1466.
47. Pivovar, L.I. and V.I. Gordienko, *Prebreakdown conduction between electrodes in ultra-high and high vacuum*. *Soviet Physics-Technical Physics*, 1963. 7(10): p. 908-&.
48. Hurley, R.E., *Electrical phenomena occurring at the surface of electrically stressed metal cathodes .3. current-voltage characteristics of electroluminescent (k-spot) regions on*

- broad area cathodes*. Journal of Physics D-Applied Physics, 1980. 13(6): p. 1121-1128.
49. Roos, M., *Emissão de elétrons por efeito de campo em diamante policristalino dopado com boro e desenvolvimento de um novo sistema de ultra alto vácuo*. Dissertação de mestrado, 2007.
 50. Echlin, P., *Handbook of sample preparation for scanning electron microscopy and x-ray microanalysis* 2009, New York: Springer.
 51. Varian Vacuum Technology, *Instruction manual - Vaclon Plus 300 pumps*, 2005.
 52. Agilent, *Ion Pumps - Technical Notes*, 2010.
 53. Kendall, B.R.F. and E. Drubetsky, *Cold cathode gauges for ultrahigh vacuum measurements*. Journal of Vacuum Science & Technology A: Vacuum, Surfaces, and Films, 1997. 15(3): p. 740-746.
 54. Pfeiffer Vacuum, *Active cold cathode transmitter IKR 261, DN 40 ISO-KF*. Data sheet ActiveLine, 2011.
 55. Peacock, N.T. and R.N. Peacock, *Some characteristics of an inverted magnetron cold-cathode ionization gauge with dual feedthroughs*. Journal of Vacuum Science & Technology a-Vacuum Surfaces and Films, 1988. 6(3): p. 1141-1144.
 56. Calcatelli C., *The Development of vacuum measurements down to extremely high vacuum*. TC22 International Conference Cultivating metrological knowledge, 2007, Merida, Mexico.
 57. Redhead, P.A., *The magnetron gauge - a cold-cathode vacuum gauge*. Canadian Journal of Physics, 1959. 37(11): p. 1260-1271.
 58. Wilfert, S. and N. Schindler, *Investigations of the long-term measuring stability of cold-cathode gauges*. Applied Physics a-Materials Science & Processing, 2004. 78(5): p. 663-666.
 59. Oerlikon Leybold Vacuum, *Fundamentals of Vacuum Technology*, 2007.
 60. Tompkins, H.G., *An introduction to the fundamentals of vacuum technology*. American Vacuum Society monograph series 1984, New York, N.Y.: American Institute of Physics. 24 p.
 61. Umrath, W., *Fundamentals of Vacuum Technology*, 1998.
 62. Rehkopf, C.H., *Omegatron mass spectrometer* Electron Devices Meeting, 1962 International 1962 p. 90 - 92
 63. Stephens, W.E., *A Pulsed Mass Spectrometer with Time Dispersion*. Phys. Rev. Lett., 1946. 69(11-12): p. 674-674
 64. Pavia, D.L., *Introduction to spectroscopy*. 4th ed 2009, Belmont, CA: Brooks/Cole, Cengage Learning. xv, 656, 48, 8, 15 p.
 65. Jakob, A.P., J., *A relaxation model to describe the space charge compensation process for pulsed ion beams reproducing RGI-spectrometer measurements* 2001. 4: p. 2908 - 2910.
 66. Pfeiffer Vacuum, *Mass spectrometer Catalog*, 2007: Pfeiffer Vacuum.
 67. RF Industries, *Cable & Connector Cross References*, 2000: RF Industries.

68. Amphenol Inc., *MHV Connectors Datasheet*, 2005: Amphenol.
69. Pejovic, M.M., *Digital system for vacuum and gas-filled devices testing*. Review of Scientific Instruments, 2005. 76(1).
70. Keithley Instruments, *Model 248 High Voltage Supply Instruction Manual*, 1999.
71. Smeets, R.P.P., D.W. Thielens, and R.W.P. Kerkenaar, *The duration of arcing following late breakdown in vacuum circuit breakers*. IEEE Transactions on Plasma Science, 2005. 33(5): p. 1582-1588.
72. Davis, W.D. and H.C. Miller, *Analysis of electrode products emitted by dc arcs in a vacuum ambient*. Journal of Applied Physics, 1969. 40(5): p. 2212-&.
73. Keithley Instruments, *Low Level Measurements Handbook Precision DC Current, Voltage, and Resistance Measurements*, 6ed, 2010: Keithley Instruments.
74. Fairchild Semiconductor Corp., *High Conductance Low Leakage Diode FDH/FDLL 300/A / 333*, 1997: Fairchild Semiconductor.
75. Ge, L., W. Haitian, and C. Liang, *The engineering design of NB snubber*. Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on, 2011. 18(4): p. 1097-1103.
76. Vishay General Semiconductor, *Surface Mount TRANSZORB® Transient Voltage Suppressors*. Document Number 88457, 2006: Vishay General Semiconductor.
77. Analog Devices Inc., *Practical design techniques for sensor signal conditioning*. Analog Devices technical reference books, 2005: prentice hall.
78. Barna A., P.D., *Operational Amplifiers* Stanford linear accelerator center Stanford university, 1988: John wiley & sons.
79. Huijsing, J.H., R.J.v.d. Plassche, and W.M.C. Sansen, *Analog circuit design. Low-noise, low-power, low-voltage, mixed-mode design with CAD tools, voltage, current and time references*1996, Boston: Kluwer Academic Publishers. vii, 421 p.
80. Sansen, W.M.C., *Analog design essentials*, 2006, Dordrecht, The Netherlands: Springer. 777 p.
81. Franco, S., *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*. 3rd ed. McGraw-Hill series. Electrical and computer engineering, 2002, New York: McGraw-Hill. xiv, 658 p.
82. Ott, H.W., *Noise reduction techniques in electronic systems*. 2nd ed, 1988, New York: Wiley. 426 p.
83. Kittel, C. and H. Kroemer, *Thermal physics*. 2d ed, 1980, San Francisco: W. H. Freeman. xvii, 473 p.
84. Kester, W., *Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so You Don't Get Lost in the Noise Floor*, 2008.
85. Pierce, J.R., *Physical Sources of Noise*. Proceedings of the IRE, 1956. 44(5): p. 601-608.
86. Bowers, D.F. *Minimizing noise in analog bipolar circuit design*. Bipolar Circuits and Technology Meeting, 1989., Proceedings of the 1989, 1989.

87. Sampietro, M., G. Ferrari, and G. Bertuccio, *Current noise spectra in CdTe semiconductor diodes*. Journal of Applied Physics, 2000. 87(10): p. 7583-7585.
88. Steinbach, A.H., J.M. Martinis, and M.H. Devoret, *Observation of hot-electron shot noise in a metallic resistor*. Physical review letters, 1996. 76(20): p. 3806-3809.
89. Fick, D.D. and G.L. Vance, *Quiet zone. Reducing HVAC system noise*. Health facilities management, 2006. 19(8): p. 21-4.
90. Van Der Ziel, A., *Noise in Solid State Devices and Circuits*, 1986: Wiley.
91. Vanvliet, K.M., et al., *Measurements on current noise in carbon resistors and in thermistors*. Physica, 1954. 20(7): p. 481-496.
92. Rammal, R. and A.M.S. Tremblay, *Resistance noise in nonlinear resistor networks*. Physical review letters, 1987. 58(4): p. 415-418.
93. K.M. Van Vliet, C.J.V.L., J. Bloka, C. Ris, *Measurements on current noise in carbon resistors and in thermistors*, in *Natuurkundig Laboratorium der Vrije Universiteit* 1954: Amsterdam, Nederland.
94. Ott, H.W., *Electromagnetic compatibility engineering*, 2009, Hoboken, N.J.: John Wiley & Sons. xxv, 843 p.
95. Campbell. R. H., J., and Chipnian, R. A, *Noise from Current-Carrying Resistors 20-500KC*. Proceedings of the IRE 1949. p. 938-942.
96. Kay, A., *Analysis and Measurement of Intrinsic Noise in Op Amp Circuits, Parts 1 to 10*. TechNote, 2008: Texas Instruments.
97. Sobering, T.J., *Equivalent Noise Bandwidth* SDE Consulting, 1991.
98. Sobering, T.J., *Noise in Electronic Systems*. SDE Consulting, 1999.
99. Sobering, T.J., *Op Amp Noise Analysis*. SDE Consulting, 1999.
100. Hooge, F.N., *1/f noise sources*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1994. 41(11): p. 1926-1935.
101. Vanderziel, A., *Unified presentation of 1/f noise in electronic devices - fundamental 1/f noise sources*. Proceedings of the IEEE, 1988. 76(3): p. 233-258.
102. Vanderziel, A., X. Zhang, and A.H. Pawlikiewicz, *Location of 1/f noise sources in bjts and hbjts .1. theory*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1986. 33(9): p. 1371-1376.
103. Jones, B.K. and J.D. Francis, *Direct correlation between 1-f and other noise sources*. Journal of Physics D-Applied Physics, 1975. 8(10): p. 1172-1176.
104. Motchenbacher, C.D. and J.A. Connelly, *Low-noise electronic system design*, 1993, New York: Wiley. xvii, 422 p.
105. Van der Ziel, A., *Noise*. Prentice-Hall electrical engineering series, 1954, New York,: Prentice-Hall. 450 p.
106. Kester, W., *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*, 1999: Analog Devices.
107. Trofimenkoff, F.N. and O.A. Onwauchi, *Noise performance of operational amplifier circuits*. Education, IEEE Transactions on, 1989. 32(1): p. 12-17.

108. Widrow, B. and I. Kollar, *Quantization noise : roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications*, 2008, Cambridge ; New York: Cambridge University Press. xxviii, 751 p.
109. Levine, W.S., *Control system advanced methods*. 2nd ed. The electrical engineering handbook series, 2011, Boca Raton: CRC Press.
110. Analog Devices Inc., *Ultralow Noise BiFET Op Amp AD743*. Data sheet, 2003: Analog Devices.
111. Kitchin, C. and L. Counts, *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers*, 2006: Analog Devices.
112. Bakker, A., Thiele, K., Huijsing, J. H., *A CMOS Nested-Chopper Instrumentation Amplifier with 100-nV Offset*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2000. 35(12): p. 1877-1883.
113. Albaugh, N.P., *The Instrumentation Amplifier Handbook*. Burr- Brown Corporation, Draft Copy.
114. Gulati, K. and L. Hae-Seung, *A low-power reconfigurable analog-to-digital converter*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2001. 36(12): p. 1900-1911.
115. Bakker, A., K. Thiele, and J.H. Huijsing, *A CMOS nested-chopper instrumentation amplifier with 100-nV offset*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2000. 35(12): p. 1877-1883.
116. Gray, P.R. and R.G. Meyer, *MOS operational amplifier design-a tutorial overview*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 1982. 17(6): p. 969-982.
117. Jung, W.G., *Op Amp applications handbook*. Analog Devices series, 2006, Burlington, MA: Newnes. xvi, 878 p.
118. Säckinger, E., *Broadband circuits for optical fiber communication*, 2005, Hoboken, N.J.: Wiley. xv, 436 p.
119. Dutta, A.K., N.K. Dutta, and M. Fujiwara, *WDM technologies*, 2002, Amsterdam ; Boston: Academic Press. v. <1-2 >.
120. Säckinger, E., *Broadband Circuits For Optical Fiber Communication*, 2005: Wiley-Interscience.
121. Iezekiel, S., *Microwave Photonics: Devices and Applications*, 2009: John Wiley & Sons.
122. Melsa, J.L. and D.G. Schultz, *Linear control systems*. McGraw-Hill series. Electronic systems, 1969, New York,: McGraw-Hill. xii, 621 p.
123. Nise, N.S., *Control systems engineering*. 5th ed, 2008, Hoboken, NJ: Wiley. xviii, 861 p.
124. Johnson, M., *Photodetection and measurement : maximizing performance in optical systems*. McGraw-Hill professional engineering, 2003, New York: McGraw-Hill. xiii, 298 p.
125. Pease, R.A., *Troubleshooting analog circuits*. EDN series for design engineers, 1991, Boston: Butterworth-Heinemann. xii, 217 p.

126. Pease, R.A., *Analog circuits*. Newnes world class designs series, 2008, Amsterdam ; Boston: Newnes/Elsevier. xxiii, 436 p.
127. Krause, G., *Current divider: a new negative feedback element for integrated amplifiers*. Electronics Letters, 1976. 12(12): p. 315-316.
128. Franco, S. *Analytical foundations of current-feedback amplifiers*. Circuits and Systems, 1993., ISCAS '93, 1993 IEEE International Symposium, 1993.
129. Hung, J.Y., et al. *Three-mode variable structure control for a pulse-density modulated current feedback amplifier*. Industrial Electronics, 1995. ISIE '95., Proceedings of the IEEE International Symposium, 1995.
130. Selvanayagam, S. and F.J. Lidgley. *Wide bandwidth CMOS current feedback op amp for inverting amplifier applications*. Wideband Circuits, Modelling and Techniques, IEE Colloquium, 1996.
131. Sackinger, E. and W. Guggenbuhl, *A high-swing, high-impedance mos cascode circuit*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1990. 25(1): p. 289-298.
132. Nguyen, T.K., et al., *CMOS low-noise amplifier design optimization techniques*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004. 52(5): p. 1433-1442.
133. Sedra, A.S. and K.C. Smith, *Microelectronic circuits*. 6th ed. The Oxford series. Electrical and computer engineering, 2010, New York: Oxford University Press. xxxiii, 1397, 23 p.
134. Kimura, K., *A cmos logarithmic if amplifier with unbalanced source-coupled pairs*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1993. 28(1): p. 78-83.
135. Basu, A., R.W. Robucci, and P.E. Hasler, *A Low-Power, Compact, Adaptive Logarithmic Transimpedance Amplifier Operating Over Seven Decades of Current*. Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, 2007. 54(10): p. 2167-2177.
136. Delbruck, T. and D. Oberhoff. *Self-biasing low power adaptive photoreceptor*. Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium, 2004.
137. Khaleeq, M.T., M. Alam, and I.A. Ghumman, *A programmable log-linear amplifier for wide range nuclear power measuring channels*. Review of Scientific Instruments, 2002. 73(12): p. 4354-4357.
138. Bergouignan, F., et al. *Designs of a logarithmic and exponential amplifiers using current conveyors*. Electronics, Circuits, and Systems. ICECS '96., Proceedings of the Third IEEE International Conference, 1996.
139. McFadyen, R. and F. Schlereth. *Gain-compensated logarithmic amplifier*. Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. IEEE International, 1965.
140. Rozenstein, S., *Design of a logarithmic receiver*. Proceedings of the IEE - Part B: Radio and Electronic Engineering, 1955. 102(1): p. 69-74.
141. Keithley instruments, *Model 302 Operator's Manual*, 1983: Keithley instruments.

142. Culurciello, E., H. Montanaro, and K. Dongsoo, *Ultralow Current Measurements With Silicon-on-Sapphire Integrator Circuits*. *Electron Device Letters, IEEE*, 2009. 30(3): p. 258-260.
143. Psychalinos, C. and C.E. Goutis, *Improved switched-current (SI) bilinear integrator circuit*. *Electronics Letters*, 1995. 31(1): p. 26-27.
144. Stevens, A.E. and G.A. Miller, *A high-slew integrator for switched-capacitor circuits*. *Solid-State Circuits, IEEE Journal*, 1994. 29(9): p. 1146-1149.
145. Kudo, M., K. Hiwada, and S. Noguchi, *High-Q inductance circuit using an integrator and its application*. *Circuits and Systems, IEEE Transactions*, 1980. 27(12): p. 1164-1169.
146. Allen, C.R., *Low-drift integrator circuit*. *Solid-State Circuits, IEEE Journal*, 1973. 8(3): p. 236-237.
147. De Bolt, H.E., *A Simplified Logarithmic Integrator Circuit*. *Nuclear Science, IRE Transactions*, 1959. 6(2): p. 74-77.
148. Mancini, R., *Op Amps for Everyone*. Design Reference, Analog Products, 2001: Texas instruments.
149. Temes, C.C.E.a.G.C., *Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization*. *Proceedings of the IEEE*, 1996. p. 1584-1614.
150. Allen, P.E. and D.R. Holberg, *CMOS analog circuit design*. 3rd ed. The Oxford series. Electrical and computer engineering, 2012, New York ; Oxford: Oxford University Press, USA. xvi, 757 p.
151. Enz, C.C. and G.C. Temes, *Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections: Autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization*. *Proceedings of the IEEE*, 1996. 84(11): p. 1584-1614.
152. Temes, C.C.E.a.G.C., *Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization*. *Proceeding of the IEEE*, 1996. 84(11).
153. Dobkin, B. and J. Williams, *Analog circuit and system design : a tutorial guide to applications and solutions / edited by Bob Dobkin, Jim Williams*, 2011, Amsterdam; Boston, MA: Elsevier/Newnes. xii, 932 p.
154. Roermund, A.H.M.v., H. Casier, and M. Steyaert, *Analog circuit design : smart data converters, filters on chip, multimode transmitters*, 2010, Dordrecht: Springer. viii, 342 p.
155. Feucht, D., *Designing high-performance amplifiers*. Analog circuit design series, 2010, Raleigh, NC: SciTech Pub. ix, 282 p.
156. Feucht, D., *Designing dynamic circuit response*. Analog circuit design series, 2010, Raleigh, NC: SciTech Pub. ix, 207 p.
157. Feucht, D., *Designing amplifier circuits*. Analog circuit design series, 2010, Raleigh, NC: SciTech Pub. xi, 210 p.

158. Roermund, A.H.M.v., H. Casier, and M. Steyaert, *Analog circuit design : high-speed A-D converters, automotive electronics, and ultra-low power wireless*, 2006, Dordrecht, Netherlands: Springer. x, 411 p.
159. Galton, I. *Low-voltage analog and mixed-signal CMOS circuit design*. Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers. ISSCC. IEEE International, 2009.
160. Iwata, A., T. Yoshida, and M. Sasaki, *Low-voltage and low-noise CMOS analog circuits using scaled devices*. IEICE Transactions on Electronics, 2007. E90C(6): p. 1149-1155.
161. Couch, L.W., *Digital & analog communication systems*. 8th ed, 2012, Boston: Pearson.
162. Ronald J. Tocci, N.W., Greg Moss, *Digital Systems: Principles and Applications*, 2010.
163. Microchip Inc., *Analog-to-Digital Converter Design Guide*, 2010: Microchip.
164. Analog Devices Inc., *DSP/MSP products reference manual*, 1995, Norwood, MA (P.O. Box 9106, Norwood 02062-9106): Analog Devices.
165. Razavi, B., *Principles of data conversion system design*, 1995, New York: IEEE Press. xiii, 256 p.
166. Bakshi, A.V.B.U.A., *Electronic Measurements And Instrumentation*, 2008: Technical Publications.
167. Gustavsson, M., J.J. Wikner, and N. Tan, *CMOS data converters for communications*. The Kluwer international series. Engineering and computer science, 2000, Boston: Kluwer Academic. xxi, 378 p.
168. El-Chammas, M., *Background calibration of time-interleaved data converters*, 2012, New York: Springer.
169. Sin, S.-W., *Generalized low-voltage circuit techniques for very high-speed time-interleaved analog-to-digital converters*, 2010, New York: Springer.
170. Louwsma, S., *Time-interleaved analog-to-digital converters*. 1st ed. Analog circuits and signal processing, 2010, New York: Springer.
171. Park, S., *Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters*, 1998, Morolola Inc.
172. Van Veldhoven, R.H.M., *Robust sigma delta converters : and their application in low-power highly-digitized flexible receivers*. 1st ed. Analog circuits and signal processing, 2011, New York: Springer.
173. Microchip Inc., *Demystifying Delta-Sigma ADCs*, 2003: Microchip.
174. Knoll, G.F., *Radiation detection and measurement*. 4th ed, 2010, Hoboken, N.J.: John Wiley. xxvi, 830 p.
175. Spieler, H., *Introduction to Radiation Detectors and Electronics - Analog to Digital Conversion - Digitization of Pulse Height*. Lecture Notes – Physics, 1981, 998 UC Berkeley.

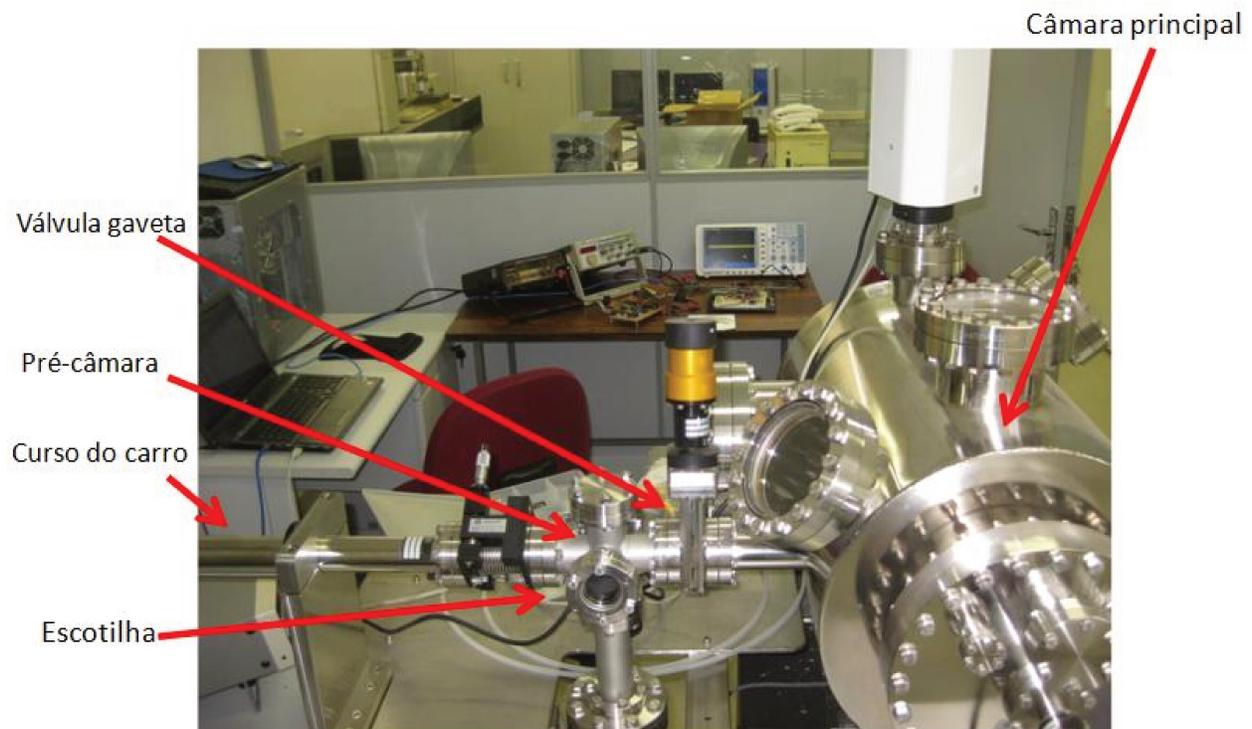
176. Rossini, A., et al., *A Complete Read-Out Channel With Embedded Wilkinson A/D Converter for X-Ray Spectrometry*. Nuclear Science, IEEE Transactions, 2007. 54(4): p. 1216-1221.
177. Dimitrov, J., *Inexpensive VFC features good linearity and dynamic range*, EDN, P.R.a.F. Granville, Editor, 2001. p. 47-48.
178. Lenk, J.D., *Simplified Design of Voltage-Frequency Converters*, 1997: Newnes.
179. Kester, W., *Mixed-signal and DSP design techniques*. Analog Devices series, 2003, Amsterdam ; Boston: Newnes. viii, 410 p.
180. Jim Williams, L.T.C., *1-Hz to 100-MHz VFC features 160-dB dynamic range*. EDN, 2005.
181. Kester, W., *Data conversion handbook*. Analog Devices series, 2005, Amsterdam ; Boston: Elsevier ; Newnes. xxi, 953 p.
182. Bakshi, A.V.B.U.A., *Instrumentation*, 2009: Technical Publications.
183. George, B. and V.J. Kumar, *Analysis of the Switched-Capacitor Dual-Slope Capacitance-to-Digital Converter*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2010. 59(5): p. 997-1006.
184. Bruschi, P., N. Nizza, and M. Piotto, *A Current-Mode, Dual Slope, Integrated Capacitance-to-Pulse Duration Converter*. Solid-State Circuits, IEEE Journal, 2007. 42(9): p. 1884-1891.
185. Taha, S.M.R., *Speed Improvements for Dual-Slope A/D Converters*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions, 1985. 34(5): p. 630-635.
186. Amemiya, H., *Dual-slope integrating analog-to-digital converter with digital self-calibration*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions, 1979. 28(1): p. 84-86.
187. Jung, W.G., *Op Amp Applications Handbook*, 2004: Newnes.
188. National Semiconductor Corp., *LMC6001 Ultra Ultra-Low Input Current Amplifier*, Datasheet, 2009: National Semiconductor.
189. Webster, J.G., *The measurement, instrumentation, and sensors handbook*. The electrical engineering handbook series, 1999, Boca Raton, Fla.: CRC Press published in cooperation with IEEE Press.
190. Hansryd, J., et al., *Fiber-based optical parametric amplifiers and their applications*. Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, 2002. 8(3): p. 506-520.
191. Fairchild Semiconductors Inc., *FDH/FDLL 300/A / 333 datasheet High Conductance Low Leakage Diode*, 1997: Fairchild Semiconductors
192. Wikipedia, S. and L. Books, *Diodes: Diode, Zener Diode, Pin Diode, Back-to-Back Connection, Resonant Tunneling Diode, Cat's-Whisker Detector, Schottky Diode, Impatt Diode*, 2010: General Books LLC.
193. Pulfrey, D.L., *Understanding Modern Transistors and Diodes*, 2010: Cambridge University Press.
194. ASTM, *Electrical Insulating Materials: International Issues*, 2000: ASTM.

195. Ruder, W.E., *New Magnetic Materials*. Proceedings of the IRE, 1942. 30(10): p. 437-440.
196. Yamazaki, K., et al., *Incremental permeability of mu-metal in low magnetic fields for the design of multilayer-type magnetically shielded rooms*. Magnetics, IEEE Transactions on, 2005. 41(10): p. 4087-4089.
197. Sang-Beom, K., et al., *Magnetic Shielding Performance of Thin Metal Sheets Near Power Cables*. Magnetics, IEEE Transactions on, 2010. 46(2): p. 682-685.
198. Winder, S., *Analog and digital filter design*. 2nd ed, 2002, Amsterdam ; Boston: Newnes. 450 p.
199. Thede, L., *Practical analog and digital filter design*. Artech House microwave library, 2005, Boston: Artech House. xiii, 267 p.
200. Von Haartman, M. and M. Östling, *Low-Frequency Noise In Advanced Mos Devices*, 2007: Springer.
201. Quinn, P.J. and A.H.M. van Roermund, *Switched-Capacitor Techniques For High-Accuracy Filter And ADC Design*, 2010: Springer.
202. Pactitis, S.A., *Active filters : theory and design*, 2008, Boca Raton: CRC Press. 274 p.
203. Irons, F.H., *Active filters for integrated-circuit applications*. Artech House microwave library, 2005, Boston: Artech House. xiii, 408 p.
204. Ragheb, T., et al. *Implementation models for analog-to-information conversion via random sampling*. Circuits and Systems, 2007. MWSCAS 2007. 50th Midwest Symposium, 2007.
205. Maymon, S., *Sampling and quantization for optimal reconstruction*. Thesis (Ph. D.), Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, 2011.
206. Petrocelli, R.A., et al. *Acquisition of Low Frequency Signals Immersed in Noise by Chaotic Sampling and FIR filters*. Intelligent Signal Processing. WISP. IEEE International Symposium, 2007.
207. Jason, L., et al. *Random Sampling for Analog-to-Information Conversion of Wideband Signals*. Design, Applications, Integration and Software, 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop, 2006.
208. Kan, E. and J. Aggarwal, *Randomly sampled digital filters*. Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on, 1972. 20(1): p. 52-57.
209. Lo, K.C. and A. Purvis, *A new approach for estimating spectra from randomly sampled sequences*. Circuits, Systems, and Signal Processing, 1997. 16(3): p. 375-386.
210. Carrica, D., M. Benedetti, and R. Petrocelli, *Random sampling applied to the measurement of a DC signal immersed in noise*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2001. 50(5): p. 1319-1323.
211. Texas Instruments Inc., *ADS1210 ADS1211 24-Bit Analog-to-digital converter*, Datashett, 2005: Texas Instruments.

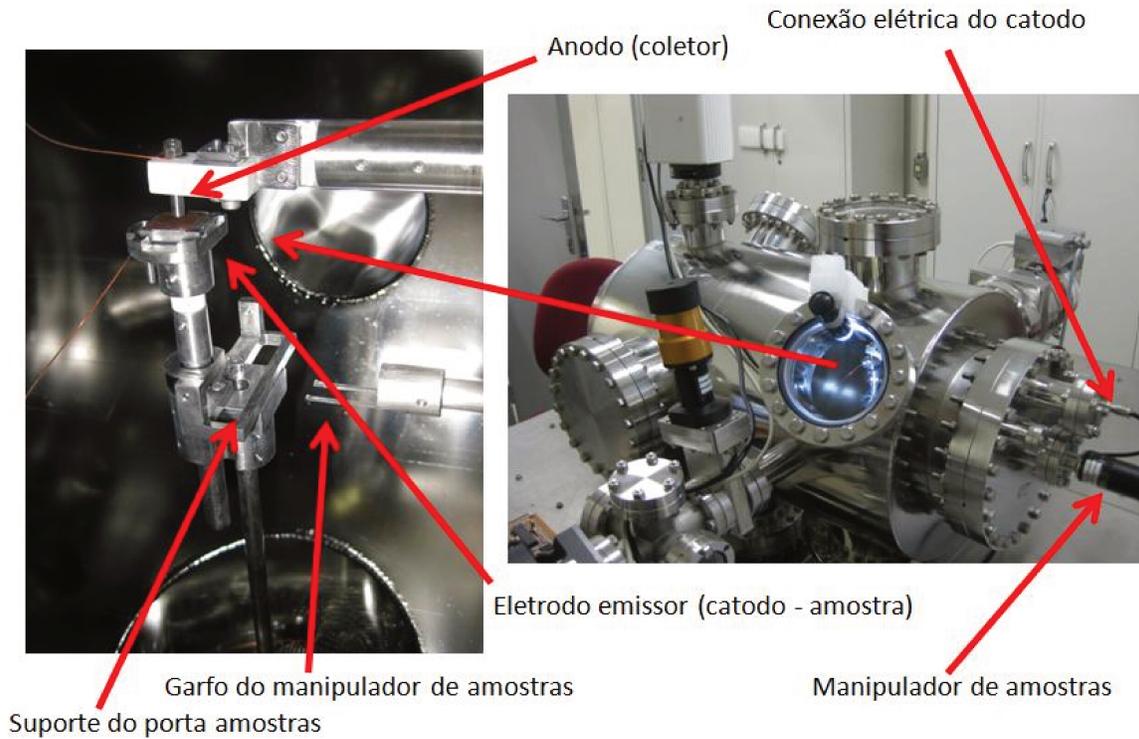
212. Janssen, E., *Look-ahead based Sigma-Delta modulation*. 1st. ed. Analog circuits and signal processing, 2011, New York: Springer.
213. Philips, K. and A.H.M.v. Roermund, *[Sigma delta] A/D conversion for signal conditioning*. International series in engineering and computer science, 2006, Dordrecht: Springer. x, 227 p.
214. Yang, H.Y. and R. Sarpeshkar, *A time-based energy-efficient analog-to-digital converter*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2005. 40(8): p. 1590-1601.
215. Owen, E.W., *An Integrating Analog-to-Digital Converter for Differential Transducers*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1979. 28(3): p. 216-220.
216. American Accurate Components Inc., *TSOP Series Ultra Precision Molded Resistor Networks* 2006.
217. Hobbs, P.C.D., *Building electro-optical system: Making it all work*. 2nd ed, 2009: Wiley.
218. Analog Devides Inc., *2.5 V/3.0 V High Precision Reference AD780*, Datasheet, 2004: Analog Devides.
219. Fairchild Semiconductor Corp., *H11L1M 6-pin dip optoisolators logic output*, Datasheet, 2003: Fairchild Semiconductor.
220. Analog Devices inc., *AD260 High Speed, Logic Isolator with Power Transformer*. 1998: Analog Devices.
221. Kuo, S.M. and D.R. Morgan, *Active noise control: a tutorial review*. Proceedings of the IEEE, 1999. 87(6): p. 943-973.
222. Philips Semiconductors Inc., *Product specification SG3524 SMPS control circuit*. 1994: Philips Semiconductors.
223. National Semiconductors Corp., *LP2950/LP2951 Series of Adjustable Micropower Voltage Regulators*, Datasheet, 2011: National Semiconductors.
224. Linear Technology, *LT1964 200mA, Low Noise, Low Dropout Negative Micropower Regulator*, Datasheet, 2001: Linear Technology.
225. Teel, J.C., *Understanding power supply ripple rejection in linear regulators*. Analog Applications Journal, 2005. Analog and Mixed-Signal Products
226. Lester, S.P.a.S., *LDO PSRR Measurement Simplified*. Linear Regulators, 2009.
227. Graeme, J.G., *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions* 1995: McGraw Hill.
228. National Instruments, *GPiB Instrument Control Tutorial*, 2009: National Instruments.
229. Tooley, M., *PC Based Instrumentation and Control* 2012: Taylor & Francis.
230. Sydenham, P.H. and R. Thorn, *Handbook of measuring system design* 2005: Wiley.
231. Dall'Agnol, F.F., et al., *Method to obtain nonuniformity information from field emission behavior*. Journal of Vacuum Science & Technology B, 2010. 28(3): p. 441-449.
232. Paulo, A.C., *Método para avaliar as propriedades de emissão de materiais nanoestruturados*. Dissertação (Mestrado em Ciência e Tecnologia de Materiais e Sensores) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2011.

233. Mammana, V.P., O.R. Monteiro, and L.R.C. Fonseca, *Approach curve method for large anode–cathode distances*. *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, 2004. 22(2): p. 715-720.
234. Veje, E., *Secondary electron emission from gold bombarded with H⁺, H₂⁺, H₃⁺, He⁺, and HeH⁺*. 1982. 194, Issues 1–3(1-3): p. 433–436.
235. Bancroft, W.H., *Design Considerations for Secondary Electron Emission Studies with a Mass Spectrometer*1956.
236. Motoyama, Y., H. Matsuzaki, and H. Murakami, *A study of the secondary electron yield & gamma; of insulator cathodes for plasma display panels*. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 2001. 48(8): p. 1568-1574.
237. Nation, J.A., et al., *Advances in cold cathode physics and technology*. *Proceedings of the IEEE*, 1999. 87(5): p. 865-889.

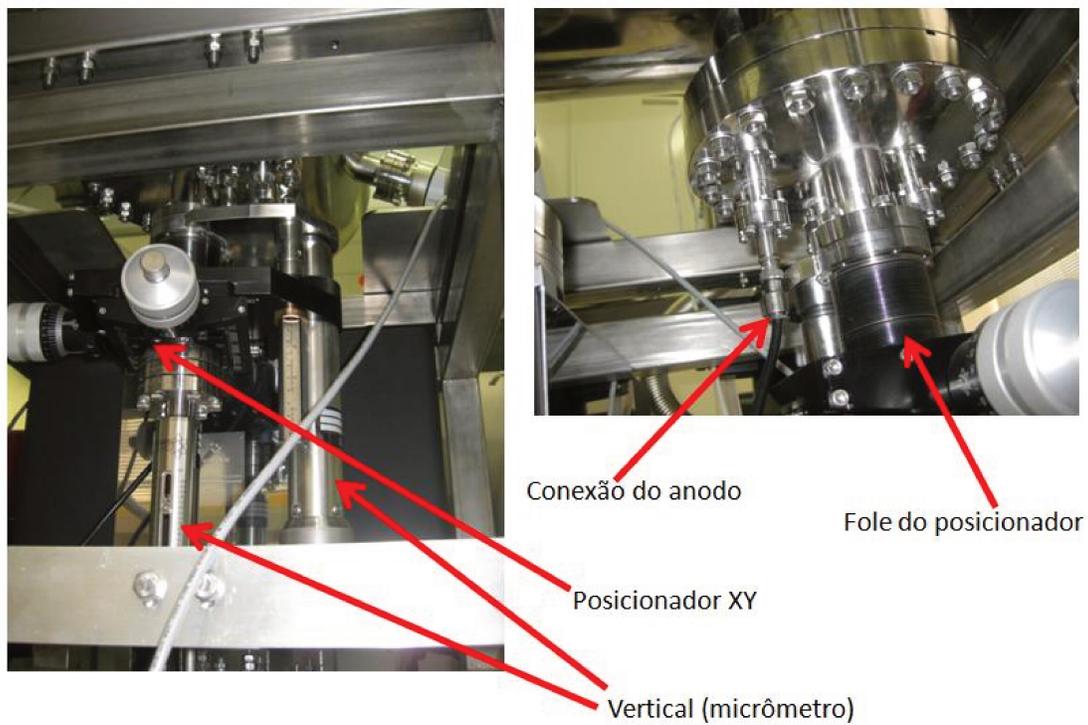
Apêndice A



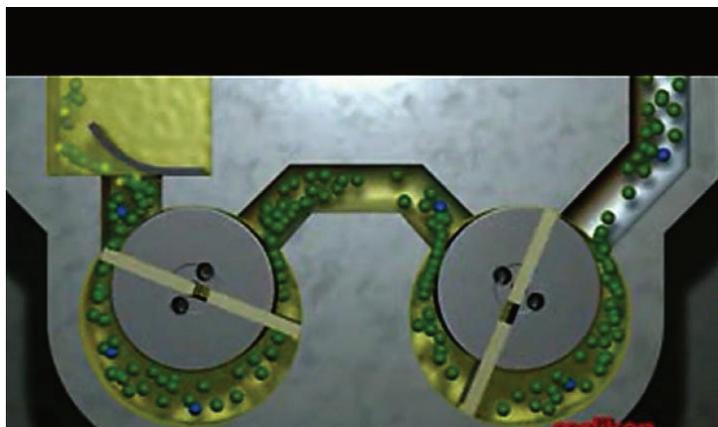
Câmara de ultra-alto vácuo e pré-câmara carregadora



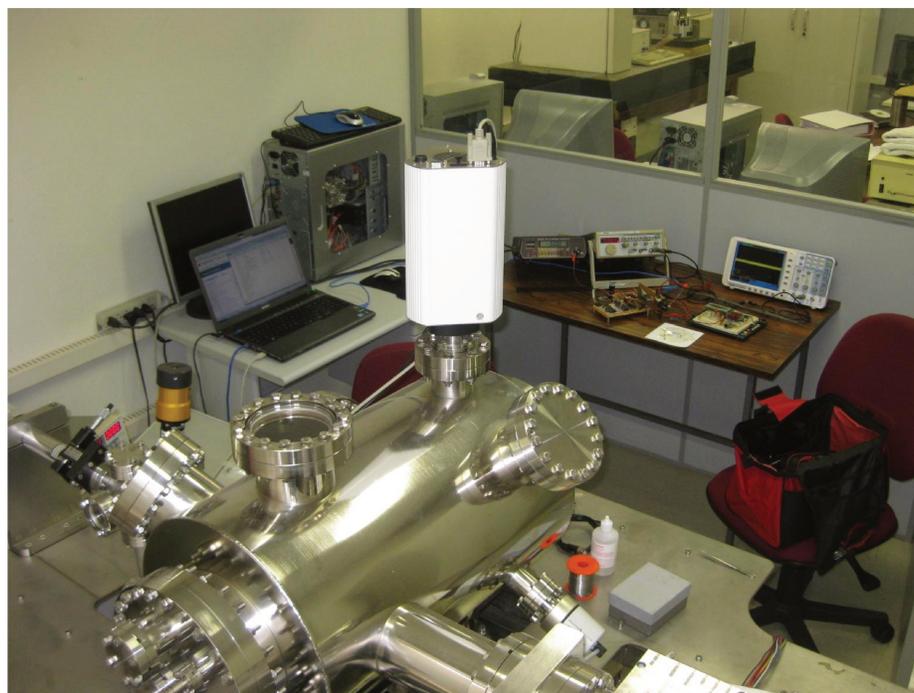
Detalhamento do porta-amostras e dos eletrodos



Posicionador do porta-amostras (vista por baixo da câmara)



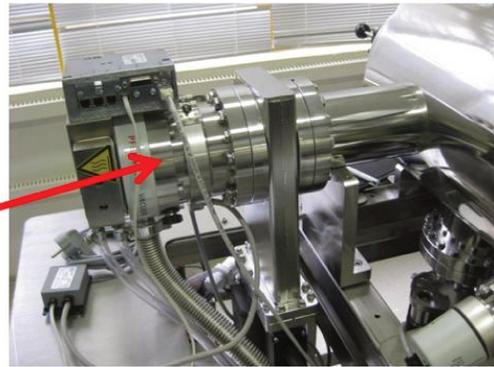
Bomba mecânica



Espectrômetro de massa



Bomba turbomolecular



Sensor de pressão tipo magnetron invertido

Fonte de alta tensão

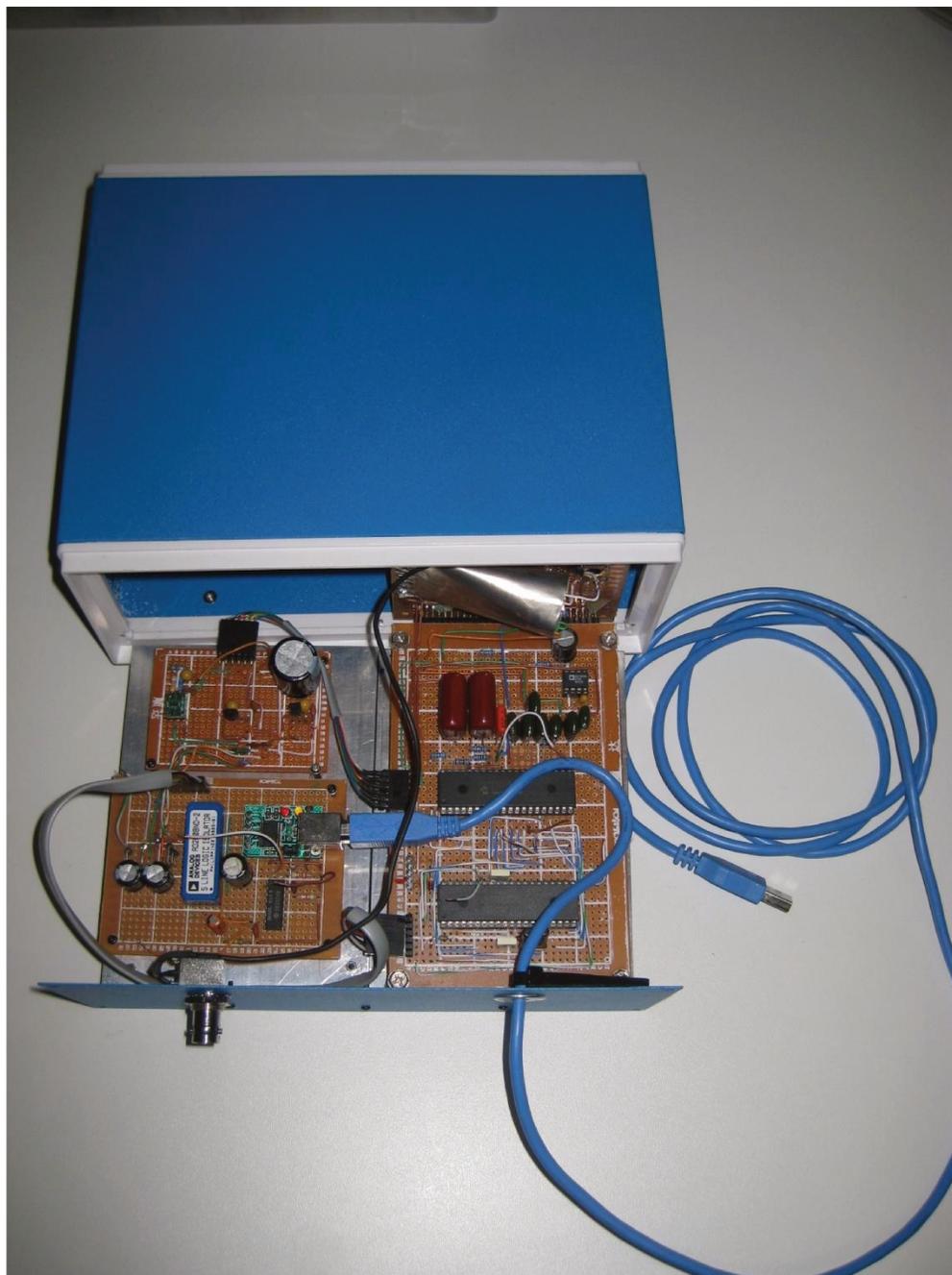


Controladores para as bombas Turbo moleculares

Controlador e IHM para a bomba iônica

IHM para os leitores de vácuo

Controladores e interfaces homem-máquina para os controladores de vácuo



Aspecto final da montagem do circuito eletrônico desenvolvido

Apêndice B

Firmware para o pic18F458 e código para o Matlab – disponíveis em formato eletrônico (solicitar ao autor).

Esquemático do circuito desenvolvido – disponível em formato DSM/Proteus (solicitar ao autor).

