

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

ESCOLA POLITÉCNICA

EDELSON DA SILVA PROCOPIO VENUTO

Fabricação e caracterização de sensores de hidrogênio e acetileno integrados com circuitos de condicionamento de sinais

SÃO PAULO

2022

EDELSON DA SILVA PROCOPIO VENUTO

Fabricação e caracterização de sensores de hidrogênio e acetileno integrados com circuitos de condicionamento de sinais

Versão corrigida

Dissertação de mestrado apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Orientador: Prof. Dr. Sebastião Gomes dos Santos
Filho

SÃO PAULO

2022

EDELSON DA SILVA PROCOPIO VENUTO

Fabricação e caracterização de sensores de hidrogênio e acetileno integrados com circuitos de condicionamento de sinais

Versão Corrigida

Dissertação de mestrado apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Orientador: Prof. Dr. Sebastião Gomes dos Santos
Filho

SÃO PAULO

2022

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 14 de Julho de 2022

Assinatura do autor: Edelson da Silva P. Venuto

Assinatura do orientador: Sebastião Gomes dos Santos Filho

Catálogo-na-publicação

Venuto, Edelson da Silva Procopio
Fabricação e caracterização de sensores de hidrogênio e acetileno integrados com circuitos de condicionamento de sinais / E. S. P. Venuto -- versão corr. -- São Paulo, 2022.
142 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Espectrômetro 2.Espectrometria de Mobilidade Iônica 3.Corrente de Ionização 4.Circuito Flyback I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao meu orientador, Prof. Dr. Sebastião Gomes do Santos Filho, pelo imenso apoio e ensinamentos concedidos durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais, Rafael e Margarida, que sempre estiveram ao meu lado, acreditaram em meu potencial e me deram o apoio e suporte necessário para seguir meus sonhos e conquistar meus objetivos.

Ao meu irmão Elder, que sempre serviu de exemplo, me apoiando e incentivando.

À minha noiva Vanessa, pela ajuda, apoio e compreensão ao longo de toda essa longa jornada.

Aos técnicos de laboratório Júlio e Nelson por todo suporte prestado durante a execução deste trabalho.

Aos companheiros do Programa CI-Brasil por compartilharem comigo momentos bons e ruins ao longo dos últimos anos.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo principal a construção e caracterização de sensores para detecção de espécies gasosas de hidrogênio e acetileno. Os hidrocarbonetos apresentam grande importância econômica, dado que eles são os principais componentes dos combustíveis de origem fóssil além de participar da composição de diversos produtos de grande importância para a sociedade, como os plásticos. O sensor de hidrogênio construído foi integrado com circuito para processamento do sinal de sensoriamento gerado. Esse microsistema implementado consistiu em tratar o sinal gerado pelo sensor, condicionar a temperatura de trabalho e fornecer informações de funcionamento em tempo real para sistemas computadorizados. Um sistema de controle automatizado empregando um microcontrolador comercial PSoC 4 (*Programmable System on Chip*) foi implementado utilizando um gerador de corrente da DAC, um amplificador operacional, um ADC e um gerador PWM além do código interno (firmware) para configurar um controlador de temperatura PI. Como sensor de temperatura, foi empregado um resistor PT100 e um elemento aquecedor com resistor de filme espesso Pt(1%Pd) serigrafado sobre um substrato de alumina. Foram fabricados quimiorresistores utilizando Pd(P) como camadas sensoras os quais foram montados sobre o elemento aquecedor. A resistência relativa dos quimiorresistores variaram na faixa de 0,7 a 1,7% para a temperatura de $(125,0 \pm 0,1) \text{ }^\circ\text{C}$ e na faixa de 1,4 to 2,9 % para a temperatura de $(135,0 \pm 0,1) \text{ }^\circ\text{C}$ quando a concentração de hidrogênio foi variada na faixa de 5 a 10000 ppm. Para detecção de acetileno, foi proposto um sistema de espectroscopia de mobilidade iônica (IMS) utilizando um circuito compacto tipo *flyback* de alta tensão acoplado a um estágio de medida de íons (câmara de ionização) para monitorar e controlar a corrente de ionização associada ao gás de arraste argônio do sistema IMS. Na validação experimental do sistema IMS proposto, foi possível controlar a corrente na câmara de ionização na faixa de $1 \mu\text{A}$ a 2mA , variando a distância entre uma agulha metálica e a grade de referência, o que resultou em uma ondulação de tensão pico-a-pico inferior a 1,5% em relação à máxima tensão *CC* obtida na faixa de 200 à 700 V. A câmara IMS foi construída em sua maior parte de teflon o qual é um material isolante e quimicamente inerte, fácil de ser trabalhado e de baixo custo. Como resultado, foi possível medir concentrações de acetileno na faixa de 4600 a 6500 ppm tendo o argônio como gás de arraste. A pressão de entrada do gás foi variada na faixa de 1,0 a $2,5 \text{ kgf/cm}^2$ e a pressão

mínima atingida na saída do sistema IMS foi de aproximadamente 10 Torr utilizando bombeamento mecânico.

Palavras-chave: Espectrômetro, espectrometria de mobilidade iônica, corrente de ionização, circuito *flyback*.

ABSTRACT

This work has as main objective the construction and characterization of sensors for the detection of gaseous species of hydrogen and acetylene. Hydrocarbons are of great economic importance, as they are the main components of fossil fuels and also participate in the composition of several products of vital importance to society, such as plastics. The hydrogen sensor was integrated with a microsystem for processing its generated signal. This microsystem was also designed to control the sensor working temperature and provide real-time operating information for computerized systems. The microsystem was implemented by means of a programmable System on a Chip (PSoC4). The control circuit designed in the PSoC was implemented with a DAC current generator, an operational amplifier, an ADC, and a PWM generator, besides a firmware code to configure a PI temperature control. As a sensing temperature device, it was used a PT100 resistor, and the heater element was a thick-film resistor of Pt(1%Pd) serigraphed on an alumina substrate plate. It was fabricated chemioresistors using Pd(P) sensing layers mounted on the heater. The relative resistance of the chemioresistors varied in the range of 0.7 to 1.7 % for a temperature of $(125.0 \pm 0.1) ^\circ\text{C}$ and, in the range of 1.4 to 2.9 %, for a temperature of $(135.0 \pm 0.1) ^\circ\text{C}$ by varying the hydrogen concentration in the range of 5 to 10000 ppm, respectively. For acetylene detection, it was proposed an ionic mobility spectroscopy (IMS) system using a compact and versatile *flyback* circuit coupled to a ion measuring stage (ionization chamber) to monitor the ionization current in order to control and to monitor the ionization current associated to the argon of the IMS system. For the experimental validation of the proposed IMS system, it was possible to control the electrical current in the ionization chamber in the range of $1\mu\text{A}$ to 2mA by varying the distance between a metallic needle and a ground plane, having as a result a peak-to-peak voltage ondulation below 1.5% relative to the maximum DC output voltage, which was controlled in the range of 200 to 700V. The IMS chamber was manufactured using teflon as his main material, which is a good quality and inert insulator of easy manufacturability and low cost. As a result, acetylene concentrations in the range of 4600 to 6500 ppm were measured having argon as carrier gas. The input gas pressure was varied in the range of 1,0 to 2,5 kgf/cm^2 and the gas output pressure reached by the vaccum system of the IMS system was approximately 10 Torr.

Keywords: Spectrometer, ion mobility spectrometry, ionization current, flyback circuit.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1: Sensores de gás comerciais.....	21
Figura 1-2: Malha de controle de processos industriais típica.	27
Figura 1-3: Padronização da interface digital utilizando múltiplos sensores inteligentes.....	28
Figura 1-4: Elementos básicos em um sensor inteligente.....	29
Figura 1-5: Sensor inteligente formado pelo componente sensor junto com circuitos de condicionamento e aquisição de dados em um único CI MicroConverter.	29
Figura 1-6: Pressão parcial em função da temperatura.....	32
Figura 2-1 (a) Sistema para medição de gases por meio da câmara de ionização; (b) Célula de medição representando a detecção de espécies iônicas com mobilidades distintas.	37
Figura 2-2: Esquema geral do detector IMS.....	38
Figura 3-1: Diagrama de blocos de uma MCU típica.....	41
Figura 3-2: Diagrama de blocos do PSoC.	41
Figura 3-3: PWM controlando dois LEDs.....	42
Figura 3-4: Janela de configuração do PWM.	43
Figura 3-5: Esquema de medição baseado em dois fios.....	45
Figura 3-6: Esquema de medição baseado em quatro pontas.	46
Figura 3-7: Esquema para a medição do R_{RTD} com o auxílio do PSoC 4.	47
Figura 3-8: Sistema de controle PI.	50
Figura 3-9: Sistema de controle completo.....	51
Figura 3-10: Circuito para a medição de temperatura com o PT100 e ajuste do <i>duty cycle</i>	52
Figura 3-11: Detalhes da montagem do sensor de gás montado sobre o aquecedor.	53
Figura 3-12: Detalhes das dimensões do aquecedor (a) e temperatura do aquecedor em função da potência aplicada (b).....	54
Figura 3-13: Sensor de hidrogênio.	55
Figura 3-14: Espectro de massa do acetileno.	59
Figura 3-15: Diagrama do arranjo experimental para a detecção de acetileno.....	60
Figura 3-16: Número de partículas por unidade de volume em função da pressão.....	62
Figura 3-17: Constante de mobilidade dos íons estudados em função da pressão da câmara de análise.	63
Figura 3-18: Velocidade vertical dos íons em função do campo elétrico, pressão da câmara igual a $1,01 \times 10^{-3}$ Mpa (7,6 Torr).....	64

Figura 3-19: Velocidade vertical dos íons em função do campo elétrico, pressão da câmara igual a $1,01 \times 10^{-2}$ Mpa (76 Torr).....	65
Figura 3-20: Velocidade vertical dos íons em função do campo elétrico, pressão da câmara igual a 0,101 Mpa (760 Torr).	65
Figura 3-21: Trajetória de dois íons distintos em função de sua mobilidade.	67
Figura 3-22: Conversor <i>flyback</i>	69
Figura 3-23: Diagrama temporal do conversor <i>flyback</i> operando em modo descontínuo.	70
Figura 3-24: Diagrama temporal comparando as correntes nos modos de operação contínuo e descontínuo do conversor <i>flyback</i>	71
Figura 3-25: Gerador de alta tensão, circuito completo.	72
Figura 4-1: Temperatura em função do tempo (a) e <i>duty cycle</i> em função do tempo (b).	77
Figura 4-2: Controle de temperatura para o <i>set-point</i> de 130 °C.	78
Figura 4-3: Controle de temperatura para o <i>set-point</i> de 140 °C.	78
Figura 4-4: Controle de temperatura para o <i>set-point</i> de 150 °C.	79
Figura 4-5 Resistência relativa como função da concentração de hidrogênio para as temperaturas de (125.0 ± 0.1) °C e (135.0 ± 0.1) °C, respectivamente.	80
Figura 4-6: (a) Tensão sobre o dreno do transistor M_1 ; (b) Diferença de tensão sobre o primário do transformador <i>flyback</i>	82
Figura 4-7: (a) Tensão de saída no transformador <i>flyback</i> ; (b) Tensão de saída retificada.	83
Figura 4-8: Tensão de saída após a filtragem da tensão retificada.	83
Figura 4-9: (a) entradas do amplificador de erro, tensão de referência em vermelho e tensão reduzida em preto; (b) tensão de saída do amplificador de erro.....	84
Figura 4-10: (a) Sinais de entrada do comparador; (b) saída correspondente do mesmo circuito.	85
Figura 4-11: Tensão de saída em função da tensão de controle aplicada ao amplificador de erro.....	86
Figura 4-12: Correntes no enrolamento primário e secundário do transformador <i>flyback</i>	87
Figura 4-13: Tensão CC de saída em função da tensão CC de entrada.	89
Figura 4-14: Representação 3D dos eletrodos no SIMION 8.1.	90
Figura 4-15: Janela para a configuração do potencial elétrico de cada eletrodo.	90
Figura 4-16: Pressão de trabalho 7,6 Torr, tensão da agulha 400 V.....	91
Figura 4-17: Pressão de trabalho 7,6 Torr, tensão da agulha 800 V.....	92
Figura 4-18: Pressão de trabalho 7,6 Torr, tensão da agulha 1200 V.....	92

Figura 4-19: Pressão de trabalho 76 Torr, tensão da agulha 400 V.....	93
Figura 4-20: Pressão de trabalho 76 Torr, tensão da agulha 800 V.....	93
Figura 4-21: Pressão de trabalho 76 Torr, tensão da agulha 1200 V.....	94
Figura 4-22: Pressão de trabalho 760 Torr, tensão na agulha 400 V.....	94
Figura 4-23: Pressão de trabalho 760 Torr, tensão na agulha 800 V.....	95
Figura 4-24: Pressão de trabalho 760 Torr, tensão na agulha 1200 V.....	95
Figura 4-25: Ilustração externa da câmara IMS.	99
Figura 4-26: Ilustração em corte da câmara IMS.	100
Figura 4-27: Detalhe da fixação do eletrodo de cobre no corpo da câmara IMS	101
Figura 4-28: Detalhe da conexão de alta tensão no sistema de vácuo.....	102
Figura 4-29: Corrente de ionização em função da tensão aplicada na agulha para a pressão de entrada de 1,0 kgf/cm ²	105
Figura 4-30: Corrente de ionização em função da tensão aplicada na agulha para a pressão de entrada de 1,5 kgf/cm ²	106
Figura 4-31: Corrente de ionização em função da tensão aplicada na agulha para a pressão de entrada de 2,5 kgf/cm ²	107
Figura 4-32: Corrente de ionização na grade em função do fluxo de acetileno.	108
Figura 4-33: Corrente no eletrodo radial em função do eletrodo central para ionização de 1 mA.	111
Figura 4-34: Corrente no eletrodo radial em função do eletrodo central para ionização de 100 µA.	111

LISTA DE TABELAS

Tabela 1-1: Classificação dos sensores de gás sugerida em 1991 pela divisão de química analítica da União Internacional de Química Pura e Aplicada (IUPAC).	21
Tabela 3-1: Velocidade horizontal dos íons em função do potencial aplicado entre a agulha e a grade.....	66
Tabela 3-2: Valores e/ou características dos componentes representados no circuito da Figura 3-25.....	73
Tabela 4-1: Resumo dos resultados obtidos para diferentes valores de <i>set-point</i>	79
Tabela 4-2: Características elétricas do transformador.	88

LISTA DE SIGLAS

ADC	Conversor analógico para digital (do inglês <i>Analog-to-Digital Converter</i>)
Au	Ouro
CC	Corrente Contínua
CDS	<i>Correlated Double Sampling</i>
CE	Contra eletrodo (do inglês <i>Counter Electrode</i>)
CI	Circuito Integrado
cgs	centímetro, grama e segundo
CNTP	Condições Normais de Temperatura e Pressão
CO	monóxido de carbono
CPU	<i>Central Process Unit</i>
CRT	Tubo de raios catódicos (do inglês <i>Cathodic Ray Tube</i>)
C ₂ H ₂	Acetileno
D	Derivativo
DAC	Conversor digital para analógico (do inglês <i>Digital-to-Analog Converter</i>)
DC	Corrente contínua
DPV	Voltametria por pulso diferencial (do inglês <i>Differential Pulse Voltammetry</i>)
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
E _{ref}	Potencial no eletrodo de referência
EW	Potencial no eletrodo de trabalho
FET	Field Effect Transistor
GSIDE	Grupo de Superfícies, Interfaces e Deposição Eletroquímica
H	Henry (unidade do Sistema Internacional de Unidades de indutância)
H ⁰	Hidrogênio atômico em estado de oxidação zero
H ₂	Molécula de hidrogênio
IMS	Ion Mobility Spectrometry
IOT	<i>Internet of Things</i>
IUPAC	<i>International Union of Pure and Applied Chemistry</i>
LED	Diodo emissor de luz (do inglês <i>Light Emitting Diode</i>)
LSI	Laboratório de Sistemas Integráveis
MCU	Unidade Microcontroladora (<i>Microcontroller Unit</i>)
MOS	Metal Óxido Semicondutor
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>

MUX	Multiplexador
NO	Óxido de Nitrogênio
NO ₂	Dióxido de Nitrogênio
Pd(P)	Paládio dopado com Fósforo
Pd ²⁺	Cátion 2+ de paládio
PGA	Amplificador de ganho programável (do inglês <i>Programmable Gain Amplifier</i>)
PI	Proporcional Integrativo
PID	Proporcional Integrativo Derivativo
PT	Sensor de temperatura baseado em platina
PT100	Sensor resistivo de temperatura cuja resistência em 0 °C é igual a 100 Ω
PT500	Sensor resistivo de temperatura cuja resistência em 0 °C é igual a 500 Ω
PT1000	Sensor resistivo de temperatura cuja resistência em 0 °C é igual a 1000 Ω
PSoC	<i>Programmable system on chip</i>
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>)
RE	Eletrodo de referência (do inglês <i>Reference Electrode</i>)
RTD	Detector de temperatura por resistência (do inglês <i>Resistance Temperature Detector</i>)
SHE	Eletrodo padrão de hidrogênio (do inglês <i>Standard Hydrogen Electrode</i>)
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
WE	Eletrodo de trabalho (do inglês <i>Working Electrode</i>)
2D	Duas dimensões
3D	Três dimensões

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Coeficiente de Callendar-Van Dusen
B	Coeficiente de Callendar-Van Dusen
C	Coeficiente de Callendar-Van Dusen
°C	Graus Celsius
D	Coeficiente de difusão
d_{ion}	Diâmetro atômico
I_{SOURCE}	Fonte de corrente para determinar o valor de RTD
E	Campo elétrico
e	Carga do elétron
e(t)	Erro em função do tempo
IP	Corrente no primário do transformador
IS	Corrente no secundário do transformador
K	Constante de mobilidade
K	Kelvin
k	Erro de ganho do ADC
k	Constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$)
k_i	Coeficiente integrativo do controle PI
k_p	Coeficiente proporcional do controle PI
L	Indutância
M	Massa molecular do gás de arraste
m	Massa do íon
mA	miliampere
mr	Massa reduzida
N	Densidade de moléculas em um metro cúbico do gás de arraste
n	Número de mols da amostra gasosa
n_a	Número de Avogadro ($6,022 \times 10^{23}$)
nm	nanômetro
P	Pressão
PSI	<i>Pound per square inch</i>
q	Carga do íon

R	Constante universal dos gases ideais (8,314 J.K.mol ⁻¹)
r_A	Raio da molécula do átomo A
r_B	Raio da molécula do átomo B
R_{REF}	Resistência do resistor de referência
R_{RTD}	Resistência do resistor RTD
R_T	Resistência do sensor RTD
R_0	Resistência do sensor RTD em 0 °C
R_{W1}	Resistência parasita 1
R_{W2}	Resistência parasita 2
R_{W3}	Resistência parasita 3
R_{W4}	Resistência parasita 4
V	Volts
V	Volume
v_e	Velocidade transversal do íon dentro da célula
$V_{control}$	Tensão de controle
V_{error}	Tensão de erro
V_{out}	Tensão de saída
V_{REF}	Queda de tensão sobre o resistor de referência
V_{RTD}	Queda de tensão sobre o resistor RTD
V_0	Offset do ADC
T	Temperatura
TDT	Dead Time
TF	Fall Time
T_{ON}	On Time
$u.m.a$	Unidade de massa atômico
$u(t)$	Resposta do controle PI em função do tempo
η	Densidade de gás do sistema
λ	Livre caminho médio
π	Pi (3,14159...)
τ	Tempo característico entre as colisões
Ω	Ohm
$\Omega/^\circ C$	Ohm por grau Celsius

SUMÁRIO

RESUMO.....	4
ABSTRACT.....	6
LISTA DE FIGURAS	7
LISTA DE TABELAS.....	10
LISTA DE SIGLAS.....	11
LISTA DE SÍMBOLOS	13
SUMÁRIO	15
1 INTRODUÇÃO	18
1.1 Tecnologia dos sensores.....	18
1.2 O papel dos sensores de gás na agricultura, industria e no controle ambiental.....	19
1.3 Classificação dos sensores de gás.....	20
1.4 Importância do condicionamento de sinal em sistemas de medição	25
1.5 Hidrogênio e Acetileno.....	30
1.5.1 Formação hidrogênio e hidrocarbonetos (acetileno) em óleo de transformadores	
31	
1.6 OBJETIVOS	34
1.7 CONTEÚDO DO TRABALHO	35
2 CONCEITOS GERAIS	36
2.1 Sistema de medida de hidrocarbonetos utilizando a câmara de ionização	
36	
2.2 Sensoriamento do Hidrogênio a partir de filmes de Paládio	38

3	MATERIAIS E MÉTODOS	40
3.1	<i>Programmable System-on-Chip 4 (PSoC 4)</i>	40
3.2	Controle de temperatura com o sistema de controle PI	43
3.2.1	Medição da Resistência RTD	45
3.2.2	Circuito de Potência e Aquecedor	52
3.3	Sistema de medida do Acetileno utilizando Espectroscopia por Mobilidade de Íons.....	55
3.4	Proposta de uma Câmara de Ionização acoplada a um Conversor <i>Flyback</i> 68	
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	76
4.1	Resultados obtidos com o controlador de temperatura.....	76
4.2	Controle de temperatura em sensor de hidrogênio.....	80
4.3	Resultados obtidos com o conversor <i>flyback</i> acoplado à uma câmara de ionização.....	81
4.4	Deteção de Acetileno através da técnica IMS	89
4.4.1	Simulação do Sistema IMS para a deteção do acetileno	90
4.4.2	Construção do Sistema IMS e deteção do acetileno	96
4.4.3	Resultados da Corrente de ionização com a inserção do Acetileno junto com o gás de arraste no sistema IMS	103
4.4.4	Corrente de Ionização no Eletrodo Radial.....	109
5	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS.....	113
5.1	Conclusões.....	113
5.2	Perspectivas Futuras.....	116
6	TRABALHOS PUBLICADOS	117
7	REFERÊNCIAS	118

APÊNDICE A – CÓDIGO DESENVOLVIDO NO PSOC-4 PARA O CONTROLE DE TEMPERATURA	122
APENDICE B DESENHOS MECÂNICOS DA CAIXA DO IONIZADOR – PROJETO INTERMEDIÁRIO PARA TESTE DA CÂMARA DE IONIZAÇÃO	125
APENDICE C – DESENHOS MECÂNICOS DA CÂMARA IMS PROJETADA PARA DETECÇÃO DE ACETILENO	131

1 INTRODUÇÃO

1.1 Tecnologia dos sensores

Sensores podem ser definidos como dispositivos que convertem os sinais físicos em sinais elétricos. Assim, os sensores se encontram na fronteira entre o mundo físico e o mundo dos dispositivos elétricos, tal como os computadores e os microcontroladores (WILSON). A outra via dessa interface é representada pelos atuadores, cujo papel é converter os sinais elétricos em sinais físicos.

Nos últimos anos a indústria eletrônica conseguiu aumentar enormemente sua capacidade de processamento de informação. O principal exemplo desse desenvolvimento é o computador. Soma-se a esse cenário a disponibilização no mercado de uma enorme quantidade de microprocessadores/microcontroladores cuja adição tem sido preponderante no desenvolvimento de vários produtos, desde carros até brinquedos.

Todos esses microprocessadores/microcontroladores necessitam de informações elétricas do mundo externo para operar corretamente e é nesse sentido que o papel exercido pelos sensores adquire maior importância (WILSON). Assim, com a disponibilização de mais microprocessadores/microcontroladores e sistemas de controle, cresce também a demanda por mais sensores na mais variada gama de produtos.

Não é à toa que a primeira década do século XXI foi denominada de “década dos sensores”, caracterizada por um dramático aumento na pesquisa e desenvolvimento de sensores e suas aplicações. A área de sensores tem capacidade de proporcionar uma revolução similar a dos computadores na década de 80 (WILSON). Nos automóveis, por exemplo, a necessidade de sensoriamento tem crescido a passos largos, com a utilização de sensores nas mais variadas aplicações, desde a chamada situações envolvendo conforto até o controle e gerenciamento de motores. Avanços gigantescos foram

realizados na tecnologia dos sensores e tem-se pela frente um horizonte tão ou mais rico de possibilidades.

1.2 O papel dos sensores de gás na agricultura, indústria e no controle ambiental

Os sensores de gás desempenham importante papel nos processos tecnológicos atuais já que são responsáveis por controlar e/ou analisar as espécies químicas presentes no ambiente. Esse monitoramento torna-se ainda mais crítico quando se trata de substâncias perigosas, particularmente, os gases tóxicos e inflamáveis. Vazamentos dessas substâncias podem colocar em risco toda uma planta industrial, os habitantes que residem em volta dela além de todo o ecossistema da região. Dado esse cenário, é natural pensar que a prevenção está na ordem do dia e os sensores de gás tem uma importância vital na vigilância contra os acidentes.

Além de servirem como instrumento de segurança, sensores de gás tem notória utilização nos processos tecnológicos atuais, principalmente quando se trata do controle da quantidade de gás presente em determinado processo de fabricação. Dependendo da área ou do processo em questão, a medição com precisão da concentração de gás no ambiente é fator preponderante para a obtenção de um produto de qualidade.

No setor agrícola, os sensores de gás também estão presentes em diversas fases da produção de alimentos, por exemplo, no diagnóstico de doenças em plantas e animais; detecção de contaminantes e patógenos em produtos lácteos, carnes e entre outros tipos de alimentos; e no controle de qualidade de frutas e vegetais. (G. KOROTCENKOV)

A utilização de sensores de gás no monitoramento da poluição causada pela indústria e por veículos que utilizam combustíveis fósseis exerce um papel importante na melhoria da qualidade de vida da população, pois tais dispositivos acabam se

tornando instrumentos de controle para as autoridades competentes no combate aos equipamentos e/ou automóveis que acabam poluindo mais do que o permitido por lei. No caso dos automóveis, os principais agentes poluidores da atmosfera são o óxido de nitrogênio, NO_x (NO e NO₂), e o monóxido de carbono (CO). Sensores de NO_x e CO podem proporcionar um melhor controle da combustão permitindo conseqüentemente a redução nos níveis de emissão tóxica.

O sensoriamento de gases também é vastamente utilizado nas seguintes áreas: indústrias químicas e petroquímicas; pesquisa científica; acompanhamento do meio ambiente; instituições médicas; processamento de alimentos e bebidas; microeletrônica, incluindo a produção de semicondutores e telecomunicações; agricultura; indústrias navais e aeroespaciais; geração de energia etc. (G. KOROTCENKOV)

1.3 Classificação dos sensores de gás

Atualmente existe uma enorme diversidade de dispositivos utilizados para o sensoriamento de gás. Esses dispositivos podem operar com base nos mais diversos princípios físicos e em atmosferas muito adversas, conseqüentemente, os dispositivos adquirem as mais variadas formas, tanto para suportar as condições do ambiente em que são utilizados como para permitir o correto funcionamento do sistema de detecção. A Figura 1-1 mostra alguns formatos de sensores de gás existentes no mercado da empresa de origem japonesa Fígaro. Para a classificação do sensor de gás podem ser utilizadas diversas denominações, por exemplo, levando em conta os mecanismos de transdução, que transformam a variação da concentração de gás no ambiente em outro tipo de variável física. É possível distinguir seis categorias de sensores, são elas: sensores elétricos, sensores de sensibilidade de massa, sensores magnéticos, sensores ópticos, sensores térmicos e sensores eletroquímicos. A Tabela 1-1 apresenta o resumo do tipo de sensor e alguns dos princípios físicos de operação que podem ser empregados.



Figura 1-1: Sensores de gás comerciais.

Fonte: Figaro <http://www.figarosensor.com/>

Tabela 1-1: Classificação dos sensores de gás sugerida em 1991 pela divisão de química analítica da União Internacional de Química Pura e Aplicada (IUPAC).

Classificação do sensor de gás	Princípio de operação
Elétrico	Condutividade por óxido metálico Condutividade orgânica Condutividade eletrolítica Condutividade de heterojunção (diodo Schottky, FET, MOSFET) Função trabalho Permissividade elétrica
Sensibilidade a massa	Micro balanças de cristais de quartzo Propagação de ondas acústicas na superfície Micro alavanca (Cantilever)
Magnético	Mudanças nas propriedades paramagnéticas do gás
Óptico	Absorbância Reflectância Luminescência

Continua na próxima página.

	Índice de refração Efeito óptico térmico Espalhamento de luz (Raman etc.)
Térmico	Termoelétrico Piroelétrico Condutividade térmica
Eletroquímico	Voltametria (incluindo amperometria) Potenciometria Transistor de efeito de campo sensibilizado quimicamente Potenciometria com eletrodos sólidos

Fonte: (HULANICKI, STANISLAW e INGMAN)

Sensores de gás que tem como princípio de operação a transdução da concentração de gás no ambiente em alterações nas características elétricas do sensor, esses dispositivos em geral operam com base na interação de uma superfície sensível ao gás de interesse. Liu et al. apresentaram um sensor de amônia cujo o método de detecção consiste na variação da resistência em função da concentração de amônia no ambiente. Quando o filme sensível à amônia (polianilina) entra em contato com esse gás ocorre a acumulação de lacunas sobre o mesmo. Essa acumulação de lacunas acaba por alterar, por exemplo, o valor de um resistor coberto pelo filme de polianilina. Um circuito de *readout* presente no próprio sistema de sensoriamento é o responsável por converter essa variação de resistência em um sinal de tensão.

Sensores sensíveis à massa têm a capacidade de converter as alterações mecânicas de uma camada sensível ao gás analisado, por exemplo, em mudanças na frequência de oscilação de estruturas ressonantes ou em deflexões em estruturas micromecânicas. Battiston et al., para esse tipo de aplicação, reportou um sensor químico formado por uma matriz de oito microalavancas (*cantilevers*). Durante a exposição das mesmas ao vapor do composto a ser analisado, as moléculas do vapor presentes no ambiente difundem-se através de um material polimérico que cobre as microalavancas, de modo a aumentar sua massa. Essa alteração de massa resulta na alteração nas características

oscilatórias as quais são lidas pelos instrumentos de controle que irão correlacionar a frequência de oscilação das microalavancas com a concentração de gás no ambiente.

Sensores de gás magnéticos baseiam-se nas alterações das propriedades paramagnéticas do gás que está sendo analisado. Por ter maior susceptibilidade magnética do que outros tipos comuns de gases, os sensores magnéticos de oxigênio tornaram-se muito mais comuns. Em geral, sensores paramagnéticos de oxigênio são compostos por um contêiner cilíndrico com um haltere de vidro em seu interior. O haltere é preenchido por um gás inerte e suspenso por um fio de platina sendo que esse fio está sujeito a um campo magnético não uniforme. Como o haltere está suspenso pelo fio de platina não há restrições quanto ao seu movimento. No momento em que o oxigênio passa pelo contêiner ele é atraído pelo alto campo magnético, dado que sua susceptibilidade magnética é alta. Essa atração do oxigênio faz o haltere rotacionar e um sistema óptico de precisão mede o grau de rotação do haltere. O grau de rotação é diretamente proporcional à pressão parcial de oxigênio (G. KOROTCENKOV).

Sensores ópticos de gás transformam a concentração do gás analisado em mudanças em grandezas ópticas. Mais especificamente, os sensores ópticos são capazes de detectar mudanças na radiação visível ou invisível durante a interação dessas ondas eletromagnéticas com a espécie analisada. Em geral, sensores ópticos de gás utilizam: uma fonte de luz, um seletor de comprimento de onda, um elemento de reconhecimento para identificação e interação com o alvo, um elemento transdutor para converter o sinal captado em sinal detectável, e por fim uma unidade de processamento para converter a alteração óptica do sinal em uma leitura da concentração de gás.

Sensores de gás que funcionam com base em efeitos térmicos geralmente convertem mudanças na temperatura causadas devido às reações químicas com outros gases em variações de sinais elétricos. Segundo (G. KOROTCENKOV) os sensores do tipo “*pellistor*” são os mais conhecidos e utilizados. Seu funcionamento baseia-se na passagem de corrente em um fio de platina que se encontra enrolado sobre uma camada catalisadora. Devido a passagem de corrente, todo o conjunto é aquecido. Na passagem de gases ou vapores inflamáveis a camada catalisadora permite que ocorram reações de

oxidação, similarmente ao que ocorreria na combustão. Assim como na combustão, a reação do gás com a camada catalisadora aumenta a temperatura do conjunto; esse aumento na temperatura causa alterações na resistência elétrica do fio de platina as quais servem como parâmetro representativo das variações de concentração de gás.

Sensores eletroquímicos baseiam-se na detecção das espécies eletroativas em reações de transferência de carga de um sólido ou líquido para um eletrodo, ou ao contrário. Sensores eletroquímicos de gás operam com base no mesmo princípio, a única diferença é o estado da matéria analisado. Nesse tipo de dispositivo, ocorre uma reação do eletrodo com a espécie gasosa monitorada de modo a produzir uma corrente elétrica diretamente proporcional a concentração de gás no ambiente. Uma das vantagens operacionais dos sensores eletroquímicos de gás é a fraca dependência da medida com a pressão do ambiente. Em contrapartida, este tipo de sensor costuma apresentar uma alta sensibilidade com a temperatura.

Tais dispositivos são células eletroquímicas que podem contar com dois ou três eletrodos em equilíbrio (quando não há a passagem de corrente elétrica pelos eletrodos). Na situação de equilíbrio, é possível operar somente com dois eletrodos, um eletrodo de trabalho seletivo da espécie que se deseja medir e um eletrodo de referência. A medida pode ser feita pela diferença de potencial entre os dois eletrodos onde o potencial do eletrodo de referência é constante e o potencial do eletrodo de trabalho pode apresentar um potencial que varia logarithmicamente com a atividade das espécies em solução (BRETT e BRETT).

Na situação fora do equilíbrio, ocorre a passagem de corrente entre os eletrodos. No passado, o eletrodo de referência tinha a dupla função de conduzir corrente e atuar como referência do sistema, porém, isso acabava deixando o sistema de medição instável, pois com a passagem de corrente a atividade das espécies iônicas podia variar na vizinhança do eletrodo de referência o que acabava provocando variações no potencial de referência (BRETT e BRETT).

Os sistemas atuais contêm três eletrodos, conseqüentemente, acabam tendo maior estabilidade eletroquímica. Os três eletrodos de uma célula eletroquímica são chamados de: eletrodo de trabalho (WE), eletrodo de referência (RE) e contra eletrodo (CE). O WE é responsável por otimizar a oxidação (ou redução) do gás e gerar um fluxo de corrente diretamente proporcional à concentração da espécie analisada. A função do RE é atuar, como o próprio nome diz, como um potencial de referência do sistema eletroquímico, de modo que seja possível medir uma diferença de potencial durante o consumo de corrente no WE.

1.4 Importância do condicionamento de sinal em sistemas de medição

Em geral, sensores não operam de maneira isolada. Eles costumam fazer parte de sistemas que agregam circuitos de condicionamento de sinal e circuitos capazes de processar o sinal pré-condicionado, seja na forma de processamento digital ou analógico (WILSON). O sistema formado por todos esses componentes pode ser por exemplo: um sistema de medição, um sistema de aquisição de dados ou um sistema para controle de processos.

A necessidade de circuitos auxiliares ao sensor advém do fato de que a excursão de sinal da maioria dos sensores costumam ser tensões, correntes ou variações de resistências muito pequenas. Logo, os sinais gerados pelos sensores devem ser condicionados apropriadamente antes de qualquer processamento, seja ele analógico ou digital (WILSON). Dependendo da necessidade da aplicação escolhida para um dado sensor, diversas formas distintas de condicionamento podem ser aplicadas. Os circuitos de condicionamento podem ser empregados para amplificação, mudança de nível do sinal, isolamento galvânica, transformação de impedância, linearização e filtragem (WILSON). Independentemente da forma de condicionamento do sinal, a performance será limitada pelas características elétricas de saída do sensor empregado.

Os altos níveis de integração que podem ser alcançados pelos CIs (circuitos integrados) atualmente exercem um importante papel no condicionamento de sinais, seja ele analógico ou digital. ADCs (*analog-to-digital converters*) projetados especificamente para aplicações de medição podem ser integrados com PGAs (*programmable gain amplifiers*) e outros circuitos úteis, por exemplo, fontes de corrente para alimentação de RTDs (*resistance temperature detectors*).

A maioria dos sensores apresentam uma saída não linear como resposta ao estímulo a eles aplicado. Para alcançar uma medição que seja fiel à variável que está sendo monitorada, a característica de transdução do sensor empregado além de ser bem conhecida, pode precisar ser linearizada dependendo da aplicação. Uma vantagem que advém da utilização dos ADCs é que após a conversão do sinal para o domínio digital, a linearização pode ser feita com o auxílio de programas de computador, de modo a eliminar a necessidade de calibração manual do sensor quando se trata de circuitos puramente analógicos.

A Figura 1-2 exemplifica a utilização de um sensor em um sistema de controle de temperatura de processo. A leitura do sensor é condicionada e então convertida para o domínio digital por meio de um ADC. O computador ou microcontrolador determina se a temperatura está abaixo ou acima do nível requerido. Com base na diferença entre o valor obtido pelo sensor e o valor programado para o processo, é gerado um sinal de acionamento para o sistema de controle. A resposta obtida, por sua vez, é então convertida para o domínio analógico por meio de um DAC (*digital-to-analog converter*). O sinal na saída do DAC será inicialmente condicionado de modo a comandar o aquecedor para que ele se ajuste e mantenha a temperatura em que ocorre o processo a mais próxima possível do valor desejado.

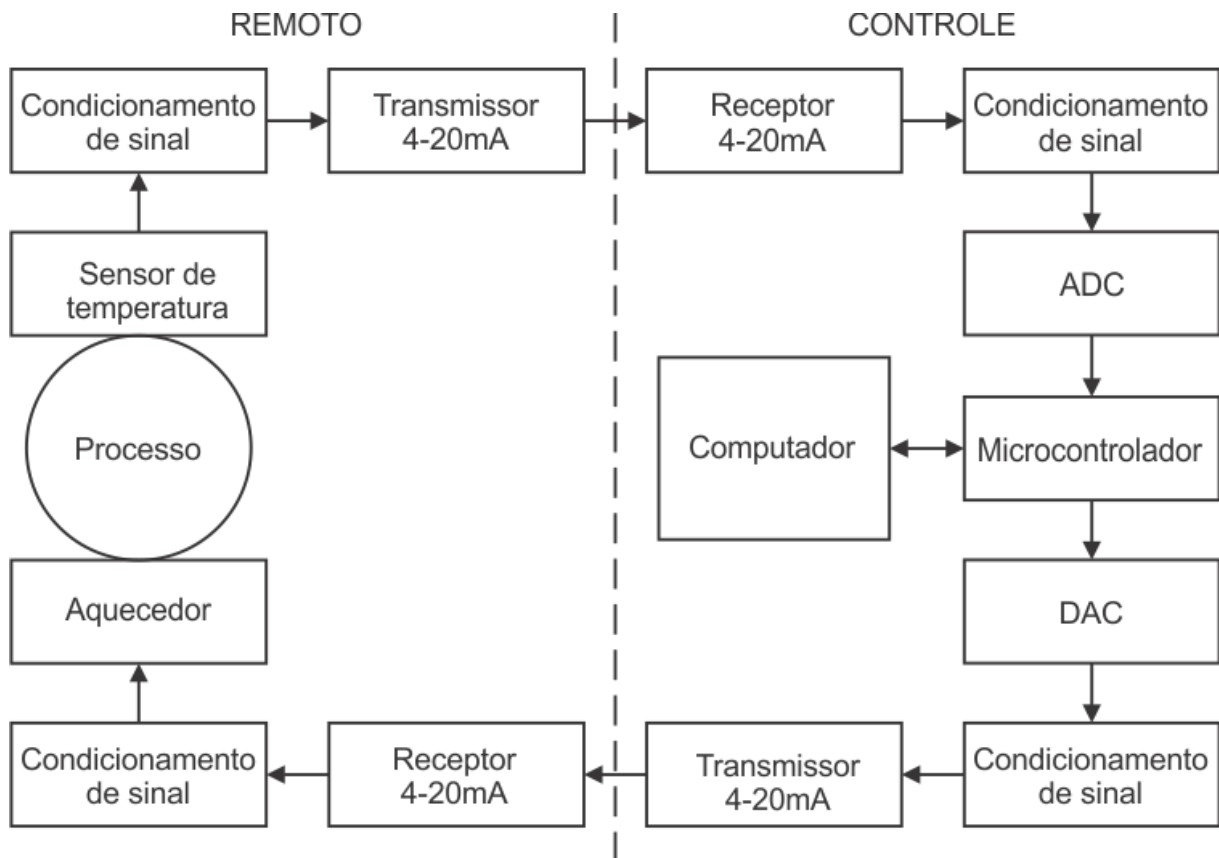


Figura 1-2: Malha de controle de processos industriais típica.

Fonte: (WILSON)

Na Figura 1-2 é possível observar que a interface entre o bloco de controle e o processo é feita através do padrão industrial 4-20mA. O padrão de sinal 4-20mA é de longe o mais utilizado para transmitir informações dentre todos os padrões ou protocolos de sinais. Com o advento da eletrônica nos anos 1950, passou-se a adotar o padrão 4-20mA em detrimento do padrão 3-15PSI até então em voga (CUTRIM).

Adicionando-se os elementos de condicionamento de sinal, os conversores ADC e DAC, um bloco microcontrolador e o sensor em um mesmo conjunto, obtemos um sistema com todas as capacidades de sensoriamento e processamento de sinal em um mesmo bloco o qual costuma ser chamado sensor inteligente. Assim com o exemplo da Figura 1-2, os sensores inteligentes também podem ser integrados em redes industriais como mostra a Figura 1-3.

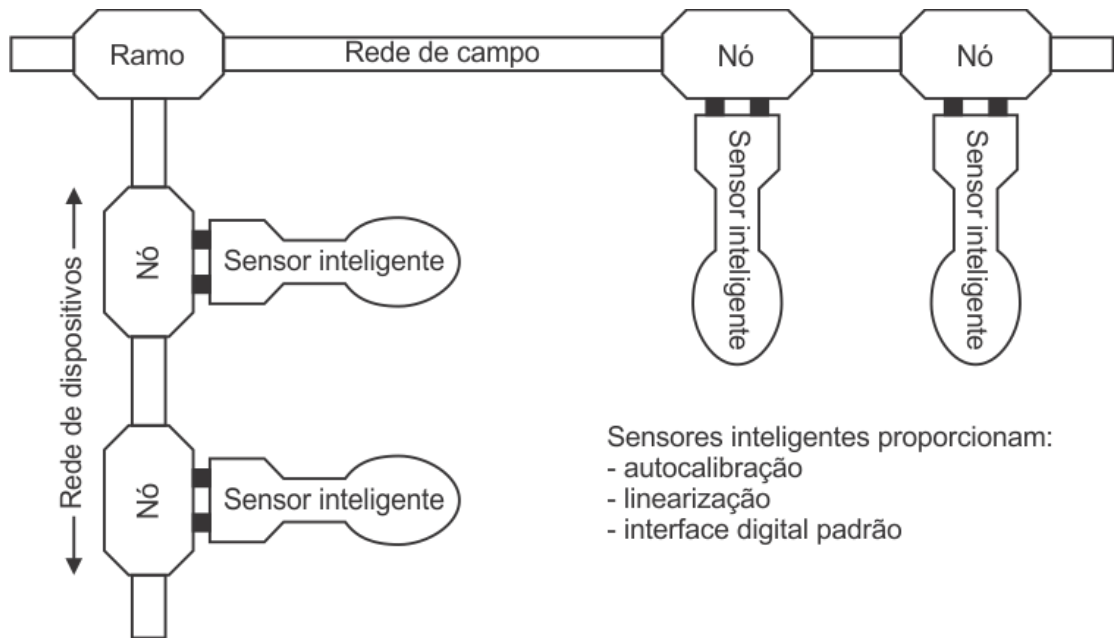


Figura 1-3: Padronização da interface digital utilizando múltiplos sensores inteligentes.

Fonte: (WILSON)

Os blocos construtivos básicos de um sensor inteligente estão representados na Figura 1-4. Outro exemplo mais avançado de sensores inteligentes pode ser visto na Figura 1-5. Os dispositivos analógicos do tipo MicroConverter™ incluem: multiplexadores de alta performance, ADCs, DACs, memória *flash*, um microcontrolador 8052 e diversas configurações de portas seriais padronizadas. Este foi um dos primeiros circuitos integrados para condicionamento e aquisição de dados em um único *chip* (WILSON).

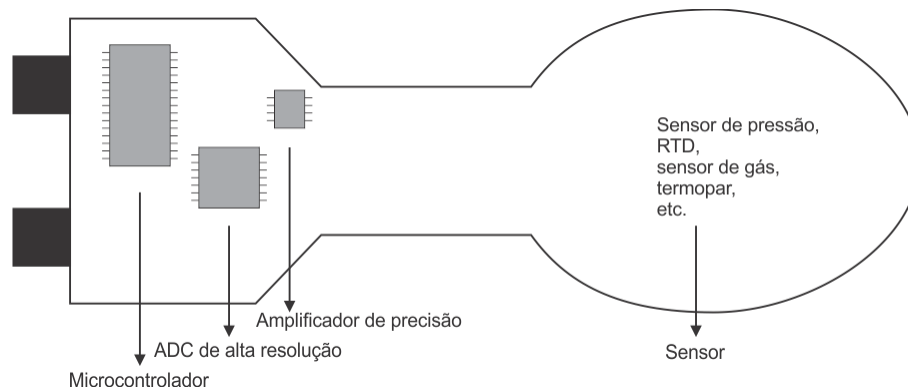


Figura 1-4: Elementos básicos em um sensor inteligente.

Fonte: (WILSON)

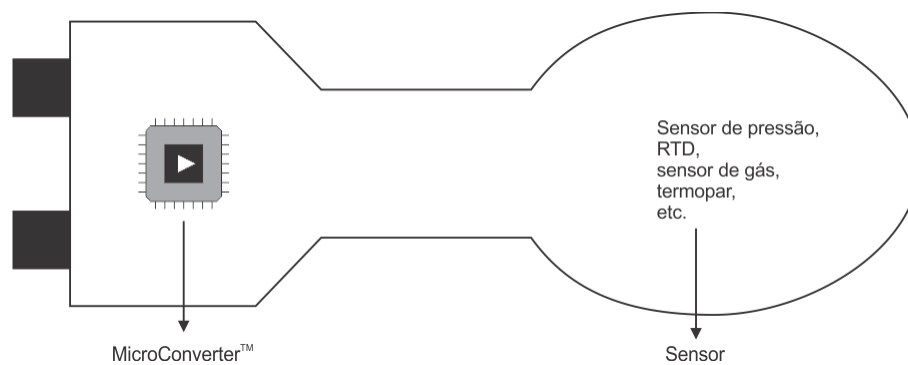


Figura 1-5: Sensor inteligente formado pelo componente sensor junto com circuitos de condicionamento e aquisição de dados em um único CI MicroConverter.

Fonte: (WILSON)

Pode-se dizer que o elemento sensor é um dos blocos fundamentais do novo mundo da “Internet das Coisas”, afinal, eles são responsáveis pelos dados de monitoramento do mundo externo para a comunicação entre os mais diversos aparelhos que podem ser conectados na *internet*. Dado esse cenário, é fácil imaginar que o desenvolvimento de novas tecnologias da “Internet das Coisas” (*IOT: Internet of Things*) está totalmente atrelado ao desenvolvimento de sensores de baixo consumo, alta confiabilidade, pequeno tamanho e boa capacidade de detecção.

E para dar suporte às novas necessidades geradas pela série de pequenos dispositivos conectados na *IOT*, o desenvolvimento de sensores inteligentes torna-se cada vez mais importante no mundo atual.

1.5 Hidrogênio e Acetileno

Nas condições normais de temperatura e pressão (CNTP) o hidrogênio é um gás incolor, inodoro, insípido e altamente inflamável. O hidrogênio é o elemento químico mais abundante do Universo, sendo responsável por aproximadamente 75% da massa elementar de tudo que é conhecido. Apesar de sua grande abundância relativa trata-se do elemento menos denso da tabela periódica. Raramente encontra-se o hidrogênio disponível na natureza em sua forma molecular, nas CNTP geralmente encontra-se sob a forma da molécula de H_2 (WANG, ZHU e CHEN).

Existem diversas maneiras de se obter hidrogênio em escala industrial, mas a que apresenta a maior viabilidade econômica envolve a remoção dele dos hidrocarbonetos. Por exemplo, em altas temperaturas o vapor de água reage com metano, de modo a produzir monóxido de carbono e H_2 . As aplicações para esse gás são diversas. Existem exemplos de utilização na indústria petrolífera, para o aprimoramento de combustíveis a partir de combustíveis fósseis; na indústria de semicondutores e para a construção de células de combustível, que praticamente não geram emissões de carbono (OXTOBY).

Como citado anteriormente o hidrogênio é um gás altamente inflamável. Um dos acidentes mais famosos causados pela utilização do hidrogênio foi a explosão em 1937 do dirigível Hindenburg, em Lakehurst, perto de Nova York. A explosão ocorreu meio minuto depois do início de um incêndio na cauda do dirigível. Ao que tudo indica o

hidrogênio acabou explodindo em contato com o ar. Esse acidente causou a morte de 35 pessoas.

Esse e outros exemplos demonstram a necessidade de monitoramento de instalações industriais que utilizem hidrogênio em larga escala, o vazamento desse gás pode causar explosões ou até causar asfixia, ao expulsar o oxigênio do ambiente.

O acetileno é um hidrocarboneto alifático (não contém anel aromático) insaturado, ou seja, tem uma ou mais ligações carbono-carbono duplas ou triplas. O acetileno é composto por dois carbonos e dois hidrogênios (C_2H_2), assim, de acordo com o sistema de nomenclatura da IUPAC seu nome é etino. Por conter uma tripla ligação entre os carbonos, o acetileno pertence à classe dos alcinos. Em condições normais de temperatura e pressão, o acetileno encontra-se no estado gasoso, sua temperatura de liquefação é de $-83^\circ C$ e a de solidificação é de $-85^\circ C$.

Sua produção ocorre através do craqueamento dos alcinos maiores do petróleo e do gás natural seguido de uma desidrogenação em temperaturas elevadas. Devido ao fato da sua queima ser exotérmica, o acetileno é utilizado em larga escala em atividades de soldagem e corte de materiais metálicos (Institute for Occupational Safety and Health of the German Social Accident Insurance).

1.5.1 Formação hidrogênio e hidrocarbonetos (acetileno) em óleo de transformadores

Muitas são as causas da formação de gases hidrocarbonetos em óleo de transformadores, mas podemos destacar as principais causas como arcos voltaicos que ocorrem durante a operação destes dispositivos que podem ocorrer em virtude do envelhecimento e contaminação do óleo mineral de isolamento. Óleos minerais de transformadores são uma mistura de diversas cadeias carbônicas e a decomposição dessas cadeias pode resultar em hidrocarbonetos de cadeia simples devido a distúrbios

elétricos na forma de arcos voltaicos (IEEE Guide for the Interpretation of Gases Generated in Oil-Immersed Transformers). As reações fundamentais para a formação de gases hidrocarbonetos são as quebras das ligações entre carbono e hidrogênio e carbono-carbono. Esses radicais livres podem se combinar de modo a formar gases, como por exemplo, hidrogênio, metano, etano etc. Ou eles podem se recombinar para formar novas moléculas, tais como, o acetileno, o etileno, entre outros, na forma de compostos voláteis.

Modelos termodinâmicos permitem estimar a concentração e a pressão parcial que cada gás pode atingir em função da temperatura em que se encontra o óleo do transformador. O resultado fornecido por esses modelos pode ser visto na figura a seguir.

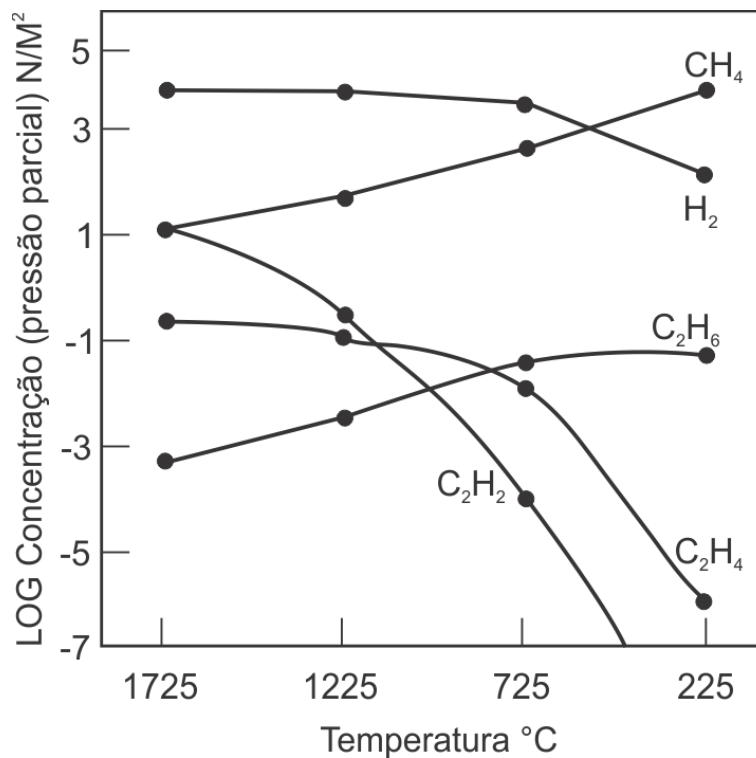
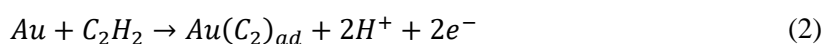
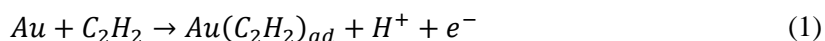


Figura 1-6: Pressão parcial em função da temperatura.

Fonte: (IEEE Guide for the Interpretation of Gases Generated in Oil-Immersed Transformers)

A confiabilidade dos transformadores pode ser melhorada com o monitoramento constante das espécies gasosas presentes no óleo de isolamento. Essa forma contínua de amostragem pode ser conectada a um sistema de alarme que avise as equipes de manutenção quando elas devem parar o equipamento para realizar a manutenção, estando assim de acordo com todas as boas práticas da manutenção preditiva. Outra maneira de monitorar a quantidade de gás presente no óleo é através de análises laboratoriais de amostras retiradas do transformador. Essas técnicas baseiam-se principalmente na cromatografia e no uso de espectrômetros de massa. Cabe ressaltar aqui que o monitoramento *in situ* do transformador não elimina a utilização de um da análise laboratorial, já que esta consegue entregar uma análise mais detalhada do estado em que se encontra o equipamento.

A detecção de hidrogênio e hidrocarbonetos com sensores que monitoram continuamente os transformadores não é uma tarefa simples. A operação em um local extremamente adverso, a capacidade de detectar pequenas concentrações de gás e a alta seletividade que tais dispositivos necessitam alcançar são apenas alguns dos problemas que devem ser resolvidos durante o projeto de um sensor para esse fim. Jordan et al. e Ishiji et al. trabalharam na construção de sensores eletroquímicos para a detecção de acetileno em óleo de transformadores. Ambos os autores utilizaram células eletroquímicas com eletrodos de ouro, pois ele apresenta excelentes propriedades de catalização para a detecção seletiva do acetileno quando este está presente em conjunto com outros gases, como o hidrogênio, o monóxido de carbono e o etileno, dentre outros hidrocarbonetos alifáticos. As possíveis reações eletroquímicas de absorção de acetileno quando adsorvido no ouro são descritas por (JORDAN e HAUSER):



As reações descritas nas equações (1) e (2) são seguidas por uma corrente anódica através do eletrodo de trabalho, no potencial de oxidação de 1,2V x SHE (*Standard Hydrogen Electrode*).

De forma geral, o monitoramento local de hidrogênio e acetileno em transformadores de alta tensão é conveniente e necessário porque o aparecimento de hidrogênio na menor temperatura (veja Figura 1-6) é um indicativo inicial de degradação enquanto o aparecimento do acetileno em mais alta temperatura corresponde à situação de iminência de degradação que pode culminar com a explosão do transformador.

1.6 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho foi de fabricar sistemas sensores capazes de detectar hidrogênio e acetileno utilizando circuitos de condicionamento de sinal e controle de temperatura para sensores de hidrogênio e sistema de espectroscopia de mobilidade iônica (IMS: Ion Mobility Spectroscopy) de baixa complexidade e baixo custo utilizando um circuito proposto tipo *flyback* associado a uma malha de realimentação para controle da corrente de ionização.

Os objetivos específicos são:

- Construção de um sistema de controle automatizado foi construído utilizando um microcontrolador comercial chamado PSoC 4 (Programmable System on Chip) para condicionamento de sinal e controle de temperatura em quimioresistores para detecção de hidrogênio;
- Proposta de um circuito tipo flyback acoplado a um estágio de medida para controlar e monitorar a corrente de ionização em um sistema IMS para detecção de acetileno;
- Construção de um sistema IMS para detecção de acetileno.

1.7 CONTEÚDO DO TRABALHO

Segue uma breve apresentação do conteúdo deste trabalho:

- O capítulo 2 faz as revisões sobre os conceitos: espectroscopia de mobilidade iônica;
- O capítulo 3 apresenta: materiais e métodos utilizados para a implementação dos sensores de hidrogênio e acetileno e os seus circuitos de condicionamento de sinal;
- O capítulo 4 apresenta e discute os resultados simulados e experimentais;
- O capítulo 5 apresenta as conclusões e perspectivas futuras para este trabalho.

2 CONCEITOS GERAIS

2.1 Sistema de medida de hidrocarbonetos utilizando a câmara de ionização

Nesta técnica o gás de interesse é amostrado diretamente dentro da câmara de ionização, sem necessidade de gás de arraste, o gás é ionizado e os íons gerados são conduzidos diretamente à célula de medição. Dependendo da direção e da intensidade do campo na célula de medição os íons de uma dada polaridade são defletidos em direção ao eletrodos de medição, de modo a produzir uma corrente iônica. Através de equipamentos de medição e controle é possível fazer o pós-processamento do sinal obtido e obter o espectro da corrente iônica em função da diferença de potencial entre o eletrôdo de referência e o eletrôdo coletor. Na Figura 2-1(a) é possível ver o esquema construtivo de um sistema para medição de gases por meio da corrente iônica, a amostra gasosa é ionizada por meio de uma fonte radioativa e os íons resultantes são enviados para a célula de medição; em (b) é possível verificar como esses íons se comportam na célula de medição, no exemplo da figura, somente espécies iônicas com mobilidade maior do que k_b passam pelo ponto x_b .

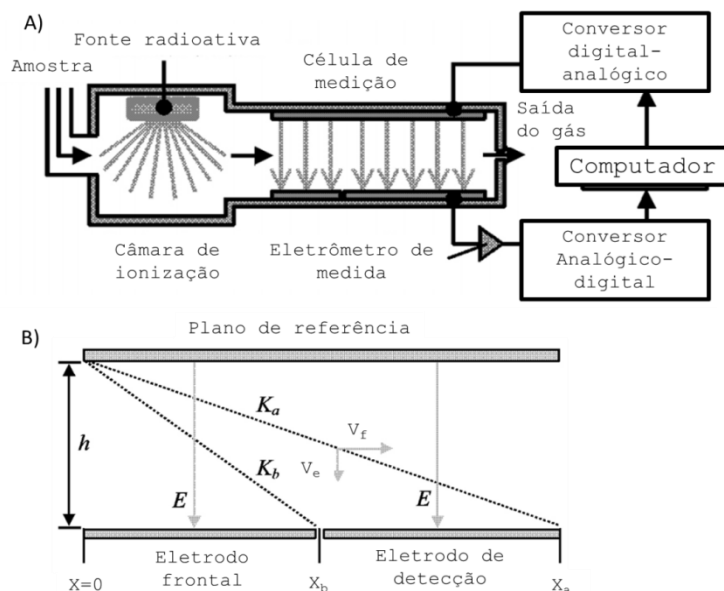


Figura 2-1 (a) Sistema para medição de gases por meio da câmara de ionização; (b) Célula de medição representando a detecção de espécies iônicas com mobilidades distintas.

Fonte: Sacristán

A principal vantagem desse método de detecção é a velocidade de detecção e a capacidade de detectar de forma estacionária devido ao baixo tempo de recuperação do sensor. (SOLIS e SACRISTÁN)

A técnica de detecção apresentada no exemplo da figura anterior por Solis et al. já é amplamente utilizada para a criação de detectores dos mais variados tipos. A espectroscopia por mobilidade de Íon (IMS – do inglês *Ion-Mobility Spectrometry*) é uma técnica analítica que permite separar e identificar moléculas de um gás ionizado através de sua mobilidade enquanto elas fluem pelo gás de arraste (ORTIZ, ORTIZ e NIGRI). IMS é a técnica escolhida pela NASA para monitorar a qualidade do ar na Estação Espacial Internacional (ZHANG e WEXLER). O esquema simplificado do detector IMS pode ser visto na figura abaixo.

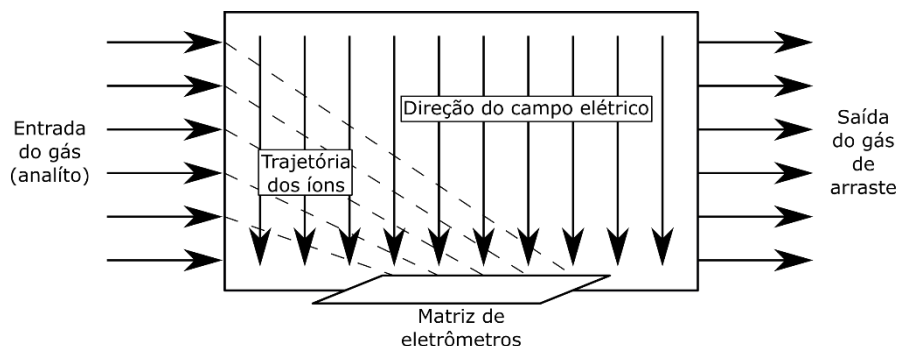


Figura 2-2: Esquema geral do detector IMS.

O material analisado pode ser obtido de qualquer fonte que possa ser volatilizada, por exemplo: Ortiz et al. desenvolveram um detector do tipo IMS para a identificação de compostos orgânicos voláteis para a detecção de explosivos, drogas e componentes industriais tóxicos; o limite de detecção atingido por essa técnica foi de 10^{-9} ppb. Nesse sentido, Zhang et al. criaram um protótipo para a detecção de compostos voláteis, como a acetona, benzeno e a piridina.

Outro campo de estudo do IMS é a análise da trajetória dos íons que fluem pelo gás de arraste quando são submetidos a um campo elétrico transversal. Não existe nenhuma ferramenta computacional que seja acessível, robusta e flexível que permita prever o transporte de íons sujeitos a campos elétricos e/ou magnéticos em pressão atmosférica (APPELHANS e DAHL). Pelo menos, nenhuma ferramenta que possa combinar os efeitos da pressão, temperatura e velocidade do gás de arraste com as forças impostas pelos campos eletromagnéticos sobre os íons e consiga calcular a trajetória dos mesmos (APPELHANS e DAHL).

2.2 Sensoriamento do Hidrogênio a partir de filmes de Paládio

Hidrogênio é uma das fontes que tem maior potencial para o fornecimento de energias limpas, mas ao considerarmos sua alta inflamabilidade, deve-se monitorar

continuamente sua concentração no ambiente para que não ocorram acidentes. Os sensores de hidrogênio podem ser divididos em diversos tipos, são eles: elétrico, eletroquímico, óptico e sensores baseados na mudança da função trabalho (JIANG, TIAN, & HUANG, 2019).

Sensores baseados na função trabalho necessitam operar em temperaturas elevadas, de modo a atingir alta sensibilidade. Enquanto sensores baseados na variação de resistência operam em temperatura ambiente (JIANG, TIAN, & HUANG, 2019). O paládio e suas ligas são amplamente utilizados como materiais para a construção de sensores de hidrogênio, devido a sua alta solubilidade a esse elemento. A absorção da molécula de hidrogênio por paládio puro forma hidretos do tipo Pd-H, acarretando mudanças nas propriedades físicas do filme, como por exemplo: mudanças de massa, volume, ópticas e elétricas (WANG & FENG, 2007).

Porém, alguns problemas podem ocorrer com camadas sensíveis a base de paládio, como por exemplo, deformações estruturais ao adsorver o hidrogênio, esse defeito pode acarretar o aparecimento de efeitos de histerese (JIANG, TIAN, & HUANG, 2019). Ao reter e liberar hidrogênio diversas vezes os filmes de paládio puro podem facilmente formar bolhas e quebrar, isso reduz significativamente a estabilidade e a confiabilidade do sensor (LIU, CHEN, SONG, & ZHANG, 2012). Existem algumas saídas para contornar esse problema: uma delas é a dopagem do filme de paládio por ítrio ou fósforo, isso acaba expandindo a rede cristalina do paládio antes da invasão dos átomos de hidrogênio; ou utilizar nanofios ou nanopartículas, já que, a conversão dos materiais em nanoestruturas reduz os defeitos cristalinos, de modo a enriquecer a resistência mecânica e reduzir a possibilidade de fratura do material (WANG B., et al., 2017).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados os materiais e métodos utilizados para a implementação dos sensores de hidrogênio e acetileno e os seus circuitos de condicionamento de sinal.

3.1 *Programmable System-on-Chip 4 (PSoC 4)*

PSoC 4 é uma família de microcontroladores programáveis produzido pela *Cypress Semiconductor*. Essa classe de microcontrolador conta com um processador ARM® Cortex™-M0, memória interna e periféricos que permitem que um único *chip* tenha a capacidade e flexibilidade para trabalhar em aplicações digitais e/ou analógicas. Esse sistema integrado de sinais mistos utiliza uma combinação de uma unidade microcontroladora (MCU) e periféricos analógicos e digitais externos. O PSoC tipicamente tem internamente diversos circuitos integrados trabalhando em conjunto com a MCU, tal como amplificadores operacionais, ADCs, ADCs, UART, SPI, I2C, PWM, entre outros possíveis (RANJITH e NIDHIN). Comparando a Figura 3-1 e a Figura 3-2, pode-se ver claramente a diferença entre uma MCU típica e o PSoC. Em conjunto com a simplificação de todo o sistema em um único *chip*, os subsistemas programáveis permitem grande flexibilidade na criação de protótipos, diminuindo assim o tempo de desenvolvimento de novas aplicações.

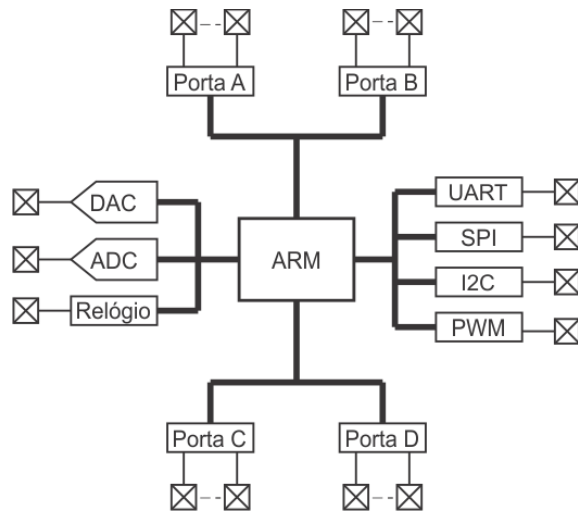


Figura 3-1: Diagrama de blocos de uma MCU típica.

Fonte: Cypress.

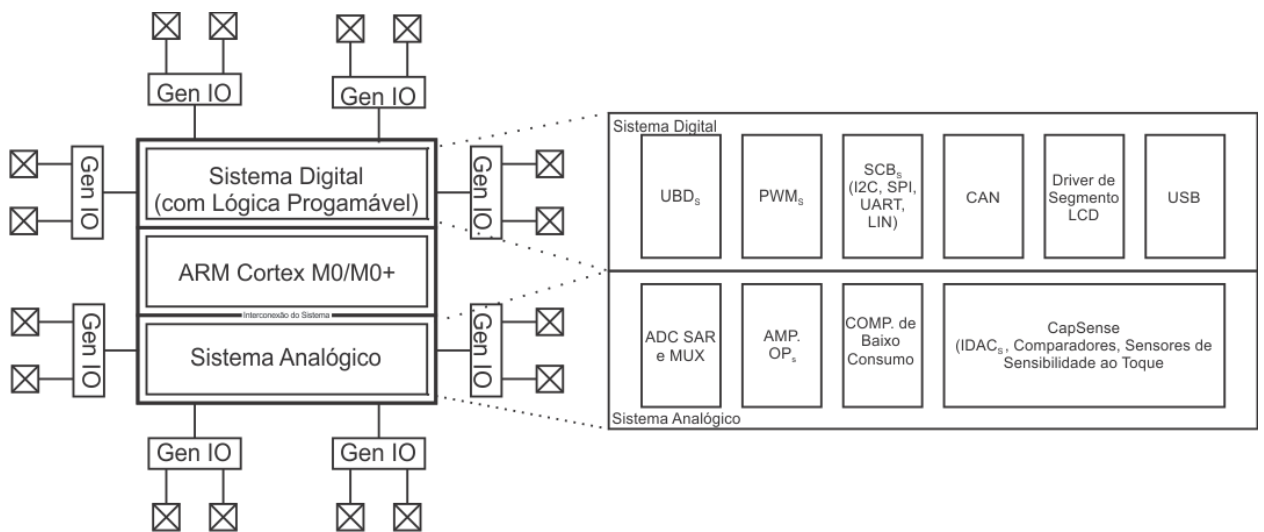


Figura 3-2: Diagrama de blocos do PSoC.

Fonte: Cypress.

Outra característica importante do PSoC é a disponibilidade de um ambiente de desenvolvimento integrado, chamado PSoC *Creator*. Diferentes funcionalidades do PSoC estão organizadas como elementos gráficos e podem ser posicionadas na tela de

especificação esquemática de modo a possibilitar a rápida implementação dos projetos e aplicações. A presença de componentes elétricos no PSoC *Creator* é de grande auxílio no desenvolvimento dos projetos, já que com eles é possível reduzir o tempo de desenvolvimento significativamente.

Por exemplo, configurar um *Pulse Width Modulation* (PWM) para piscar um LED em qualquer MCU envolve os seguintes passos:

1. Localizar os registradores referentes ao PWM;
2. Calcular os valores a serem escritos nos registradores do PWM, o cálculo é baseado no período e no *duty cycle*.
3. Escrever as linhas de código para configurar os registradores do PWM, configurar o pino que fará a ligação entre a saída do PWM e o LED.

Para realizar a mesma tarefa com o PSoC, basta posicionar os componentes na interface gráfica e configurar o período do PWM e seu *duty cycle*. As figuras a seguir ilustram esses passos.

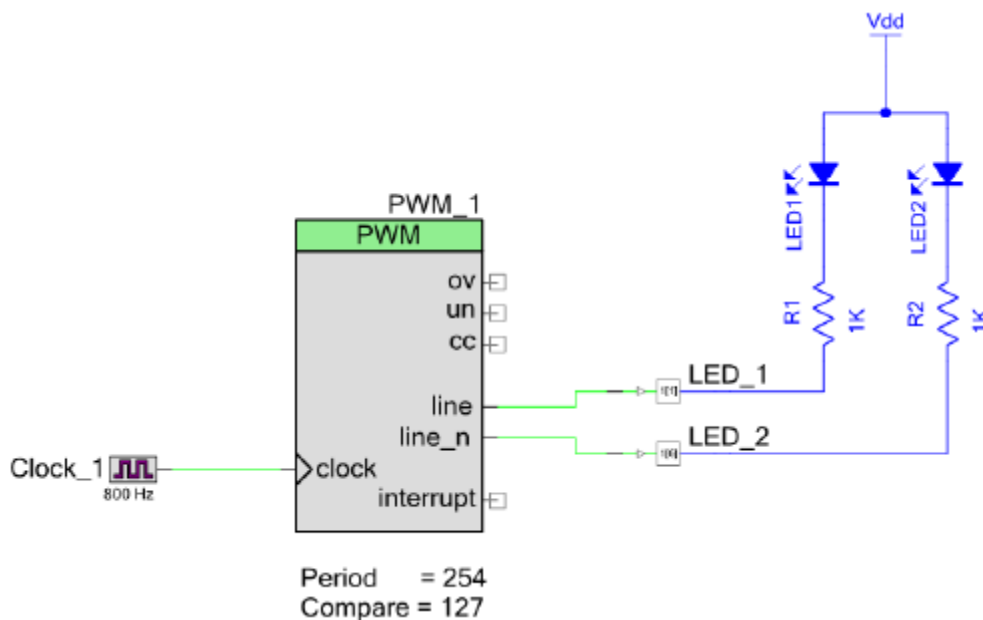


Figura 3-3: PWM controlando dois LEDs.

Fonte: Cypress.

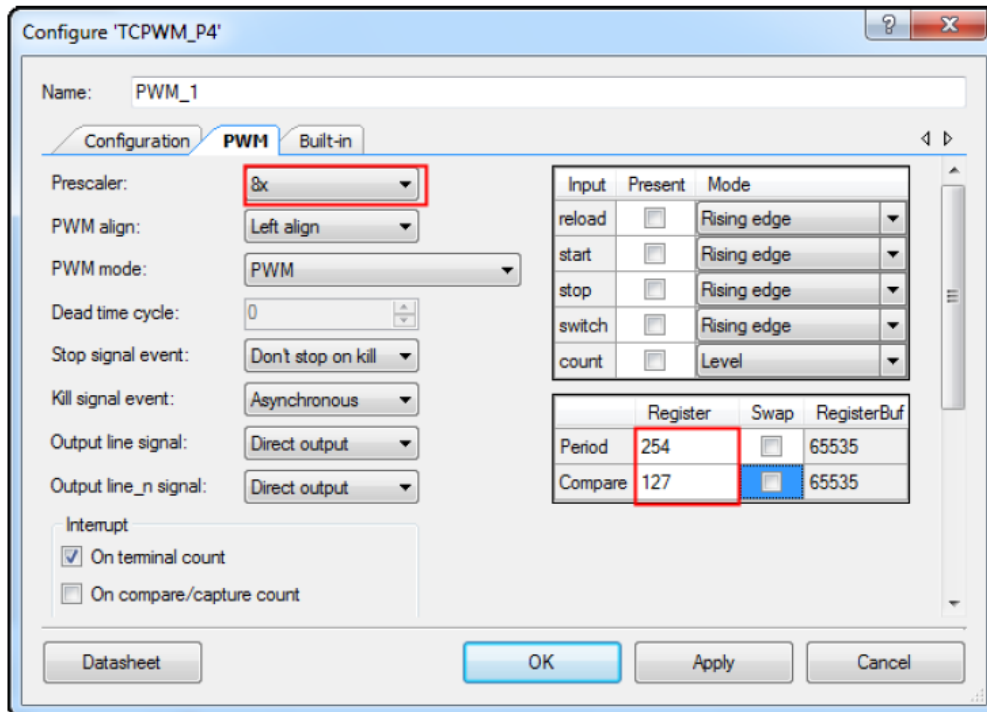


Figura 3-4: Janela de configuração do PWM.

Fonte: Autor

3.2 Controle de temperatura com o sistema de controle PI

Sistemas de medição de gases devem funcionar de maneira bem controlada, de modo a garantir a confiabilidade da medição. Um dos principais interferentes durante a medição de gases por meio de sensores eletroquímicos é a umidade presente no ambiente de medição, pois a água acumulada na interface do sensor com o ambiente pode atrapalhar a operação de detecção das espécies gasosas de interesse. Uma das possíveis soluções para contornar esse problema é submeter o sistema a temperaturas mais altas que a ambiente, de modo que não haja adsorção de água na superfície (WANG, ZHU e CHEN).

Um bom controle da temperatura de trabalho demanda que a temperatura do sistema seja medida de maneira acurada. Por isso, as aplicações típicas, assim como aquela que apresentaremos no capítulo de resultados, tem utilizado como sensor de temperatura resistores fabricados em platina, conhecidos como *resistor temperature detector* (RTD). Estes dispositivos apresentam boa linearidade, precisão e repetibilidade na faixa de -200 °C a 850 °C. Um dos grupos de sensores RTDs mais utilizados são os sensores da série PT, que inclui PT100, PT500 e PT1000. O acrônimo PT indica o material, platina, e o número indica o valor da resistência em 0 °C. Neste trabalho foi utilizado o resistor PT100 que apresenta coeficiente de temperatura positivo (NOVUS PRODUTOS ELETRÔNICOS).

A relação entre a resistência e a temperatura em um RTD não é perfeitamente linear (NOVUS PRODUTOS ELETRÔNICOS). Algumas aproximações tentam realizar a conversão de resistência em temperatura, sendo a mais utilizada delas a norma IEC 60751. Para modelar a resistência em função da temperatura é possível utilizar as equações (3) e (4). Se a variação de temperatura é positiva a equação (3) deve ser utilizada, caso contrário, é necessário utilizar a equação (4) (IEC)

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2) \quad (3)$$

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2 + C(C - 100)T^3) \quad (4)$$

As equações acima são conhecidas como equações de Callendar-Van Dusen e os coeficientes A, B e C são conhecidos como coeficientes de Callendar-Van Dusen. R_T é a resistência do RTD em determinada temperatura e R_0 é a resistência do dispositivo em 0 °C (para o PT100, $R_0 = 100\Omega$). A norma IEC60751 especifica os coeficientes A, B e C como sendo iguais a:

- $A = 3,9083E-1 \text{ } ^\circ\text{C}$
- $B = -5,775E-7 \text{ } ^\circ\text{C}$
- $C = -4,183E-12 \text{ } ^\circ\text{C}$

3.2.1 Medição da Resistência RTD

A maneira mais simples de medir a resistência do sensor RTD é passar uma corrente conhecida através dele e medir a queda de tensão em seus terminais, como representado na figura abaixo.

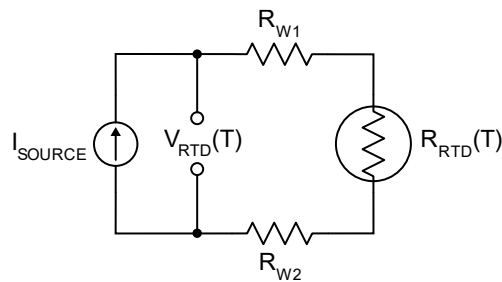


Figura 3-5: Esquema de medição baseado em dois fios.

O método da Figura 3-5 é conhecido como esquema de medição baseado em dois fios. Na temperatura ambiente a sensibilidade do RTD é de $0,387 \Omega/^{\circ}C$. Se durante a medição da resistência for cometido algum erro, por exemplo, uma variação de 1Ω no valor da resistência o erro cometido na determinação da temperatura é de cerca de $2,6^{\circ}C$. Assim, para que o erro na determinação da temperatura seja menor do que $0,1^{\circ}C$, a resistência do dispositivo deve ser determinada com erros menores do que $0,0387 \Omega$. Um dos maiores problemas no esquema mostrado na Figura 3-5 é a presença das resistências parasitas R_{W1} e R_{W2} . Na equação é possível notar a contribuição das resistências parasitas na determinação da resistência do dispositivo RTD.

$$V_{RTD} = I_{SOURCE}(R_{W1} + R_{W2} + R_{RTD}(T)) \quad (5)$$

A equação acima não considera a influência na temperatura representada pelas resistências parasitas. Uma maneira de diminuir a influência desses elementos parasitas é utilizar o método de medição de quatro pontas, de modo a reduzir significativamente o

erro causado pelas resistências parasitas. O método de medição de quatro pontas é representado na Figura 3-6.

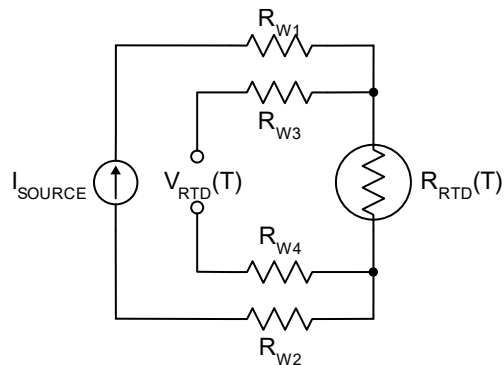


Figura 3-6: Esquema de medição baseado em quatro pontas.

Assim como no método de dois fios a corrente constante e bem conhecida passa pelo resistor RTD e a queda de tensão em seus terminais é medida. Entretanto, no método de medição de quatro fios a queda de tensão nos parasitas R_{W1} e R_{W2} não influencia a queda de tensão no RTD já que o caminho da corrente não é o mesmo caminho da medição de tensão. As resistências parasitas R_{W3} e R_{W4} no caminho da medição da tensão também não alteram o resultado já que não existe passagem de corrente por esse ramo devido à alta impedância de entrada do voltímetro que faz a medição. Através desse esquema de medição, a resistência do RTD pode ser determinada com precisão substancialmente melhorada através da equação (6).

$$R_{RTD}(T) = V_{RTD} / I_{SOURCE} \quad (6)$$

Mesmo assim, ainda existe mais duas possíveis fontes de erro na equação (6) para determinação de R_{RTD} , associados às variáveis I_{SOURCE} e V_{RTD} . Durante a execução deste trabalho decidiu-se por implementar o método de medição de quatro fios com o auxílio do microcontrolador PSoC 4. Ao utilizar esse dispositivo é possível mitigar as não idealidades da fonte de corrente e da medição da queda de tensão. Como a queda de tensão sobre R_{RTD} é um sinal analógico, é necessário fazer a leitura desse valor e

convertê-lo para o domínio digital para o tratamento adequado do sinal obtido. Essa tarefa é realizada pelo conversor ADC do PSoC 4. Assim como a corrente I_{SOURCE} que também é gerada pelo microcontrolador PSoC 4.

Para tornar a medição de R_{RTD} independente das duas fontes de erro é necessário utilizar um resistor de referência de modo que o erro seja controlado pela precisão desse resistor. A Figura 3-7 mostra o esquema simplificado utilizado para determinar o valor de R_{RTD} sem a influência das fontes de erro devido à I_{SOURCE} e V_{RTD} .

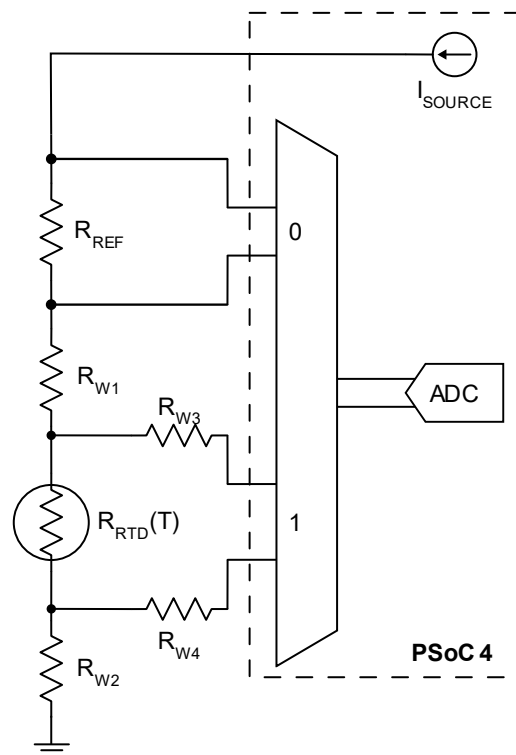


Figura 3-7: Esquema para a medição do R_{RTD} com o auxílio do PSoC 4.

No diagrama acima é possível notar que o retângulo pontilhado representa os dispositivos integrados dentro do PSoC 4, são eles: MUX analógico de duas entradas, o conversor ADC e a fonte de corrente. Fora desse retângulo tem-se o resistor de referência (R_{REF}), o resistor RTD ($R_{RTD}(T)$) e as diversas resistências parasitas que inerentemente compõem o circuito. Através das leis de Kirchhoff é possível provar que

a resistência do resistor RTD pode ser determinada através da equação (7) (DUST e SEKAR)

$$R_{RTD} = (V_{RTD}/V_{REF}) * R_{REF} \quad (7)$$

onde V_{REF} é a queda de tensão sobre o resistor de referência. Através da equação (7) é possível notar que a determinação da resistência R_{RTD} não depende mais da corrente I_{SOURCE} , logo, essa fonte de erro foi eliminada. Os únicos parâmetros que ainda influenciam a medida são o resistor de referência e a medição das tensões sobre os resistores pelo ADC. Para medir esses dois pontos distintos, um multiplexador analógico será posicionado entre os resistores e o ADC. É importante notar que com essa configuração os erros sistemáticos podem ser eliminados durante o processo de medição já que tanto V_{REF} como V_{RTD} são medidos pelo mesmo dispositivo.

Conversores ADC normalmente apresentam problemas de *offset* e erro de ganho. Para resolver o problema de *offset* na medição, foi utilizada a técnica de *Correlated Double Sampling* (CDS). Com essa técnica o primeiro ciclo de medida é realizado normalmente, então a fonte de corrente é ajustada para 0 mA e a tensão sobre o resistor é novamente medida, essa nova tensão é o *offset* do ADC. No *firmware* do PSoC 4, o resultado da primeira medição é subtraído do *offset* de modo a anular seu efeito no resultado. A equação (8) representa a fórmula para determinar a resistência R_{RTD} com as fontes de erro mostradas de maneira explícita.

$$R_{RTD}(T) = \frac{k * (V_{RTD} - V_0)}{k * (V_{REF} - V_0)} * R_{REF} \quad (8)$$

Onde V_0 é o *offset* e k é o erro de ganho. Através da equação (8) é possível notar que devido a dependência do resultado pela razão entre as duas tensões (V_{REF} e V_{RTD}) o erro de ganho é cancelado automaticamente.

A última etapa para determinar a temperatura do sistema é converter a resistência do resistor RTD em temperatura, para isso é necessário utilizar a equação (3). Resolver essa equação para realizar a conversão resulta em muito esforço computacional,

podendo demandar em torno de 8051 ciclos de CPU para realizar o cálculo. Uma maneira de aliviar o esforço computacional do microcontrolador é utilizar um ajuste polinomial para realizar a conversão. Este polinômio é construído por meio do ajuste da curva da resistência do RTD em função da temperatura. Assim, quanto maior for a ordem do polinômio maior é o número de ciclos para realizar o cálculo, porém melhor é a precisão da conversão. Como exemplo, o polinômio de quinta ordem requer 230 ciclos de CPU e apresenta um erro de conversão menor do que 0,002 °C. Enquanto o polinômio de primeira ordem necessita de 70 ciclos de CPU, mas pode resultar em um erro da ordem de 0,2 °C (DUST e SEKAR).

Para realizar o controle de temperatura do sensor optou-se por implementar um sistema de controle proporcional integrativo (PI). O controle PI é uma das técnicas mais empregadas quando se deseja realizar o controle de temperatura lentamente variáveis e contínuas. Essa técnica consiste em um algoritmo matemático, que tem por função o controle preciso da variável desejada, permitindo ao sistema operar de forma estável no ponto de ajuste escolhido. O controle PI é a forma simplificada do controle PID, o acrônimo D vem de derivativo. Devido às características do sistema construído nesse trabalho a parte derivativa não é necessária já que a variação de temperatura do sistema não é submetida a mudanças abruptas. A equação (9) apresenta a expressão matemática do controle PI no termo $e(t)$.

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad (9)$$

O termo $e(t)$ é o erro em função do tempo, $u(t)$ é a resposta produzida pelo controle PI em função do tempo e as constantes k_p e k_i são os coeficientes do termo proporcional e integrativo, respectivamente. As constantes k_p e k_i serão ajustadas na parte experimental do trabalho (~6 e ~0,0001, respectivamente). O processo utilizado para ajuste desses valores foi o método do ajuste iterativo. A Figura 3-8 ilustra através do diagrama de blocos o funcionamento do sistema de controle PI.

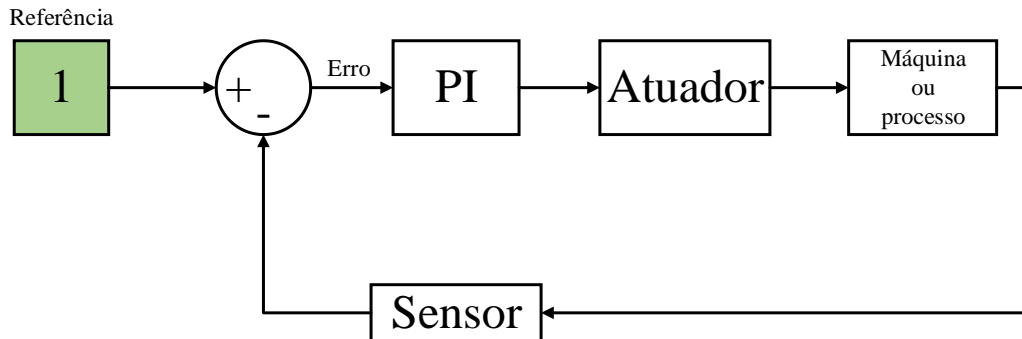


Figura 3-8: Sistema de controle PI.

O erro é definido como a diferença entre o valor da temperatura desejada e o valor da temperatura real do sistema. A partir dessa diferença, o controle PI gera a resposta de acordo como os coeficientes k_p e k_i e aciona um atuador que será responsável por ajustar continuamente a temperatura do sistema até que ela atinja o valor desejado. O atuador utilizado nesse trabalho será um sinal de controle retangular modulado por pulso (PWM) que irá controlar o aquecedor serigrafado sobre uma placa de alumina. Quanto maior o erro, maior será a largura de pulso e conseqüentemente maior será a potência entregue para o aquecedor. A Figura 3-9 mostra todo o sistema de controle, o qual inclui: medição de temperatura, circuito de potência e controle PI. O controle PI foi implementado através do *firmware* dentro do PSoC 4 e está representado pelas “caixas azuis” na Figura 3-9. Esta parte converte o sinal digital que vem do ADC em temperatura, após isso a temperatura é comparada com o valor do *set-point* e o erro entre os dois valores será a entrada do controlador PI. A expressão denotada na equação (9) foi utilizada como base para gerar a resposta do controlador. Essa resposta vem na forma de um valor que pode variar entre 0 e 100, onde 0 representa erro nulo e 100 representa o erro máximo.

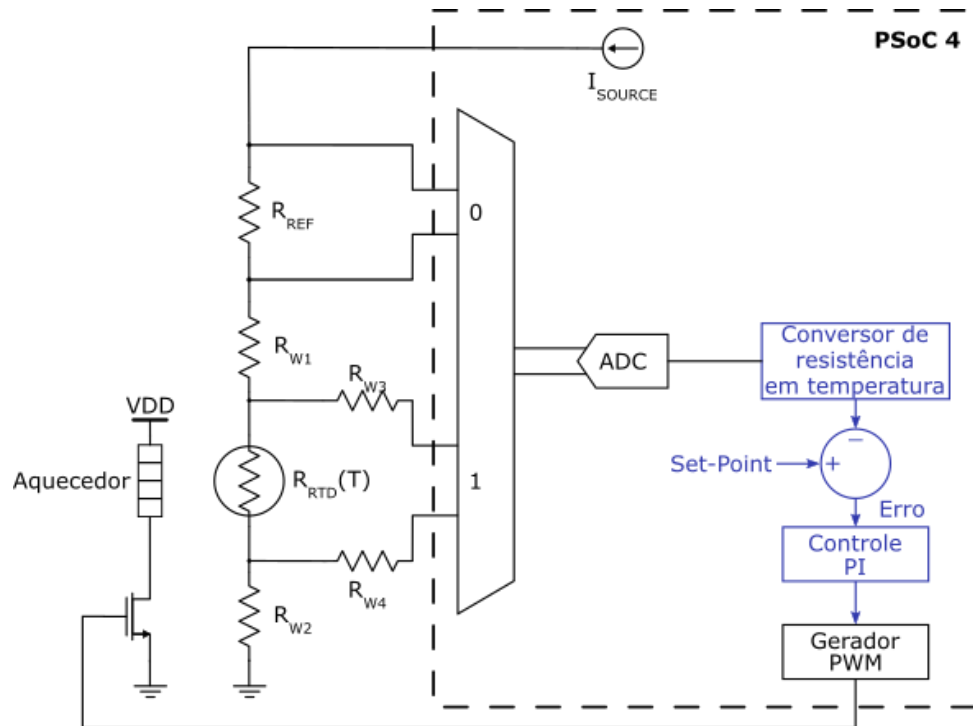


Figura 3-9: Sistema de controle completo.

A implementação do circuito para controle de temperatura se deu através da plataforma PSoC Creator, como pode ser visto na Figura 3-10. Nessa figura é possível ver as conexões externas ao PSoC 4 (desenhados em azul) e os blocos internos do microcontrolador juntamente com os pinos de entrada e saída do dispositivo. Para verificar o funcionamento do sistema de controle foi utilizado o protocolo de comunicação UART para enviar os dados do sistema para um computador e, dessa maneira, foi possível monitorar em tempo real a temperatura de trabalho do sensor e o *duty cycle* do comparador.

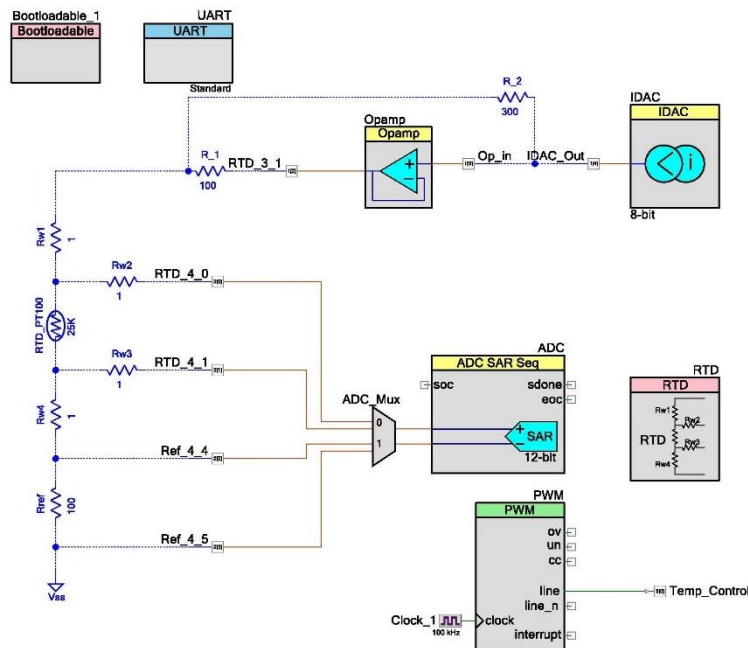


Figura 3-10: Circuito para a medição de temperatura com o PT100 e ajuste do *duty cycle*.

3.2.2 Circuito de Potência e Aquecedor

O sinal de saída do microcontrolador PSoC é modulado por largura de pulso cujo valor é estabelecido pelo controlador PI. Esse sinal é utilizado para ativar o circuito de potência que por sua vez aciona o aquecedor. Devido ao fato de o PSoC não conseguir suprir toda a corrente necessária ao aquecedor, foi necessário utilizar um transistor MOS de potência IRF540N para fornecer corrente através de um chaveamento adequado. A tensão de controle é conectada à porta do transistor, enquanto a fonte permanece aterrada e o dreno é conectado a um dos terminais do aquecedor, como indicado na Figura 3-9. O outro terminal do resistor aquecedor é conectado a tensão de alimentação de 5 V. Como explicado anteriormente, a tensão aplicada através dos terminais do resistor é fixa, mas a potência aplicada a esse dispositivo varia de acordo com o *duty cycle*.

O aquecedor foi construído no âmbito do grupo GSIDE (Grupo de Superfícies, Interfaces e Deposição Eletroquímica) do LSI/EPUSP. A construção consistiu na deposição de filmes espessos sobre uma placa de alumina com 1 mm de espessura e dimensões de 5 mm X 25 mm. Sobre essa placa foi depositado por serigrafia um filme de platina com 1% de paládio (Scaff). Os contatos foram definidos através de uma pasta de prata, também utilizando a técnica de serigrafia e sobre esses contatos foram soldadas as conexões elétricas de cobre. As Figura 3-11 e Figura 3-12 apresentam os detalhes construtivos da montagem do sensor de gás em conjunto com o aquecedor. Para medir a temperatura do sistema com a máxima eficiência o sensor PT100 foi posicionado o mais próximo possível do sensor de gás.

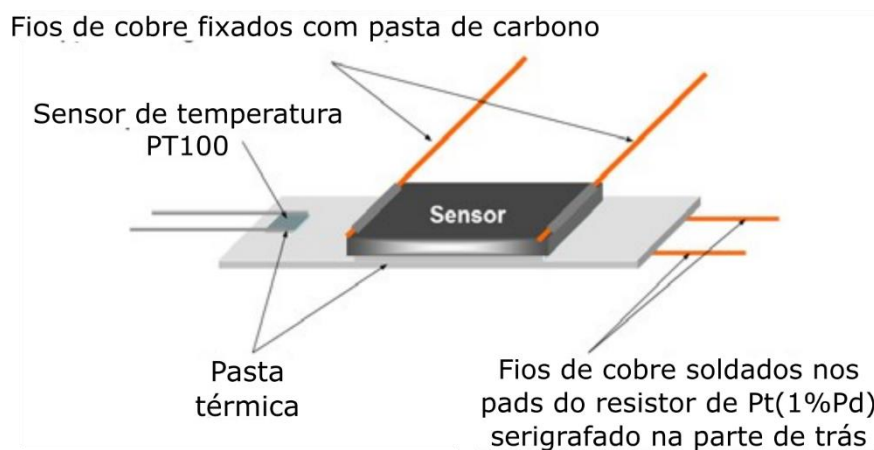
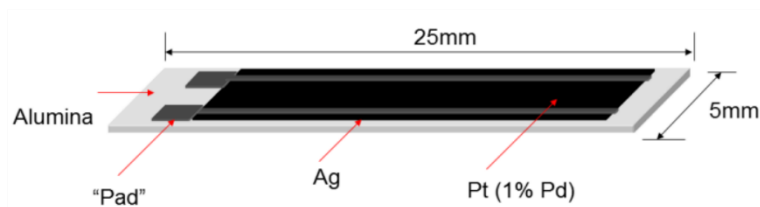
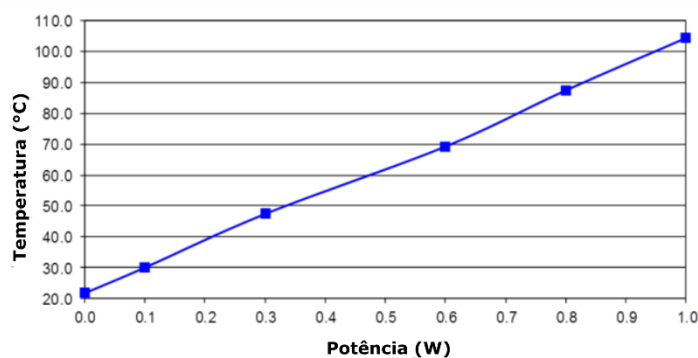


Figura 3-11: Detalhes da montagem do sensor de gás montado sobre o aquecedor.

Fonte: (Scaff)



(a)



(b)

Figura 3-12: Detalhes das dimensões do aquecedor (a) e temperatura do aquecedor em função da potência aplicada (b).

Através da Figura 3-12 é possível notar que a relação entre a temperatura do aquecedor e a potência aplicada a esse dispositivo é aproximadamente linear.

A Figura 3-13 mostra o sensor de hidrogênio que foi construído no âmbito do grupo GSIDE (Grupo de Superfícies, Interfaces e Deposição Eletroquímica) do LSI/EPUSP. Ele é composto por uma camada sensível de Pd (P) (300nm de espessura) depositada sobre uma camada de silício policristalino intrínseco (espessura de 500nm). As principais etapas da fabricação foram: (a) Pd (P) deposição *electroless* (Venuto e dos Santos Filho)

A Figura 3-13 ilustra o quimioresistor para detecção de hidrogênio onde podemos destacar: (a) Contatos de baixa resistência com fios de cobre usando pasta de carbono (da Electro Science Laboratories (Inc)) em Pd (P), (b) fabricação de sensores de hidrogênio utilizando camada de Pd (P) sobre silício policristalino, (c) deposição de

SiO₂ (espessura de 100nm) por deposição química em fase de vapor, (e) deposição de Teflon líquido em equipamento “*spinner*”.

A caracterização da sensibilidade do sensor de hidrogênio foi realizada através do medidas de resistência em função da concentração de hidrogênio e da concentração e da temperatura utilizando câmaras de gás com injeção controlada de hidrogênio na faixa de 10 ppm a 10000 ppm.



Figura 3-13: Sensor de hidrogênio.

3.3 Sistema de medida do Acetileno utilizando Espectroscopia por Mobilidade de Íons

Como citado anteriormente na seção 2.1 não existem ferramentas acessíveis para modelar a trajetória dos íons que estão sujeitos a campos eletromagnéticos enquanto fluem pelo gás de arraste. A maneira de contornar esse problema e obter pelo menos um modelo de primeira ordem é utilizar um simulador de trajetória de íons chamado SIMION 8.0 (APPELHANS e DAHL). O SIMION é um programa de simulação utilizado para modelar problemas que envolvam movimentações de íons. Esse programa pode analisar problemas 2D que tenham simetria cilíndrica e/ou problemas 3D assimétricos (MANURA). Com o SIMION é possível visualizar a trajetória dos íons individualmente ou em grupo à medida que eles estejam sujeitos a potenciais

eletrostáticos e/ou magnéticos. Apesar de ser um programa voltado para a modelagem de trajetórias de partículas, o SIMION pode muito bem ser utilizado para a simulação de íons (sujeitos a potenciais eletrostáticos) fluindo através de gás de arraste em uma abordagem estacionária ideal (APPELHANS e DAHL). A configuração do simulador é muito simples. Basta definir a geometria do(s) eletrodo(s) que será(ão) utilizado(s) e a partir desse ponto definir o potencial de cada eletrodo. Após especificar a configuração inicial, é necessário inserir as informações dos íons utilizados durante a simulação, como: massa, carga, direção, velocidade e quantidade, tanto para o gás de arraste como também para os íons das espécies a serem detectadas. Com base nessas informações, o simulador é capaz de determinar as distribuições dos potenciais, de campo e das trajetórias das partículas ionizadas que atravessam o sistema IMS.

No programa SIMION, é possível inserir as informações dos íons extraídas especificadas a partir dos modelos analíticos de primeira ordem e, com isso, é possível a simulação das trajetórias de partículas carregadas fluindo em gás de arraste com a simulação do desvio de trajetória dos íons por campos eletromagnéticos (APPELHANS e DAHL). A teoria por trás do IMS descreve o movimento dos íons em ambientes gasosos sobre a influência de um campo elétrico externo. Ao mesmo tempo, existem forças de interação entre os íons e as moléculas neutras de gás (gás de arraste) que são levadas em consideração para especificar a mobilidades e constantes de difusão dos íons de interesse para medição no ambiente do gás de arraste em um sistema IMS (EICEMAN, KARPAS e HILL, Jr).

A modelagem clássica de íons se movimentando em ambientes gasosos relaciona a velocidade do íon (v_d) com o campo elétrico ao qual ele está submetido (E) multiplicado pela constante de mobilidade do íon (K) (EICEMAN, KARPAS e HILL, Jr), ou seja:

$$v_d = E \cdot K \quad (10)$$

O coeficiente de mobilidade é diretamente proporcional ao coeficiente de difusão (D) e assim como o coeficiente de difusão o coeficiente de mobilidade é assumido como

sendo constante para cada temperatura de trabalho (EICEMAN, KARPAS e HILL, Jr). A relação entre as duas grandezas é dada pela equação de Einstein, também conhecida como relação de Nernst-Towsend (EICEMAN, KARPAS e HILL, Jr):

$$K = \frac{eD}{kT} \quad (11)$$

Onde “ e ” é a carga do elétron, k é a constante de Boltzmann e T é a temperatura do gás de arraste. Um grande conjunto de espécies iônicas foi caracterizado experimentalmente quanto à sua mobilidade para uma variada gama de gases de arraste (APPELHANS e DAHL). Mas para os íons que não tiveram essa caracterização realizada, pode-se estimá-la através da equação a seguir (APPELHANS e DAHL):

$$K = \frac{3e}{16N} \left(\frac{2\pi}{kT} \right)^{1/2} \left(\frac{m+M}{mM} \right)^{1/2} \frac{1}{\Omega} \quad (12)$$

Onde:

- K é a constante de mobilidade do íon dada em $\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$;
- e é a carga do elétron dada em esu ;
- N é a densidade de moléculas em um centímetro cúbico do gás de arraste (cm^{-3});
- k é a constante de Boltzmann erg/K ;
- T é a temperatura absoluta em K ;
- m é a massa da molécula do gás de arraste em g ;
- M é a massa do íon em g ;
- Ω é a seção de choque transversal do íon em cm^2 ;

Para manter a coerência e trabalhar de acordo com o que foi apresentado na referência (EICEMAN, KARPAS e HILL, Jr), as unidades para calcular a constante de mobilidade dos íons estão no sistema cgs. A densidade de moléculas do gás de arraste pode ser estimada através da Lei dos Gases Ideais:

$$\frac{n}{V} = \frac{P}{RT} \quad (13)$$

$$N = \frac{n}{V} \cdot na \quad (14)$$

Onde:

- P é a pressão do sistema dado em Mpa;
- V é o volume em cm^3 ;
- n é o número de mols da amostra gasosa;
- T é a temperatura do gás em K;
- R é a constante universal dos gases ideias, cujo valor é $8,314 \text{ J.K}^{-1}.\text{mol}^{-1}$;
- na é o número de Avogadro, cujo valor é $6,022 \times 10^{23}$.

A seção de choque transversal é a área efetiva que quantifica a probabilidade de um evento de dispersão quando uma espécie incidente atinge uma espécie alvo de arraste (EICEMAN, KARPAS e HILL, Jr). Por meio da equação abaixo é possível estimar a seção de choque transversal:

$$\Omega = \pi(r_A + r_B)^2 \quad (15)$$

Onde:

- r_a é o raio do átomo ou molécula ionizada;
- r_b é o raio do gás de arraste.

Para estimar o raio atômico dos íons formados pela quebra do acetileno utilizou-se a equação a seguir:

$$r_{ion} = 0,12041505(\text{massa do íon (uma)})^{1/3} \quad (16)$$

Essa estimativa foi reportada por Lide et al. e serve para íons negativos cuja massa média gira em torno de 130 uma. Com base na equação (16) e nas informações do gráfico a seguir é possível estimar o raio dos principais íons formados após a ionização do acetileno, são eles: C_2H^+ e C_2H_2^+ .

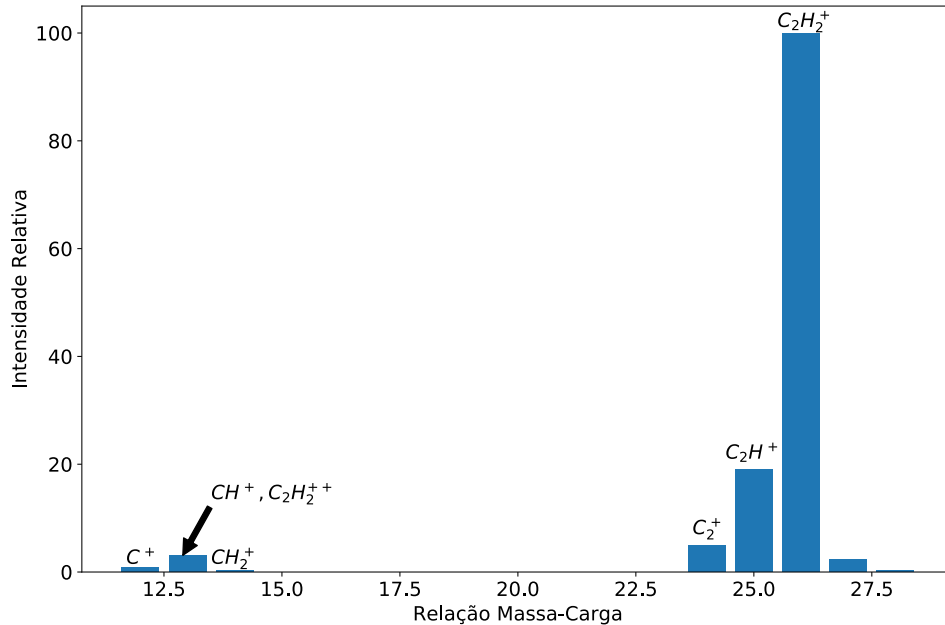


Figura 3-14: Espectro de massa do acetileno.

Fonte: Autor (com base nos dados extraídos de: *National Institute of Standards and Technology – NIST*)

Após estimar a seção de choque transversal dos íons C_2H^+ e $C_2H_2^+$, é possível obter a constante de mobilidade que esses íons apresentam em um ambiente cujo gás de arraste empregado no presente trabalho é o argônio. Esses dados de mobilidade das espécies do acetileno serviram como dados de entrada para simular as trajetórias desses íons com a ajuda do SIMION. Essa etapa prévia de simulação é vital para o projeto da câmara de sensoriamento, pois a partir da trajetória dos íons em função da constante de mobilidade e do campo elétrico é que será definido a posição dos eletrodos de medição.

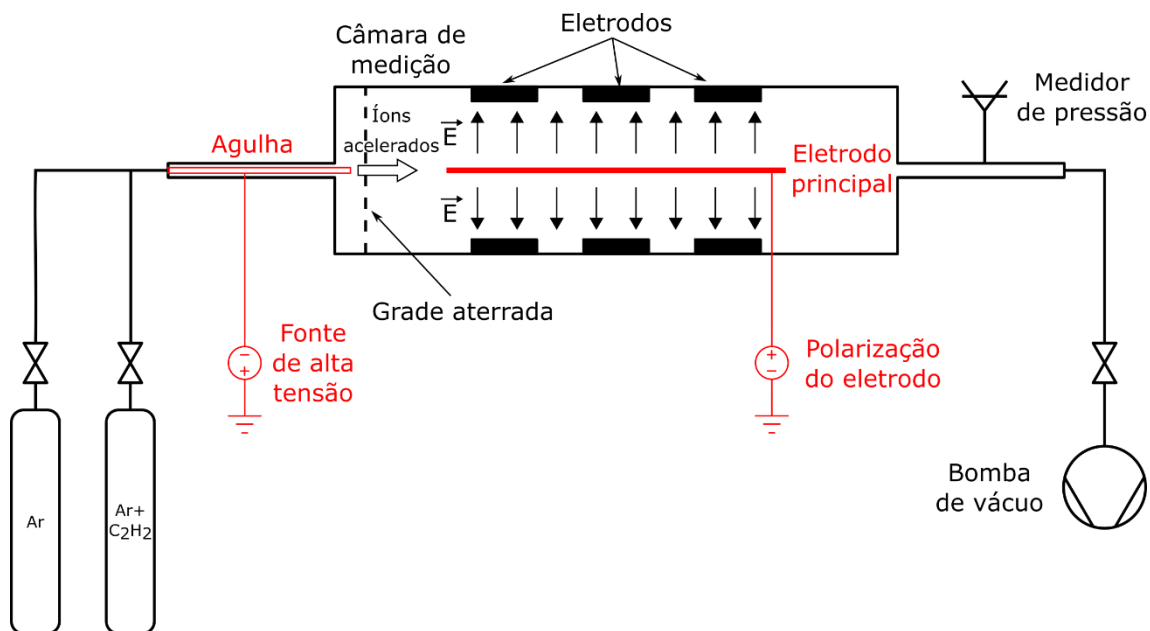


Figura 3-15: Diagrama do arranjo experimental para a detecção de acetileno.

A Figura 3-15 representa o diagrama do arranjo experimental projetado para realizar a detecção do acetileno. O princípio de funcionamento desse sensor é bem semelhante ao empregado pelos espectrômetros por mobilidade de massa, assim sendo, o gás de análise (acetileno) e o gás de arraste (argônio) são inseridos na câmara de análise por meio de uma agulha polarizada por uma alta tensão. Isso permite que o acetileno seja ionizado, gerando assim as espécies iônicas destacadas na Figura 3-14. Durante a análise das trajetórias dos íons, o foco do estudo foi voltado para os íons C_2H^+ e $C_2H_2^+$, pois eles aparecem em uma quantidade relativa muito maior do que as outras espécies possíveis, conforme foi mostrado na Figura 3-14. Por ser um gás nobre, o argônio não é facilmente ionizado, logo sua quantidade relativa de íons será menor comparado ao gás de arraste. Os íons gerados na agulha são acelerados e então defletidos pelo campo elétrico entre o eletrodo central em direção aos eletrômetros posicionados ao longo da câmara de medição. Para facilitar a simulação e o projeto do sensor a geometria da câmara de medição foi escolhida cilíndrica, logo, a resolução das

equações de campo pelo simulador fica facilitada e os problemas de geração de turbulência pela passagem de gás podem ser mitigados.

Na montagem indicada na Figura 3-15, foi instalada na saída da câmara de medição uma bomba de vácuo mecânica, uma válvula para controle de fluxo de gás e um medidor de pressão. A abertura da válvula permite ajustar a velocidade de bombeamento a fim de evitar turbulência na passagem de gás ao longo da célula de medição e tornar o regime de transporte de gás o mais laminar possível.

Para garantir que o escoamento do gás de arraste se dê com o mínimo de turbulência possível, é preciso assegurar que o número de Reynolds esteja abaixo de determinado patamar de referência. Isso porque quando a velocidade crítica de um escoamento é excedida, o escoamento deixa de ser ordenado; ele passa para um estado caótico, turbulento. O critério que delimita a transição entre o escoamento laminar ordenado para um turbulento depende da razão entre as forças inerciais e viscosas (POST, 2013). Essa razão é caracterizada pelo número de Reynolds, dado por:

$$Re = \frac{Dv\rho}{\mu} \quad (17)$$

Onde:

- ρ é a massa específica do fluido dada em kg/m^3 ;
- v é a velocidade de escoamento do fluido dada em m/s ;
- D é o diâmetro do tubo que se dá o escoamento, dado em m ;
- μ é a viscosidade dinâmica do fluido, dada em $\text{Pa}\cdot\text{s}$

Considerando que a maior parte do gás que irá fluir através da célula de medição será composto por átomos de argônio, é natural considerarmos que o cálculo do número de Reynolds deve levar em consideração as propriedades desse gás. Assim sendo, as constantes ρ e μ dizem respeito ao gás argônio. Para que o número de

Reynolds fique abaixo de 2000 (valor máximo que caracteriza o escoamento laminar), a velocidade máxima do fluido na câmara de medição deverá ser:

$$v = \frac{2000 \times 20,9 \text{ Pa/s}}{1,55 \text{ kg/m}^3 \times 0,04 \text{ m}} = 6,7 \text{ m/s} \quad (18)$$

Também é importante destacar a relação entre a quantidade de gás que entra e a quantidade de gás que sai define a pressão da câmara de medição, esse é um parâmetro importante, já que influencia diretamente a constante de mobilidade dos íons analisados. A figura abaixo mostra a relação entre a pressão do sistema e o número de partículas por centímetro cúbico. A partir da Lei dos Gases Ideais é possível obter o número de partículas por unidade de volume em função da pressão na câmara, essa relação é mostrada na Figura 3-16.

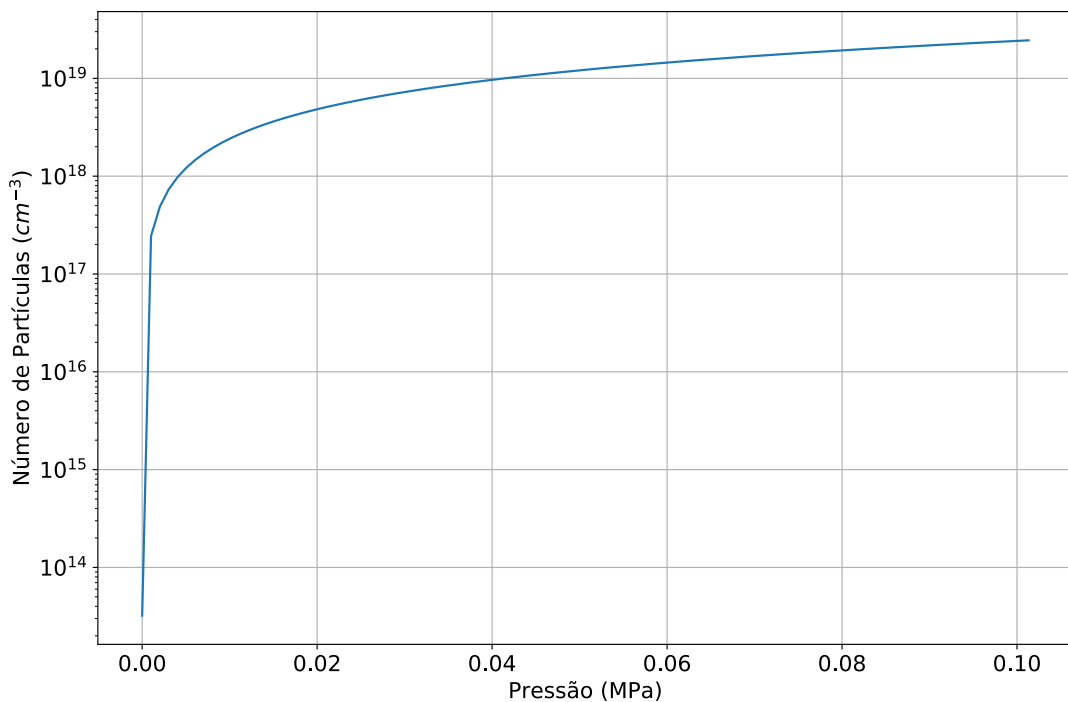


Figura 3-16: Número de partículas por unidade de volume em função da pressão.

Pela Lei dos Gases Ideais pode-se prever que o número de partículas por unidade de volume cai à medida que a pressão diminui. Essa diminuição na quantidade de partículas impacta diretamente na constante de mobilidade dos íons, como pode ser visto na equação (12). Da equação (12) prevê que quanto maior é o número de partículas, maior será a probabilidade de choque entre elas e menor também será o valor da mobilidade. O gráfico da Figura 3-17 representa a relação entre a pressão e a constante de mobilidade dos íons estudados levantado através de substituições adequadas das equações (13) e (14) na equação (12). É interessante observar na Figura 3-17 que os íons C_2H^+ e $C_2H_2^+$ apresentam massa e tamanhos muito semelhantes de forma que não há diferença considerável entre as constantes de mobilidade para ambos em função da pressão. Também é possível observar pelo gráfico da Figura 3-17 que os íons de argônio têm constante de mobilidade muito semelhante aos íons gerados a partir do acetileno, isso porque o argônio tem um diâmetro cinético e massa muito próximos dos produtos da ionização do acetileno (BRECK, 1974).

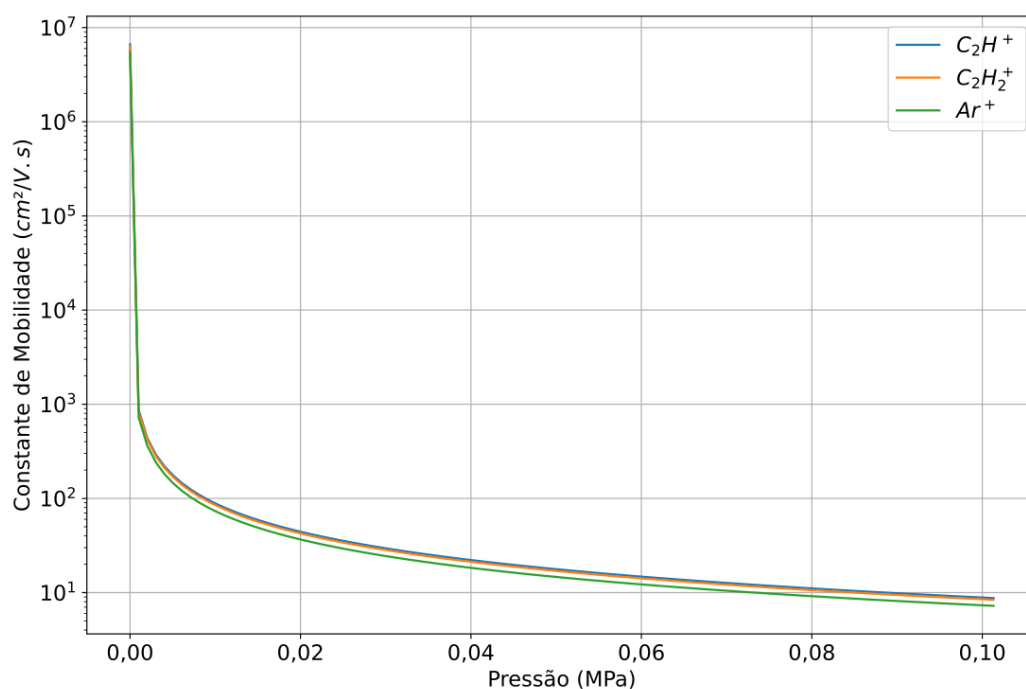


Figura 3-17: Constante de mobilidade dos íons estudados em função da pressão da câmara de análise.

O arranjo experimental ilustrado na Figura 3-15 possibilita o controle da pressão interna do sistema através do ajuste do fluxo de gás de arraste de entrada e da taxa de bombeamento de vácuo, dessa maneira é possível estudar a variação da constante de mobilidade dos íons em função da pressão. Os gráficos mostrados nas Figuras 3-18, 3-19 e 3-20 retratam a velocidade horizontal dos íons em função do campo elétrico horizontal (responsável pela geração e aceleração dos íons).

Com base na velocidade que os íons são ejetados da agulha (velocidade que por sua vez é definida pela diferença de potencial entre a agulha e a grade aterrada, veja a Figura 3-15) os íons atingem a região de detecção com velocidade v_d paralela ao plano dos detectores. Devido à ação do campo elétrico transversal \vec{E} , os íons adquirem velocidade vertical v_v que é proporcional à constante de mobilidade exibida na Figura 3-17. As Figura 3-18, Figura 3-19 e Figura 3-20 a evolução da velocidade vertical de cada espécie iônica em função do campo elétrico vertical, para três tensões distintas.

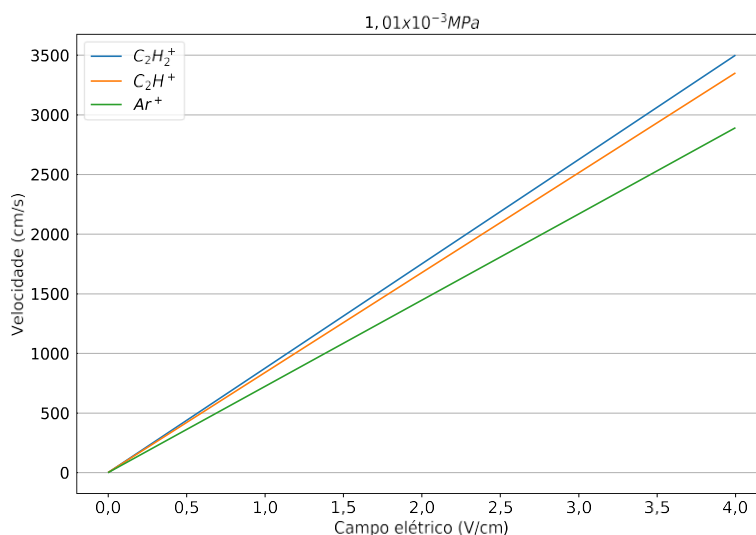


Figura 3-18: Velocidade vertical dos íons em função do campo elétrico, pressão da câmara igual a $1,01 \times 10^{-3}$ Mpa (7,6 Torr).

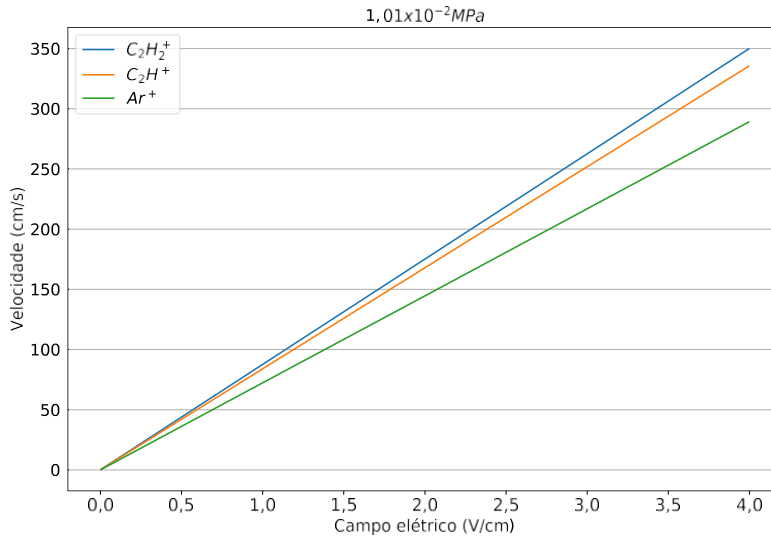


Figura 3-19: Velocidade vertical dos íons em função do campo elétrico, pressão da câmara igual a $1,01 \times 10^{-2}$ Mpa (76 Torr).

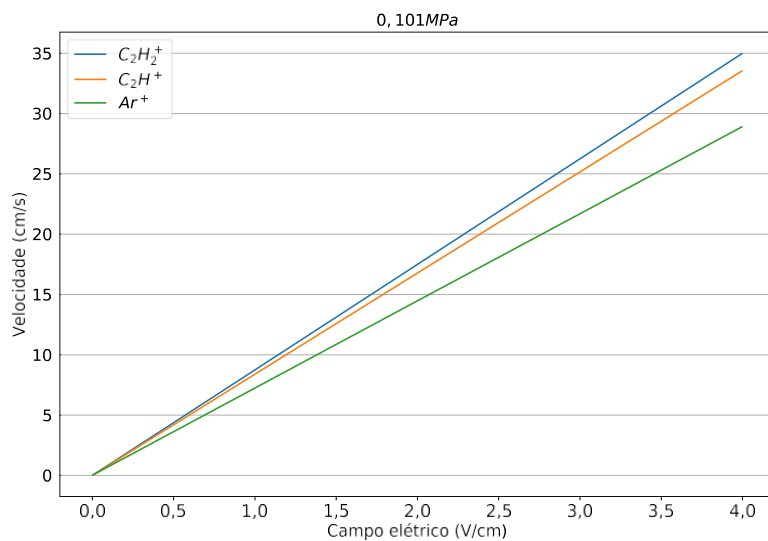


Figura 3-20: Velocidade **vertical** dos íons em função do campo elétrico, pressão da câmara igual a 0,101 Mpa (760 Torr).

Os gráficos anteriores refletem a velocidade dos íons em três situações distintas, na pressão atmosférica, em 10% da atmosférica e em 1% da pressão atmosférica. Observa-se que à medida que a pressão do ambiente diminui, a constante de mobilidade aumenta e, conseqüentemente, será possível atingir maiores velocidades verticais para um dado campo elétrico.

Esses gráficos serviram como base de dados para ajudar a configurar a simulação de trajetória de íons no SIMION 8.1, já que o simulador calcula a trajetória da partícula em função das velocidades v_d e v_e . Para calcular a velocidade horizontal v_d considerou-se que a energia potencial do íon transformou-se completamente em energia cinética no caminho da agulha até a grade (veja Figura 3-15) e através dessa energia foi possível calcular a velocidade a partir da seguinte equação:

$$v_d = \sqrt{\frac{2E_c}{m}} = \sqrt{\frac{2qV}{m}} \quad (19)$$

Onde q é a carga do íon, V é a tensão aplicada à agulha e m é a massa do íon. A tabela a seguir retrata as velocidades que os íons adquirem para três tensões distintas: 400 V, 800 V e 1200 V, respectivamente v_{400} , v_{800} e v_{1200} .

Tabela 3-1: Velocidade horizontal dos íons em função do potencial aplicado entre a agulha e a grade.

<i>Íon</i>	<i>Carga</i> (C)	<i>Massa</i> (Kg)	V400 (cm/s)	V800 (cm/s)	V1200 (cm/s)
Ar ⁺	1,6x10 ⁻¹⁹	6,63x10 ⁻²³	138950	196500	240660
C ₂ H ⁺	1,6x10 ⁻¹⁹	4,16x10 ⁻²³	175410	248060	303820
C ₂ H ₂ ⁺	1,6x10 ⁻¹⁹	4,32x10 ⁻²³	172130	242430	298140

Fonte: Autor.

A Figura 3-21 ilustra as componentes vetoriais vertical e horizontal das velocidades e sua influência na trajetória dos íons. A célula de detecção da Figura 3-21 conta com dois eletrodos d_i e d_j , mantidos a uma certa distância do terceiro eletrodo (que será responsável por gerar o campo elétrico). Pode-se notar a trajetória de dois íons distintos. O íon que faz o menor trajeto tem maior mobilidade, logo, acaba atingindo o primeiro eletrodo (d_i). O íon com menor mobilidade percorre o caminho mais longo, portanto, atinge o segundo eletrodo.

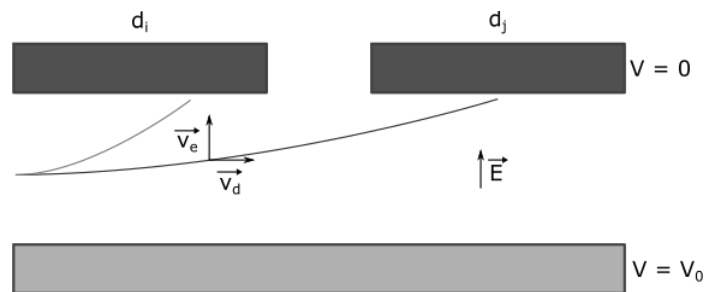


Figura 3-21: Trajetória de dois íons distintos em função de sua mobilidade.

Fonte: (ORTIZ, et al., 2009)

A constante de mobilidade modelada através das equações (10) a (19) será um parâmetro de entrada no programa SIMION 8.1. Cabe sempre lembrar que esse tipo de informação de entrada é essencial para simular as trajetórias no SIMION 8.1, por isso toda modelagem analítica descrita até o momento foi feita *a priori* para que a constante de mobilidade sirva como base para suprir o simulador.

Através do ajuste do potencial do eletrodo central, da tensão aplicada à agulha, da pressão interna da célula de medição e da geometria interna dos condutores é possível obter a distribuição típica do percurso de cada íon dentro da célula de medição. E é possível separar os íons do acetileno dos íons do gás de arraste.

Com base nos valores calculados de velocidade vertical na Tabela 3-1 nas estimativas da velocidade horizontal obtidas a partir da Equação 20, vamos adotar câmara de detecção cilíndrica com 4 cm de diâmetro. Os eletrodos na câmara de detecção terão 5 mm de largura e serão espaçados entre si por 3 mm de forma a permitir separação entre os sinais dos íons de argônio e íons de acetileno numa ampla faixa de variação da tensão/campo aplicado entre terminal central e eletrodos na câmara de medição conforme ilustrado na Figura 3-15.

3.4 Proposta de uma Câmara de Ionização acoplada a um Conversor

Flyback

Para implementar uma fonte de alta tensão estável com corrente controlável na faixa de uA a mA na câmara de ionização, estamos propondo um conversor tipo *flyback* com malha de realimentação negativa de controle da corrente. O ponto inédito da proposta é a estabilização da alta tensão para uma ampla faixa de corrente de ionização.

O conversor *flyback* pertence à classe de conversores CC-CC isolados, sendo utilizado normalmente em aplicações de baixa e média potência. Sua principal aplicação era atuar como fonte de alta tensão para tubos CRT de televisores e telas de computadores. A utilização de conversores do tipo *flyback* tem algumas vantagens as quais podemos citar: a utilização de poucos componentes (baixo custo), a isolação da saída em relação a entrada, a facilidade em converter o nível da entrada para tensões maiores ou menores e a possibilidade de se obter múltiplas saídas com um único transformador (BARBI). Esse tipo de conversor é tipicamente utilizado para aplicações que requerem altas tensões de saída e baixa potência ($\leq 5000V$ e $< 15W$). Seu uso pode ser estendido para aplicações cuja potência ultrapassa os 150W; porém, a tensão de alimentação deve ser alta o suficiente ($\geq 160V$) para que a corrente no primário não seja excessiva (PRESSMAN). A Figura 3-18 ilustra o conversor tipo *flyback* e os seus dois ciclos de operação.

Seu funcionamento é derivado do conversor do tipo *buck-boost*, pois o indutor presente nessa topologia é substituído por um par de indutores acoplados magneticamente no conversor *flyback*, também chamado de transformador *flyback*. É importante não confundir os indutores acoplados com um transformador, pois nesse, existem ao mesmo tempo correntes em mais de um enrolamento, de modo que o fluxo de magnetização se mantenha constante; enquanto nos indutores acoplados a passagem de corrente se dá ora em um enrolamento, ora por outro, garantindo-se um sentido de correntes que mantenha a continuidade do fluxo. E é esse o comportamento que se observa em um conversor *flyback* (BARBI).

O funcionamento do conversor pode ser resumido da seguinte maneira: no instante em que o transistor MOS está conduzindo, a energia da fonte de entrada é armazenada pelo transformador e a carga é alimentada pelo capacitor do filtro de saída. Devido à polaridade do transformador, o diodo no secundário estará polarizado reversamente (ciclo 1, Figura 3-18a). No momento em que o transistor MOS é desligado o diodo passa a conduzir e permite que a energia armazenada pelo transformador seja entregue para a carga ao mesmo tempo que carrega o capacitor do filtro de saída (ciclo 2, Figura 3-18b) (cuja energia foi perdida durante o ciclo anterior) (PRESSMAN). Assim, percebe-se que o transistor MOS e o diodo operam na verdade como chaves que são comutadas em períodos opostos.

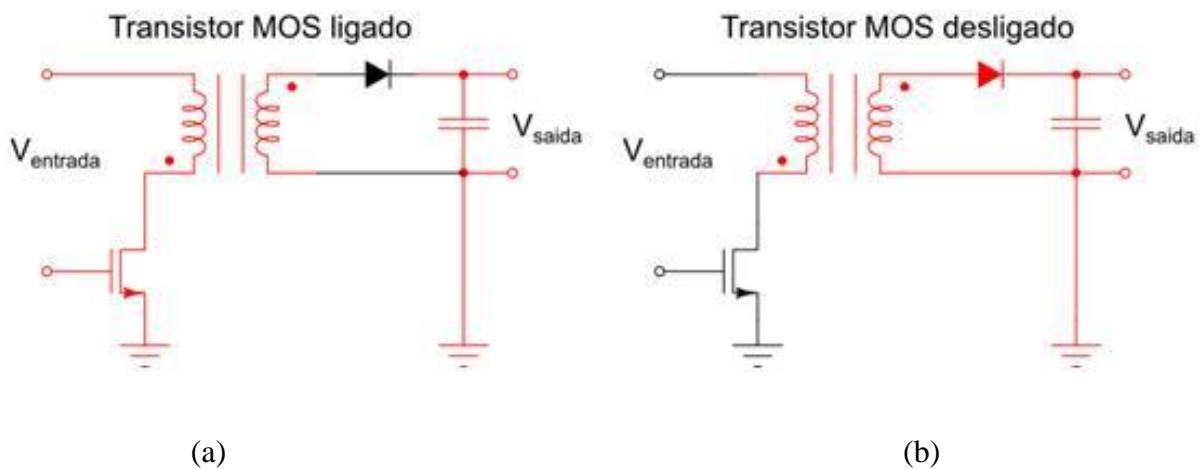


Figura 3-22: Conversor *flyback*.

A figura a seguir retrata o funcionamento do conversor *flyback* no modo descontínuo. Basicamente, nesse modo, a corrente do secundário decai até zero antes do próximo ciclo. Quando o transistor do primário está ligado (T_{ON}) e o diodo do secundário está reversamente polarizado o transformador comporta-se como um indutor puro e a corrente através dele aumenta linearmente até o pico I_P . No momento em que o transistor é desligado ($T_F + T_{DT}$), a energia armazenada pelo primário $\frac{1}{2} L_P I_P^2$ é

entregue ao secundário, dando origem ao pico de corrente I_S (PRESSMAN). O chaveamento do transistor causa picos de tensão na saída do secundário em relação ao valor DC do conversor, sinalizado pelos retângulos vermelhos da Figura 3-23.

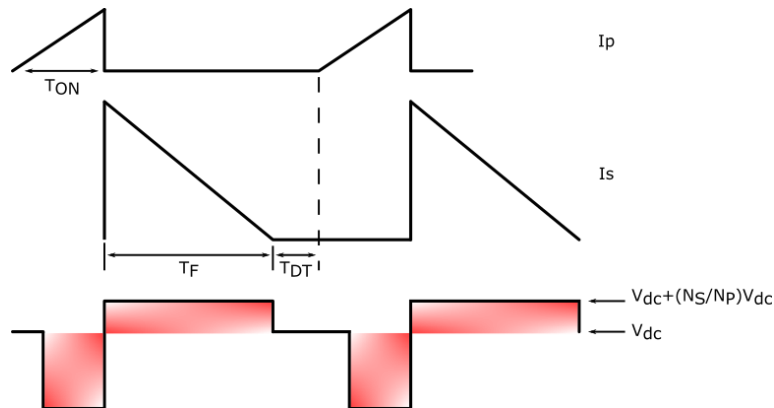


Figura 3-23: Diagrama temporal do conversor *flyback* operando em modo descontínuo.

Fonte: (PRESSMAN)

No modo de operação contínuo (veja Figura 3-24), a corrente do primário sobe na forma de um pulso seguido de uma rampa, quando o transistor está ligado. Durante o período que o transistor do primário permanece cortado, a corrente do secundário sobe na forma de um pulso em um primeiro momento, e decai linearmente, mas nunca atinge o zero (PRESSMAN). Isso porque nesse modo de operação o tempo de *dead time* (T_{DT}) é nulo. A Figura 3-24 permite comparar os modos de operação contínuo e descontínuo. De acordo com a ilustração pode-se ver claramente que o pulso no modo descontínuo assume o formato triangular, enquanto o formato do modo de operação contínuo se assemelha a um formato trapezoidal.

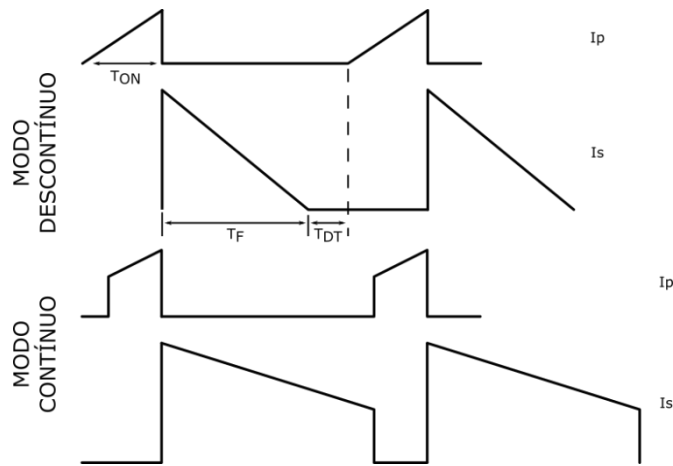


Figura 3-24: Diagrama temporal comparando as correntes nos modos de operação contínuo e descontínuo do conversor *flyback*.

Fonte: (PRESSMAN)

Os dois modos de operação apresentam vantagens e desvantagens. No modo de operação descontínuo a resposta se dá de maneira mais ágil e os “spikes” na tensão de saída gerados por mudanças abruptas na carga são menores. Entretanto, o modo descontínuo pode ter correntes de pico duas ou três vezes maiores do que o modo contínuo. Apesar das desvantagens, o modo descontínuo é muito mais utilizado do que o modo contínuo, principalmente devido a sua maior velocidade. O conversor *flyback* utilizado neste trabalho opera de acordo com as características do modo de operação descontínuo.

Neste trabalho, o conversor *flyback* será empregado como circuito principal para a obtenção de uma fonte DC realimentada de alta tensão como bloco construtivo do sistema IMS para detecção do acetileno. O circuito construído para isso utiliza como chave do primário o transistor MOS de potência IRF540N cujo terminal de porta está conectado ao sinal de controle que vem da realimentação. O transformador *flyback* foi fabricado com uma razão de espiras do primário para o secundário de 1:100 e utiliza um núcleo ferrite. A potência do transformador é de 6 W de modo a permitir que a corrente

de ionização varie na faixa de 1 μ A 1 mA. A tensão de alimentação do circuito é de 15 V. O esquemático completo do circuito está representado na Figura 3-25.

No secundário do transformador *flyback* três diodos 1N4007 foram conectados em série de modo a suportar as altas tensões quando eles se encontram reversamente polarizados, a conexão em série reduz a queda de tensão sobre cada dispositivo para valores abaixo de 300 V. Após a retificação um filtro passa baixas do tipo RC foi utilizado para ceifar os picos de tensão, isso permite que a tensão aplicada a agulha de ionização seja mais estável. Essa alta tensão é aplicada em uma agulha que se encontra a uma certa distância da base aterrada, ambas as partes estão dentro da câmara de ionização. De acordo com as teorias da eletrostática a pequena ponta da agulha tem a capacidade de gerar altos campos elétricos mesmo quando polarizada com tensões moderadas. Esse campo elétrico induz a ionização das partículas de gás e orienta o fluxo de íons no sentido do campo elétrico. Através da medição dessa corrente iônica será possível implementar a câmara de ionização do sistema IMS para detecção de acetileno.

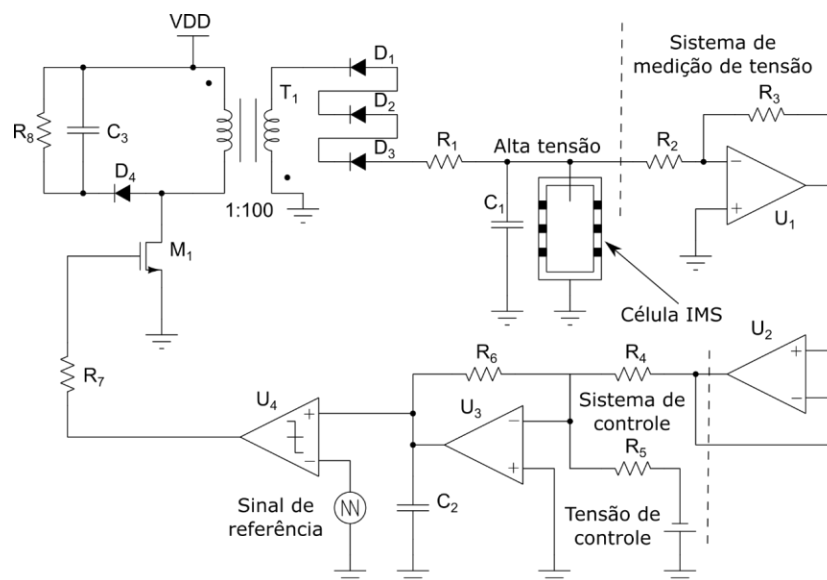


Figura 3-25: Gerador de alta tensão, circuito completo.

A segunda parte da fonte de alta tensão é o circuito realimentado de controle. Esta parte é responsável por medir a saída de alta tensão, subtrair esse valor da tensão

de referência e enviar a diferença entre esses dois valores para o comparador, de modo a gerar um sinal de onda quadrada modulado por pulso. O primeiro componente desse estágio é um amplificador inversor, composto pelo amplificador operacional U_1 e os resistores R_2 e R_3 . O amplificador tem a função de detectar a alta tensão e reduzir esse valor por um fator de -1000 (através da realimentação negativa do amplificador operacional). Essa redução é necessária para não danificar os circuitos na malha de controle. O ganho é definido pela razão entre os resistores R_2 e R_3 . Devido ao terra virtual do amplificador operacional a alta tensão da saída não afeta o amplificador operacional U_1 .

Tabela 3-2: Valores e/ou características dos componentes representados no circuito da Figura 3-25.

<i>Componente</i>	<i>Valores/Características</i>
R ₁	100 k Ω
R ₂	10 M Ω
R ₃	10 k Ω
R ₄	10 k Ω
R ₅	10 k Ω
R ₆	1 M Ω
R ₇	10 Ω
R ₈	10 Ω
C ₁	100 nF
C ₂	1 nF
C ₃	1 nF
D ₁	1N4007
D ₂	1N4007
D ₃	1N4007
D ₄	1N4007
T ₁	

Fonte: Autor.

Após o estágio de medição, a tensão reduzida e invertida e subtraída pelo sinal de *control*. Isso é feito pelo amplificador somador U_2 que soma a tensão reduzida com

uma tensão negativa de referência sendo que essa parte do sistema é chamada de amplificador de erro. O erro entre a saída atual e a saída desejada é amplificada por um fator de 1000. A equação mostra a saída do amplificador de erro em função dos sinais de entrada e os resistores R_4 , R_5 e R_6 .

$$V_{error} = -\frac{R_6}{R_{4,5}}(V_{out} + (-V_{control})) \quad (20)$$

Alterando a tensão de referência é possível mudar o nível da alta tensão de saída já que a malha de realimentação força a tensão de saída a ser igual a tensão de referência. O amplificador somador tem a saída limitada de modo a não enviar tensões maiores do que três volts para a entrada do comparador.

Por fim, o erro resultante é enviado ao comparador onde esse dispositivo tem por finalidade comparar o erro resultante com um sinal de referência triangular (período de 50 μ s e amplitude de tensão de 0 V a 5 V). Se o erro é menor do que o sinal triangular a saída do comparador será zero, caso contrário a saída do comparador será em nível lógico alto (5 V). A saída do comparador é o sinal de controle que chaveia o transistor MOS de potência conectado ao primário do transformador. Quando o erro gerado pelo amplificador de erro é alterado, o *duty cycle* do comparador também é alterado de modo a compensar as variações na saída da fonte de alta tensão. A malha de realimentação permite gerar uma saída estável e bem definida e aplicá-la na agulha. Mesmo quando a corrente através da agulha muda em consequência de variações no ambiente da câmara de ionização

A malha de realimentação (amplificador de erro, comparador e sinal triangular de referência) foram implementados com o auxílio do PSoC 4.

O sistema com circuito *flyback* mostrado na Figura 3-21 foi implementado utilizando os componentes listados na Tabela 3-2 colocando em lugar do sistema IMS

(câmara de detecção) uma agulha polarizada a uma distância controlada de um plano terra. O transformador também indicado na Figura 3-25 com uma razão de número de voltas das bobinas de 1:100 utilizando um núcleo de ferrite compacto (Thorton) com potência nominal de 6W compatível com uma corrente de saída de alta tensão, durante a ionização do argônio, na faixa de 1 μ A a 2mA.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 Resultados obtidos com o controlador de temperatura

A caracterização do sistema para o controle de temperatura foi realizada a temperatura ambiente (25 ± 1) °C e o teste para verificação da funcionalidade do controlador foi realizado para três valores distintos de *set-point* 130 °C, 140 °C e 150 °C. O procedimento experimental consistiu em ligar o bloco aquecedor serigrafado (Figura 3-11) e o sistema de controle na temperatura ambiente e mantê-los ligados por aproximadamente dez minutos, tempo suficiente para o aquecedor atingir a temperatura de *set-point* e manter esse valor estável. Passado esse tempo, o sistema é desligado por mais dez minutos, tempo necessário para o sistema voltar a temperatura ambiente. Este procedimento foi repetido três vezes para cada valor de *set-point* para certificar que não ocorrerão erros aleatórios durante a realização do experimento. O resultado é a média dos três resultados parciais.

A Figura 4-1 mostra o a temperatura do aquecedor em função do tempo. Partindo da temperatura ambiente no instante zero, é possível notar o aumento da temperatura até o valor do *set-point* (140 °C) que ao ser atingido, faz com que sistema estabilize e não ocorrem mais variações bruscas de temperatura. O gráfico (b) da Figura 4-1 representa a resposta do sistema de controle PI (*duty cycle*) em função do tempo. No início do experimento, a diferença entre o valor real e o valor do *set-point* é alto, de forma que a resposta gerada pelo controle PI passa a entregar a maior potência para o aquecedor (*duty cycle* igual a 100%), à medida que essa diferença diminui o valor do *duty cycle* tende a cair. Quando o aquecedor atinge o *set-point*, o *duty cycle* é reduzido de modo a manter a temperatura estável e compensar a perda de energia para o ambiente.

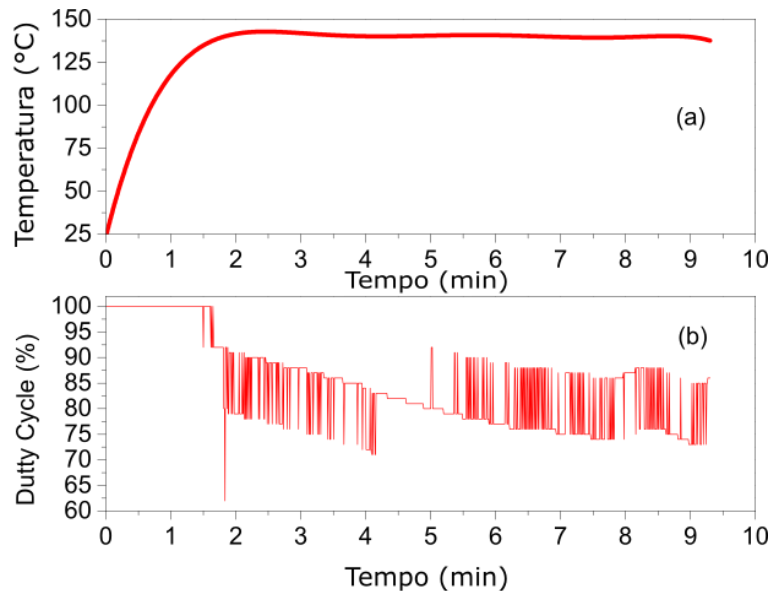


Figura 4-1: Temperatura em função do tempo (a) e *duty cycle* em função do tempo (b).

O consumo de corrente do aquecedor também foi monitorado em todos os experimentos. Para uma tensão de alimentação de 5 V o consumo de corrente atingiu o valor de 350 mA, logo, a potência máxima do aquecedor foi de $5 \text{ V} \times 350 \text{ mA} = 1,75 \text{ W}$.

Nas próximas três figuras é possível observar em detalhes como a temperatura do aquecedor muda para cada valor de *set-point* utilizado. A linha vermelha sólida é a resposta do aquecedor em função do tempo, a linha pontilhada azul é o *set-point* ajustado no *firmware* do PSoC 4. A caixa de aumento em cada gráfico mostra o *overshoot* e o tempo de estabilização do sistema de controle; *overshoot* é definido como a temperatura máxima que o sistema atinge além do valor de *set-point* e o tempo de estabilização é definido como o tempo para o qual a temperatura do sistema difere menos de 1% do nível de temperatura desejado. Para cada valor pré-estabelecido de temperatura, não há grandes mudanças no sistema após o tempo de estabilização, isso demonstra que o sistema de controle pode manter a temperatura estável e dentro de uma faixa de erro menor do que 1%.

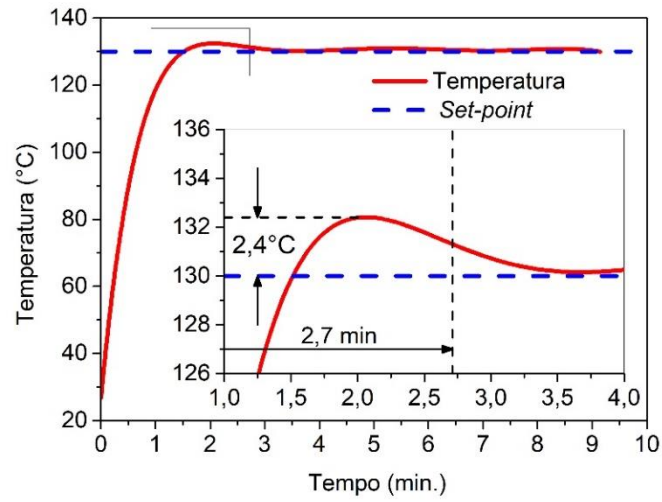


Figura 4-2: Controle de temperatura para o *set-point* de 130 °C.

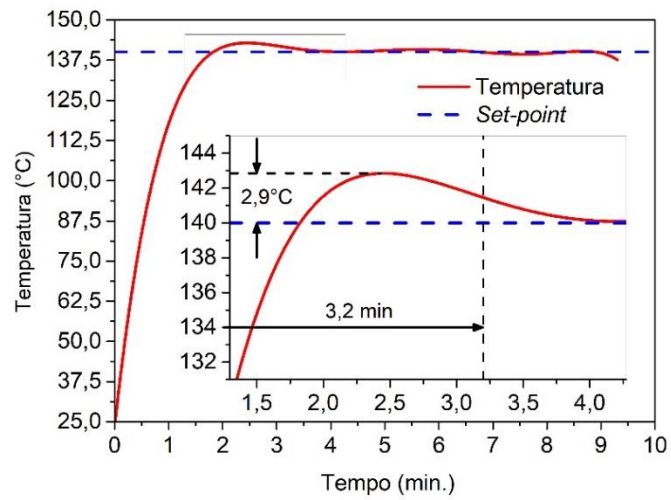


Figura 4-3: Controle de temperatura para o *set-point* de 140 °C.

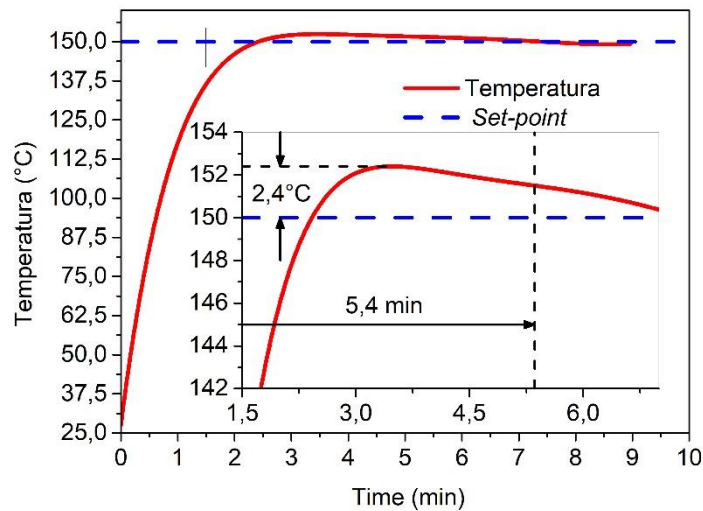


Figura 4-4: Controle de temperatura para o *set-point* de 150 °C.

De acordo com os resultados das figuras anteriores, é possível notar que o máximo *overshoot* relativo ocorreu para o *set-point* de 140 °C, nesse caso, o *overshoot* relativo foi de quase 2,1 %. Também é possível notar que existe certa dependência linear entre o tempo de estabilização com o valor do *set-point*, quanto maior o *set-point* maior é o tempo de estabilização do projeto. A resume os resultados para cada valor pré-ajustado.

Tabela 4-1: Resumo dos resultados obtidos para diferentes valores de *set-point*.

<i>Set-point</i> (°C)	Tempo de Estabilização (min.)	<i>Overshoot</i> (V)	<i>Overshoot</i> Relativo (%)
130	2,7	2,4	1,8
140	3,2	2,9	2,1
150	5,4	2,4	1,6

Fonte: Autor

4.2 Controle de temperatura em sensor de hidrogênio

A Figura 4-5 ilustra a resistência relativa medida para o sensor de hidrogênio fabricado Figura 3-13 para concentrações na faixa de 5 ppm a 10000 ppm. O sensor montado sobre o aquecedor Figura 3-11 nas temperaturas de 125°C e 135°C foi medido em um tubo de quartzo variando-se a pressão parcial de hidrogênio usando Argônio ultrapuro e uma mistura gasosa de hidrogênio e argônio (Ar + 10% H₂). Vale ressaltar que a resistência relativa varia na faixa de 0,7 a 1,7% para temperatura de (125,0 ± 0,1) °C e na faixa de 1,4 a 2,9% para temperatura de (135,0 ± 0,1) °C.

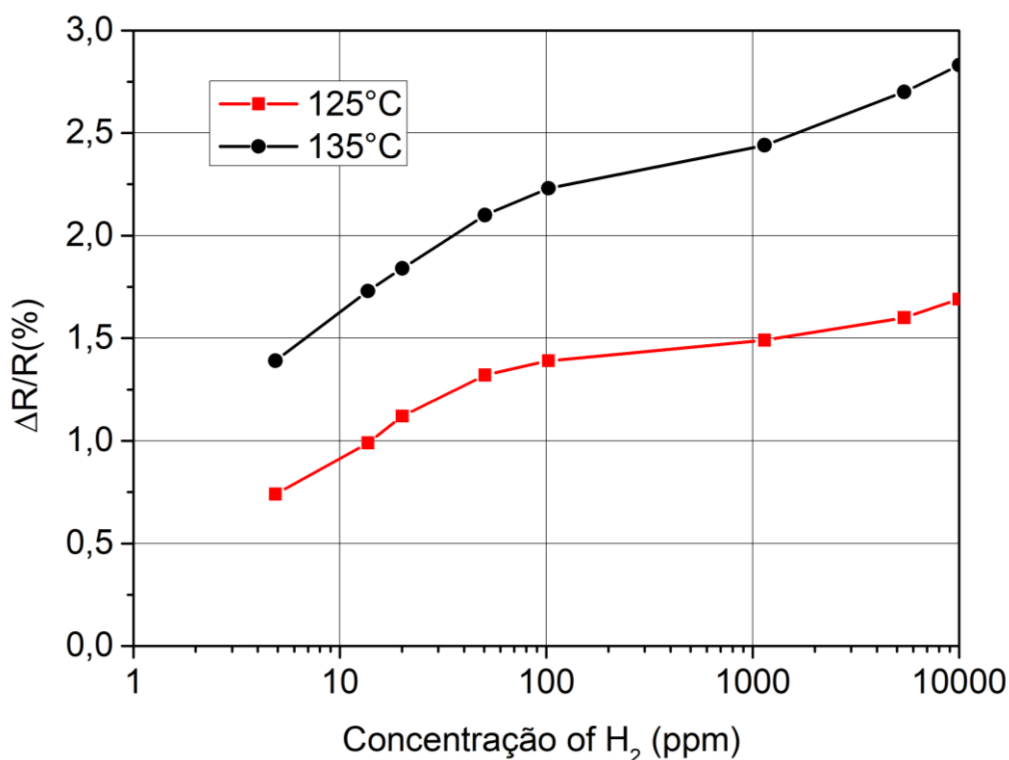


Figura 4-5 Resistência relativa como função da concentração de hidrogênio para as temperaturas de (125,0±0,1) °C e (135,0±0,1) °C, respectivamente.

4.3 Resultados obtidos com o conversor *flyback* acoplado à uma câmara de ionização.

Como detalhado no item 3.4 da metodologia, estamos propondo no âmbito do presente trabalho um sistema realimentado composto de fonte de alta tensão estável tipo *flyback* com corrente de saída controlável na faixa de μA a mA para alimentar a câmara de ionização.

A caracterização do circuito gerador de alta tensão se deu através da simulação elétrica pelo simulador MultisimTM da National Instruments. Para simular os efeitos que a corrente de ionização tem sobre o circuito, utilizou-se uma fonte de corrente DC, onde foi estabelecido que a tensão de saída permaneça constante em uma faixa de corrente de ionização que vai de $1 \mu\text{A}$ a 1mA .

Os resultados obtidos por meio da simulação do circuito gerador de alta tensão são mostrados nas figuras de 4-6 a 4-8. Tomando como base o circuito da Figura 3-25, na Figura 4-6 é possível observar o comportamento em função do tempo da tensão sobre o dreno do transistor M_1 (gráfico a) e da diferença de tensão entre os dois terminais do primário do transformador (gráfico b). Os picos de tensão negativa no primário do transformador ocorrem devido à influência que o secundário exerce sobre o primário quando o transistor se encontra desligado e os diodos se encontram diretamente polarizados. A influência dessa magnitude é proporcional a razão de espiras entre o secundário e o primário.

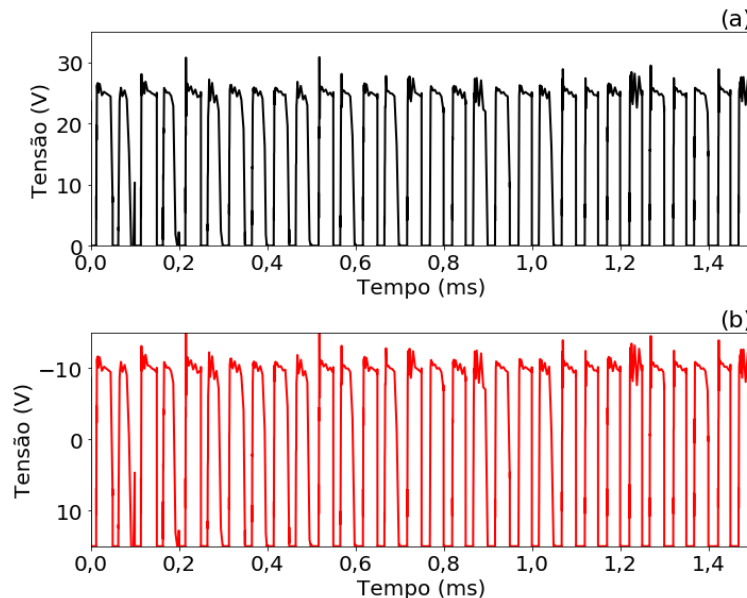


Figura 4-6: (a) Tensão sobre o dreno do transistor M_1 ; (b) Diferença de tensão sobre o primário do transformador flyback.

A tensão de saída do transformador *flyback* está mostrada na Figura 4-7. É importante notar que a excursão da tensão de saída é aproximadamente simétrica em torno do zero, ou seja, este é o efeito que o primário exerce no secundário. Para cancelar esse comportamento os diodos são colocados após a saída do transformador *flyback* de modo a cortar a parte positiva da tensão de saída, como pode ser visto no gráfico b da Figura 4-7. Como os diodos são dispositivos não ideais alguns picos de tensão permanecem após a retificação. A remoção desses picos de tensão é realizada pelo filtro passa baixa do tipo RC. O impacto desse filtro na tensão de saída pode ser visto na Figura 4-7: (a) Tensão de saída no transformador flyback; (b) Tensão de saída retificada.

O valor de R_1 é de 100 k Ω e C_1 é igual a 100 nF, esses valores influenciam na tensão de pico a pico e no tempo que o circuito leva para atingir a estabilidade. Esta é a tensão que será aplicada sobre a agulha de modo a gerar a corrente de ionização necessária para servir como bloco funcional na detecção das espécies gasosas do acetileno. É importante frisar que a corrente de ionização pode alterar o valor da tensão

de saída no circuito da Figura 3-21, logo, o sistema de realimentação é necessário para detectar possíveis alterações e realimentar a entrada para levar novamente a saída ao valor correto.

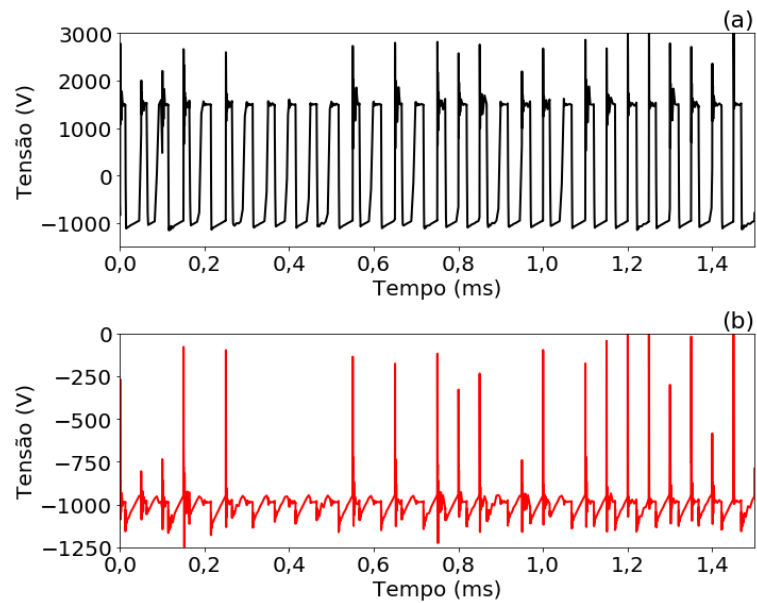


Figura 4-7: (a) Tensão de saída no transformador flyback; (b) Tensão de saída retificada.

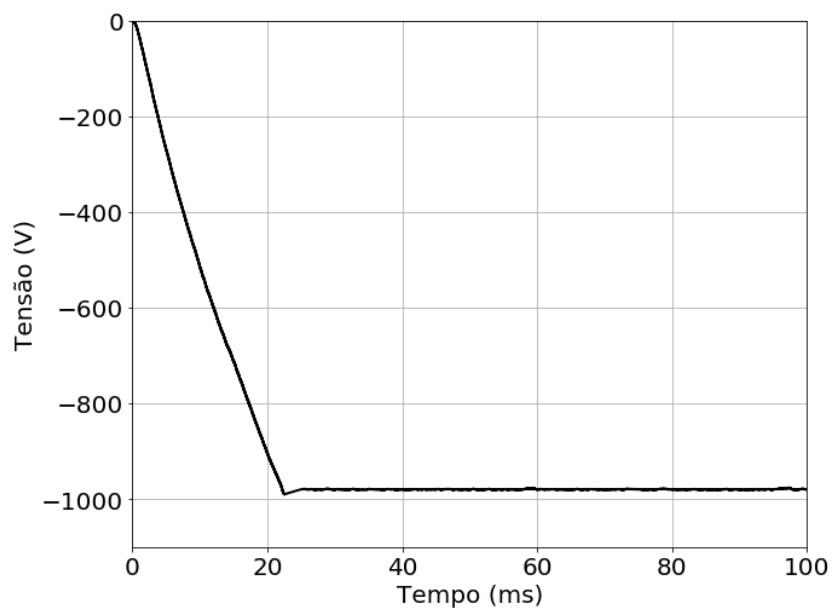


Figura 4-8: Tensão de saída após a filtragem da tensão retificada.

Para controlar a tensão de saída, é necessário amostrá-la e compará-la com a tensão de referência. Já que a tensão de saída para esse sistema é muito alta, o primeiro passo da amostragem é reduzir esse valor a um valor compatível. Isto foi realizado com o auxílio do amplificador inversor que reduz essa tensão por um fator igual a 1000 (veja bloco U1 na Figura 3-21). O valor reduzido será então comparado com a tensão de referência por meio do amplificador de erro onde a resposta desse circuito projetado será proporcional à diferença entre o valor medido e o valor de referência (bloco U2 na Figura 3-21). O trabalho do amplificador de erro será o de forçar que a tensão de saída seja o mais próximo possível do valor da tensão de referência. A Figura 4-9 mostra as duas entradas do amplificador de erro e a saída resultante desse mesmo circuito. Através da análise dos gráficos é possível notar que quando a diferença entre as duas entradas é grande a saída do amplificador de erro (saída do bloco U2 na Figura 3-21) exibe seu valor máximo (3 V). Após a estabilização da tensão de saída, o valor do amplificador de erro cai, mas permanece não nulo, pois ele está atuando para corrigir as pequenas discrepâncias que a tensão de saída está sujeita.

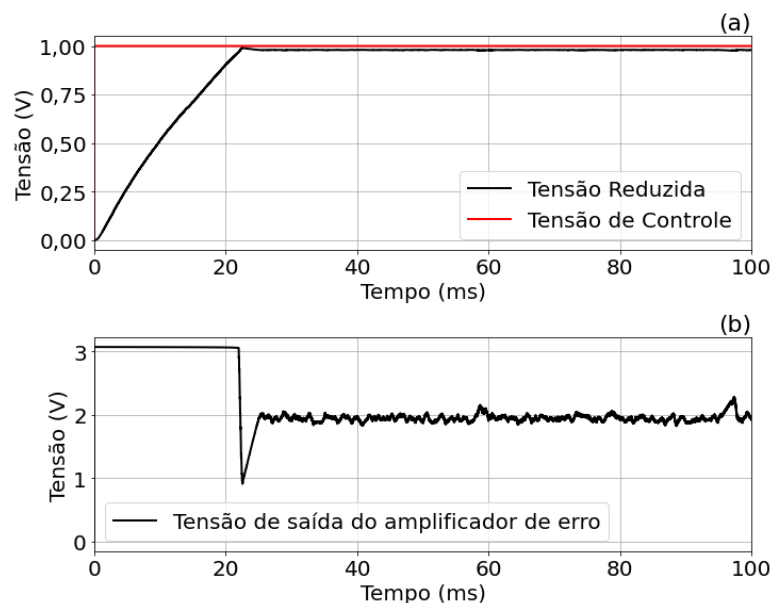


Figura 4-9: (a) entradas do amplificador de erro, tensão de referência em vermelho e tensão reduzida em preto; (b) tensão de saída do amplificador de erro.

A saída do amplificador de erro é utilizada como entrada pelo bloco que vem a seguir que é o comparador (veja bloco U3 na Figura 3-21). Esse, por sua vez, alimenta a porta do transistor MOS M_1 , fechando desse modo a malha de realimentação. Na Figura 4-10 uma pequena faixa de tempo foi amostrada para tornar mais claro o funcionamento do comparador e para elucidar como é gerado o sinal de frequência constante, mas com *duty cycle* que controla o transistor MOS do primário. O sinal vermelho no gráfico da Figura 4-10 é a onda triangular de referência ligada a entrada inversora do comparador, enquanto a curva preta do mesmo gráfico é a resposta do amplificador de erro a qual, por sua vez, está conectado na entrada não inversora do comparador. Se o sinal de erro for grande quando comparado com a onda triangular de referência, o *duty cycle* será maior a fim de elevar a tensão de saída ao patamar desejado. Quando isso ocorre, o erro quantificado pelo amplificador de erro é reduzido e consequentemente o *duty cycle* do comparador cai para que a tensão de saída não se eleve além do desejado. Na prática esse sistema de realimentação funciona como um controlador de diferença proporcional como reportado na literatura (PRESSMAN).

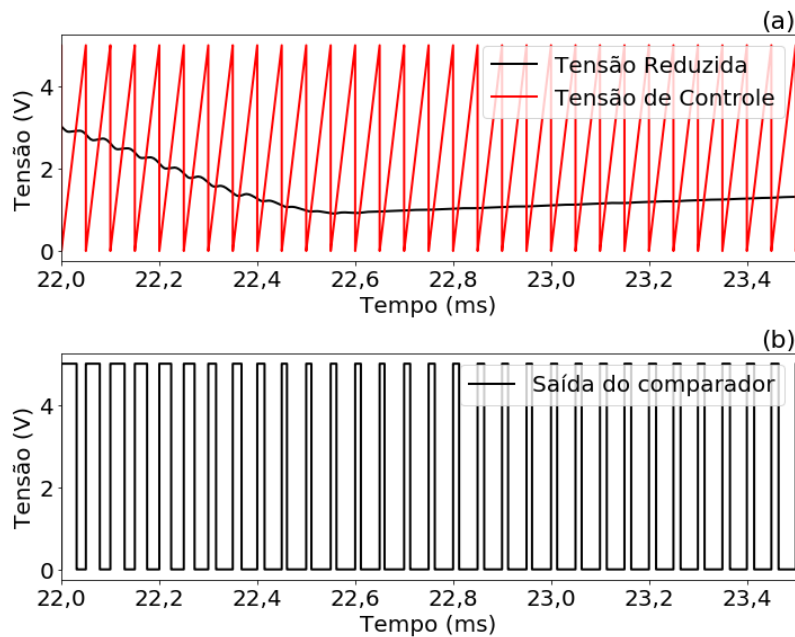


Figura 4-10: (a) Sinais de entrada do comparador; (b) saída correspondente do mesmo circuito.

Como já mencionado, devido à realimentação, é possível utilizar a tensão de referência do amplificador de erro para controlar a tensão de saída já que o sistema de realimentação trabalha no sentido de fazer com que as duas tensões sejam iguais. A Figura 4-11 mostra a curva de transferência tensão de saída x tensão de referência do circuito projetado. É possível notar que a tensão de saída se comporta de maneira linear em função da tensão de controle e que ela não depende da corrente de ionização gerada, logo, o circuito é extremamente robusto às variações que podem ocorrer durante o funcionamento, pois a tensão gerada por ele é independente das condições de operação.

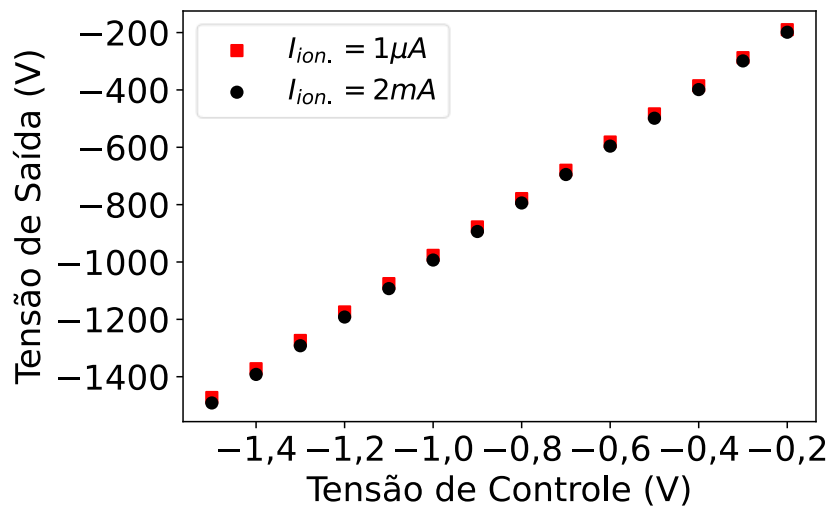


Figura 4-11: Tensão de saída em função da tensão de controle aplicada ao amplificador de erro.

Os gráficos mostrados na Figura 4-12 retratam a circulação de corrente nos enrolamentos do conversor *flyback* em função do tempo. É possível notar que o modo de operação é descontínuo pois a corrente no primário atinge o nível zero em determinados momentos. As formas de onda não condizem com os formatos esperados da Figura 3-23 e Figura 3-24, pois o circuito utilizado durante as simulações continha modelos elétricos dos componentes que levam em consideração os efeitos parasitas presentes na simulação.

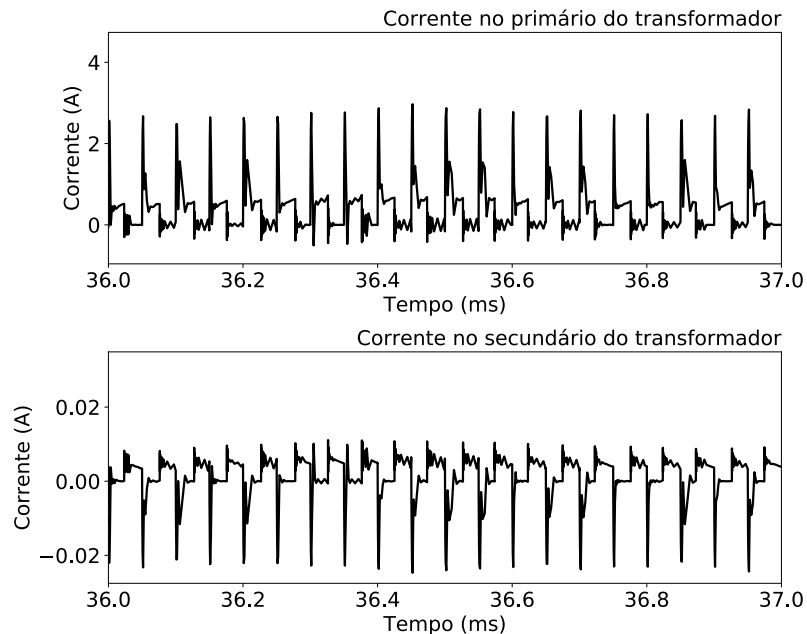


Figura 4-12: Correntes no enrolamento primário e secundário do transformador *flyback*.

O sistema com circuito *flyback* mostrado na Figura 3-21 foi implementado utilizando os componentes listados na Tabela 3-2 colocando em lugar do sistema IMS (câmara de detecção) uma agulha polarizada a uma distância controlada de um plano terra. O transformador também indicado na Figura 3-21 com uma razão de número de voltas das bobinas de 1:100 utilizando um núcleo de ferrite compacto (Thorton) com potência nominal de 6W compatível com uma corrente de saída de alta tensão, durante a ionização do argônio, na faixa de 1 μ A a 2mA.

A distância (d) entre a agulha e a base metálica, como mostrado na Figura 3-25, foi ajustada com a ajuda de um parafuso com passo micrométrico (micrómetro) a fim de permitir a variação da corrente de ionização para quedas tensão na faixa de 200 a 1200V. Além disso, a distância (d) foi mantida constante e a estabilidade da tensão de saída da fonte de alta tensão realimentada com circuito do tipo *flyback* será demonstrada através de simulação do circuito e através da implementação prática. É importante destacar que a queda de tensão no resistor R2 é proporcional à corrente de ionização uma vez que essa corrente acaba passando através dele.

A Figura 4-13 mostra as curvas CC experimental e simulada da queda de tensão na saída (sobre o capacitor C1) em função da tensão de entrada V_{IN} . É importante destacar que a curva experimental apresenta boa concordância com a curva simulada com fator de correlação de 0,98. Este resultado mostra que o circuito flyback implementado condiz muito bem com o resultado predito pelas simulações incluindo a modelagem do transformador usando o núcleo de ferrite comercial fornecida pela Thorton ($W = 3.05\text{cm}$, $L = 3.65\text{cm}$ e $t = 1.125\text{cm}$). A tabela a seguir apresenta algumas características elétricas do transformador, esses valores serviram como base para alimentar o modelo SPICE do transformador.

Tabela 4-2: Características elétricas do transformador.

<i>Característica</i>	Valores
Resistência do secundário	45,4 Ω
Resistência do primário	0,2 Ω
Indutância do primário (secundário aberto)	0,274 H
Indutância do secundário (primário aberto)	4,1 H
Indutância do primário (secundário fechado)	~ 0H
Indutância do secundário (primário fechado)	0,505 H

Fonte: Autor

A fim de comprovar a estabilidade da alta tensão de saída com a regulação adequada, já foi mostrado a variação da tensão de saída CC para a corrente de ionização controlada na faixa de $1\mu\text{A}$ a 2mA variando-se a distância (d) entre a agulha e o plano referência. A tensão de saída permanece praticamente constante com regulação na saída menor do que 1,5% (ondulação de tensão pico-a-pico em relação à máxima tensão CC obtida na faixa de 200 à 700 V) e dispersão em relação aos valores simulados de no máximo 5% para corrente de ionização variando na faixa de $1\mu\text{A}$ a 2mA .

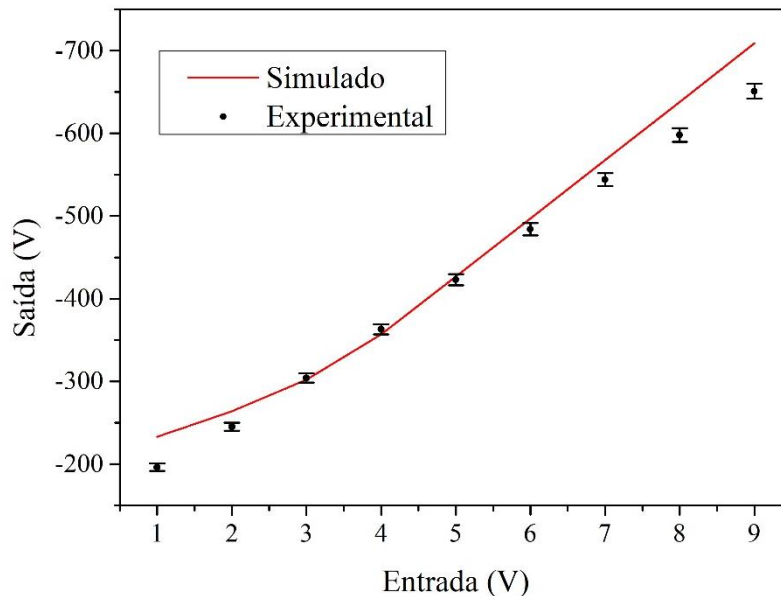


Figura 4-13: Tensão CC de saída em função da tensão CC de entrada.

Portanto, podemos concluir que o sistema *flyback* proposto funciona adequadamente e apresenta como elementos inéditos: (a) fonte de alta tensão compacta; (b) a versão proposta é nova porque utiliza pela primeira vez um filtro RC passa-baixa na malha de realimentação para o controle de uma corrente de ionização.

4.4 Detecção de Acetileno através da técnica IMS

No item anterior descrevemos em detalhe o projeto do módulo de ionização para o sistema IMS capaz de manter uma alta tensão fixa para uma corrente de ionização em uma ampla faixa de 1 μ A a 2mA. Este módulo será importante para alimentar a câmara de medição do sistema IMS cuja simulação da câmara de ionização integrada com uma câmara de medição é apresentada no presente item. Como já mencionado na metodologia, vamos utilizar o gás de arraste argônio ionizado e inserir as espécies ionizadas de acetileno para a medição.

4.4.1 Simulação do Sistema IMS para a detecção do acetileno

As Figuras 3-22 e 3-23 a seguir representam a geometria dos eletrodos que foram adotadas para realizar a simulação da trajetória dos íons no SIMION 8.1. Como descrito na Figura 3-15 o projeto foi desenvolvido de forma que a câmara e os eletrodos tenham simetria cilíndrica. As distâncias entre eletrodos e área dos mesmos foram adotadas com base nos valores calculados na metodologia (item 3.3) para proporcionar a melhor separação possível entre os íons de acetileno e de argônio tomando como base na obtenção dos alcances dos íons a partir das suas velocidades horizontal e vertical.

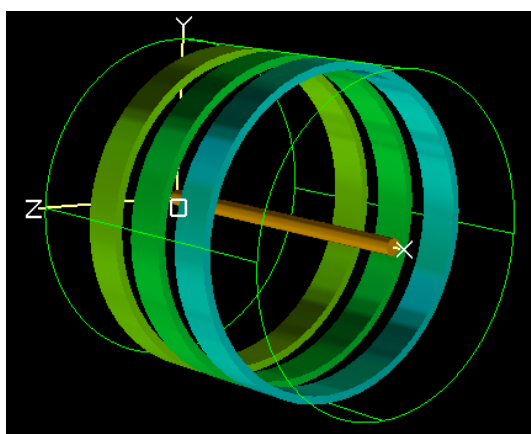


Figura 4-14: Representação 3D dos eletrodos no SIMION 8.1.

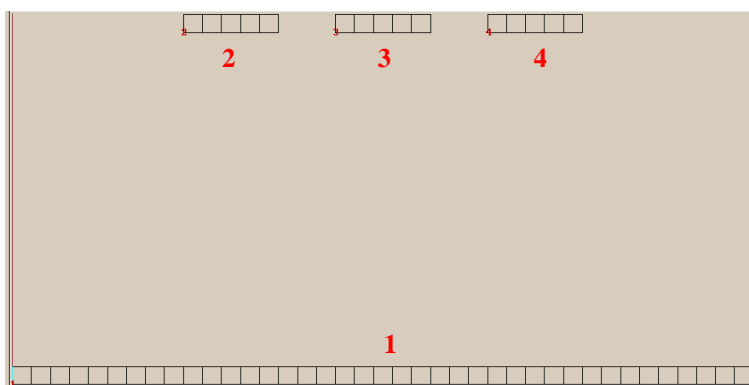


Figura 4-15: Janela para a configuração do potencial elétrico de cada eletrodo.

Na Figura 4-14 o eletrodo principal está no centro do arranjo (forma cilíndrica) e os eletrodos de medição, onde serão ligados os amperímetros para medida de correntes, estão em volta do eletrodo principal (anéis concêntricos). Na Figura 4-14 pode-se ver a vista em corte dos eletrodos. O eletrodo principal está no canto inferior, representado pelo número um e os eletrodos de sensoriamento estão no canto superior, representados pelos números dois, três e quatro. Para se ter noção de escala dos eletrodos, cada quadrado representado na Figura 4-14 tem a dimensão de 1 mm de lado, assim sendo, a câmara tem aproximadamente a dimensão de um cilindro de 4 cm de diâmetro por 4 cm de altura. Os eletrodos dos eletrômetros têm 5 mm de largura e são espaçados entre si por 3 mm.

Como descrito na seção 3.3 foram realizadas simulações para três pressões atmosféricas distintas (7,6 Torr, 76 Torr e 760 Torr), três tensões aplicada à agulha (400 V, 800 V e 1200 V) e quatro tensões distintas aplicadas ao eletrodo central (1 V, 2 V, 3 V e 4 V). Combinando os valores mencionados tem-se o total de 48 simulações distintas. As Figuras a seguir retratam a trajetória simulada dos íons Ar^+ , C_2H^+ e C_2H_2^+ para cada uma das possíveis combinações. As linhas pretas correspondem ao percurso dos íons de Ar^+ , enquanto as linhas vermelhas e azuis correspondem aos íons C_2H^+ e C_2H_2^+ , respectivamente.

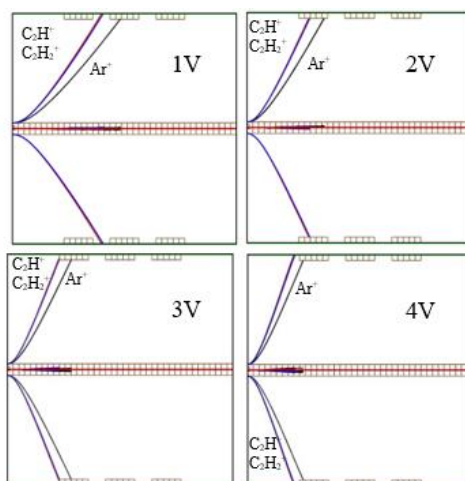


Figura 4-16: Pressão de trabalho 7,6 Torr, tensão da agulha 400 V.

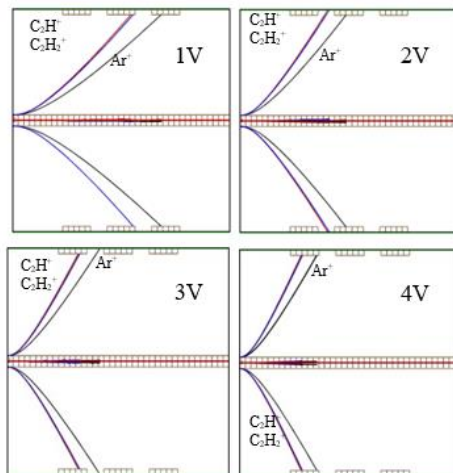


Figura 4-17: Pressão de trabalho 7,6 Torr, tensão da agulha 800 V.

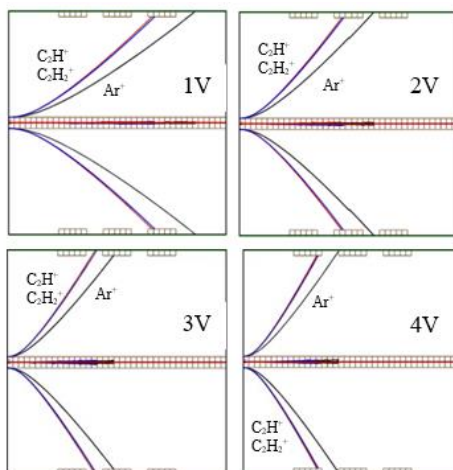


Figura 4-18: Pressão de trabalho 7,6 Torr, tensão da agulha 1200 V.

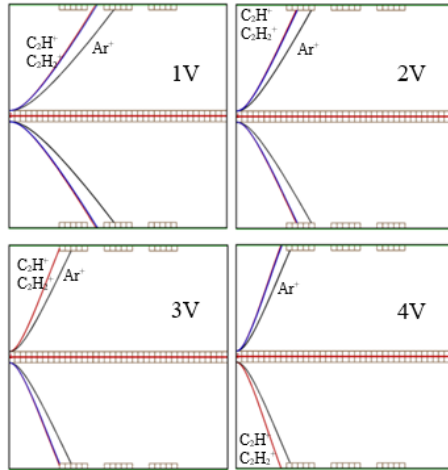


Figura 4-19: Pressão de trabalho 76 Torr, tensão da agulha 400 V.

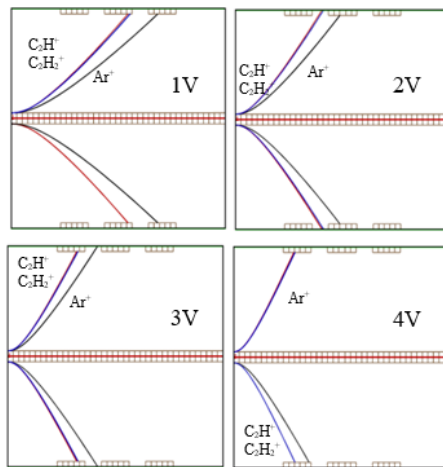


Figura 4-20: Pressão de trabalho 76 Torr, tensão da agulha 800 V.

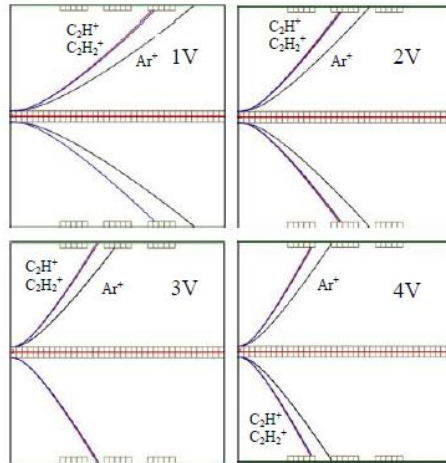


Figura 4-21: Pressão de trabalho 76 Torr, tensão da agulha 1200 V.

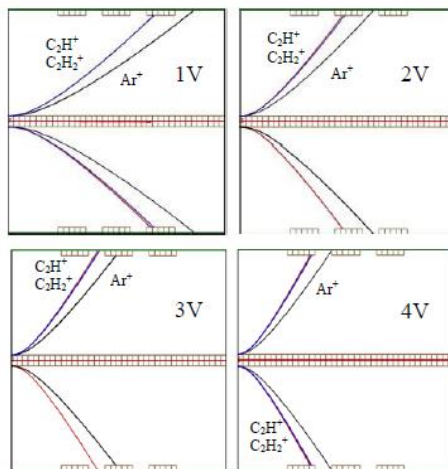


Figura 4-22: Pressão de trabalho 760 Torr, tensão na agulha 400 V.

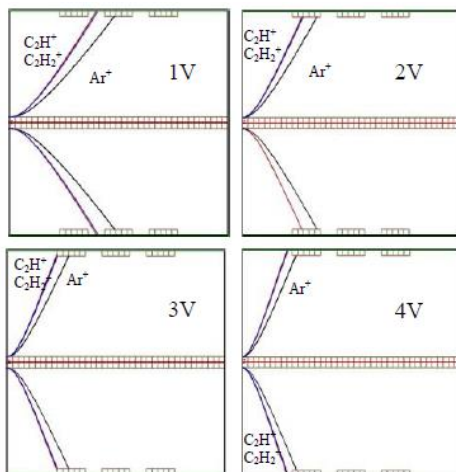
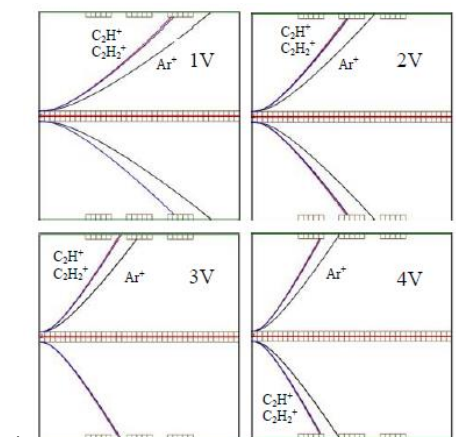


Figura 4-23: Pressão de trabalho 760 Torr, tensão na agulha 800 V.



4

Figura 4-24: Pressão de trabalho 760 Torr, tensão na agulha 1200 V.

Como já mencionado, o conjunto de eletrodos representado pela Figura 4-14 tem a vantagem de posicionar dois eletrodos na câmara de medição, logo, pode-se separar a medição de mais de dois conjuntos de espécies iônicas. O problema encontrado para operar o dispositivo projetado como sensor é que a mobilidade dos íons provenientes do acetileno (C_2H^+ e $C_2H_2^+$) estão muito próximas, assim, dificilmente será possível separá-los. Outro problema dessa montagem é que a área reduzida dos detectores pode diminuir a intensidade do sinal obtido, já que é possível que parte

dos íons gerados podem não atingir diretamente o eletrodo (redução de sensibilidade).

Uma maneira de contornar esse problema seria utilizar somente um ou dois eletrodos com área superficial maior (As simulações nas Figura 4-16 a Figura 4-24 representam 3 eletrodos cilíndricos igualmente espaçados). Assim, maior é a probabilidade dos íons defletidos atingi-los e conseqüentemente aumentar a sensibilidade do sensor. Por outro lado, perde-se a capacidade de analisar a corrente captada pelos dois eletrodos. Mas, como os íons de interesse para esse trabalho tem mobilidade muito parecida seria difícil conseguir separá-los. Outro problema que advém dessa montagem é que os íons de argônio podem contribuir para a corrente medida. Entretanto, como a energia de ionização do argônio é relativamente alta quando comparada ao acetileno, a corrente resultante da ionização do argônio irá compor uma corrente de fundo captada pelo sensor.

Em todos os gráficos apresentados nas figuras anteriores fica evidente que a menor mobilidade dos íons de Ar^+ faz com que o percurso deste seja maior do que o dos outros íons. Em quase todas as simulações os íons de argônio ficam em média 3 mm à frente dos outros íons estudados. Também é possível notar pelas imagens que para uma dada pressão e uma dada tensão da agulha quanto maior o campo elétrico entre o eletrodo central e os eletrodos posicionados em volta da célula de medição, mais rápido os íons são defletidos em direção aos extremos. Variando a tensão de controle entre 1 V e 4 V existe a variação de qual eletrodo receberá o sinal, assim, é possível sintonizar a célula de medição para que os íons Ar^+ sejam captados por um eletrodo enquanto os íons de C_2H^+ e $C_2H_2^+$ sejam captados por outro eletrodo.

4.4.2 Construção do Sistema IMS e detecção do acetileno

O projeto mecânico da câmara IMS é representado na Figura 4-25 e em maiores detalhes na

Figura 4-26 (Os desenhos mecânicos completos com todas as vistas e detalhes encontram-se no Anexo C). Como pode ser visto nas figuras mencionadas o sistema conta com duas peças metálicas nos extremos da estrutura em teflon para a entrada e saída dos gases (veja pontos 1 e 15 na Figura 4-26). Após o elemento metálico de entrada dos gases de análise foram posicionadas duas porta-condutâncias (veja ponto 11 na Figura 4-26), um macho e outra fêmea, a função dessas peças é a de prender a agulha (condutância) através da pressão mecânica da porta-condutância macho dentro da porta condutância fêmea. No interior desse conjunto são colocados dois suportes que prendem a agulha quando o conjunto de porta-condutâncias é rosqueado. Junto a esse conjunto existem dois anéis de vedação do tipo O'Ring para garantir a estanqueidade do sistema. O conjunto que suporta a agulha tem um ponto de acesso para conectar a fonte de alta tensão entre a agulha e a grade, assim, os gases podem ser ionizados ao passar por ela. Esse ponto de conexão elétrica não atrapalha a vedação do sistema, já que o projeto mecânico dessa parte foi concebido de forma a impedir a passagem dos gases por fora da agulha.

O conjunto que suporta a agulha é conectado ao restante do sistema por meio de parafusos e porcas M3. Entre as duas peças também existe uma grade, essa grade atua como terra de referência para aplicar a diferença de potencial em relação à agulha. Nesse ponto de conexão também existem rebaixos para posicionar anéis de vedação O 'Ring e garantir que não haja vazamentos. Após a grade de cobre temos um separador de teflon (veja ponto 6 na Figura 4-26), cujo objetivo é permitir ajustar corretamente o espaço entre a grade e os anéis de cobre.

Como estabelecido a partir dos critérios de projeto adotados (item 3.3) e com base nas simulações utilizando o programa SIMION 8.1 (item 4.4.1), os três anéis de cobre têm espessura de 5 mm e são espaçados por anéis de teflon com 3 mm de espessura. A parte final do sistema é a conexão da câmara de detecção na saída de gás, ela também é a peça mais longo de todo o conjunto, com cerca de 24 cm de comprimento. Essa peça foi concebida dessa maneira para diminuir a influência do

bombeamento no fluxo de gás através da câmara detecção, já que ela afasta qualquer saliência que possa causar turbulência do conjunto de detectores (anéis de cobre). A conexão de saída também conta com um furo em seu corpo para que seja inserido o eletrodo central dentro da célula de medição. A maior parte das peças foram fabricadas em teflon, com exceção dos anéis de cobre dos eletrodos e das grades. O teflon foi escolhido por ser um polímero com boa resistência mecânica, fácil usabilidade, bom isolante elétrico e fácil de ser adquirido no mercado.

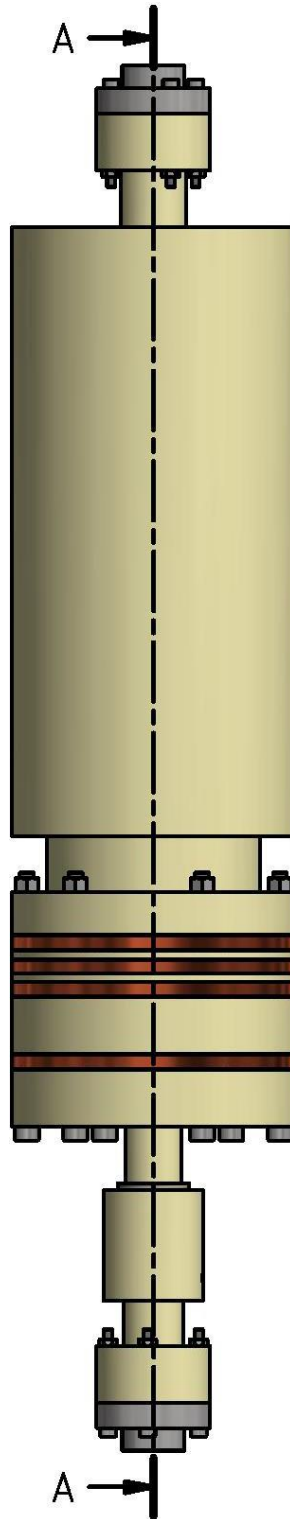


Figura 4-25: Ilustração externa da câmara IMS.

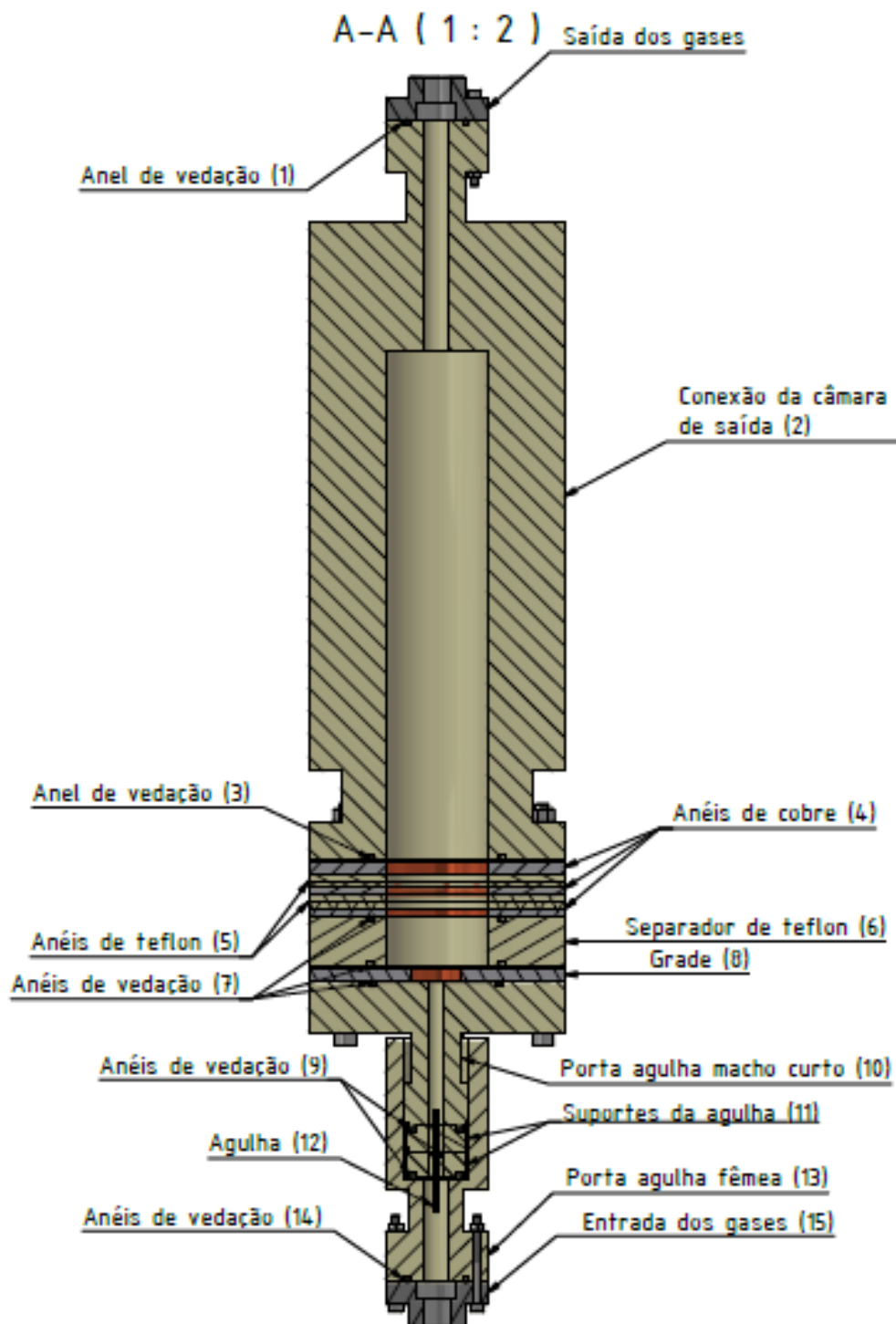


Figura 4-26: Ilustração em corte da câmara IMS.

A etapa seguinte a usinagem das peças que compõe o sistema IMS foi a limpeza química. A primeira etapa de limpeza foi a remoção da sujeira grosseira com álcool. Em seguida, as peças de teflon foram imersas em solução fervente de $4\text{H}_2\text{O}:1\text{H}_2\text{O}:1\text{NH}_4\text{OH}$, lavadas em água e secas em álcool isopropílico aquecido. As peças de alumínio foram imersas em álcool isopropílico aquecido. Enquanto as peças de cobre foram limpas por meio de uma solução de $1\text{HF}:3\text{H}_2\text{O}$, seguido de álcool isopropílico aquecido. Um cuidado especial foi tomado com a grade de cobre para não danificar a cola que fixa a tela a grade de cobre; essa peça em específico teve sua limpeza efetuada por meio de hastes flexíveis com pontas de algodão, para evitar danos a cola e a grade, tanto físicos como químicos. Um cuidado adicional teve que ser providenciado para melhorar a vedação dos pontos de acesso ao eletrodo central e a agulha. O furo na peça (2) da Figura 4-26 que serve como porta de acesso à haste de cobre do eletrodo central é um ponto de suscetível a vazamentos. Para mitigar esse problema, a haste de cobre foi envolta em fita veda rosca, de modo a ocupar o máximo possível o espaço entre a parede do furo e o cobre. Associado a essa solução, uma fita de alta fusão foi envolta em torno da peça de teflon. A figura a seguir mostra em detalhes o posicionamento da haste de cobre no corpo da peça de teflon.



Figura 4-27: Detalhe da fixação do eletrodo de cobre no corpo da câmara IMS

No que diz respeito a polarização da agulha o mesmo procedimento foi adotado. Como mostrado na Figura 4-26 a agulha é mecanicamente sustentada pelos suportes de agulha (peça 11), que por sua vez são apoiados pela porta agulha fêmea e porta agulha macho. Quando essa parte do arranjo experimental é montada, o porta agulha macho força os suportes de agulha em direção ao porta agulha fêmea, esses, por sua vez, esmagam o anel de vedação que envolve a agulha, de modo a prender ela para evitar sua movimentação.

Para polarizar a agulha, um dos porta agulha foi radialmente furado e por esse furo passa um fio de cobre. O fio é enrolado na agulha de modo a conectá-la eletricamente ao mundo externo. A outra ponta do fio atravessa um furo radial do porta agulha macho e é através dessa ponta que será aplicada a alta tensão no sistema. Esse segundo furo também apresenta um potencial risco de vazamento, então para amenizar esse efeito toda essa parte do sistema foi envolta com fita de teflon e fita de alta fusão. Como demonstrado na Figura 4-28.

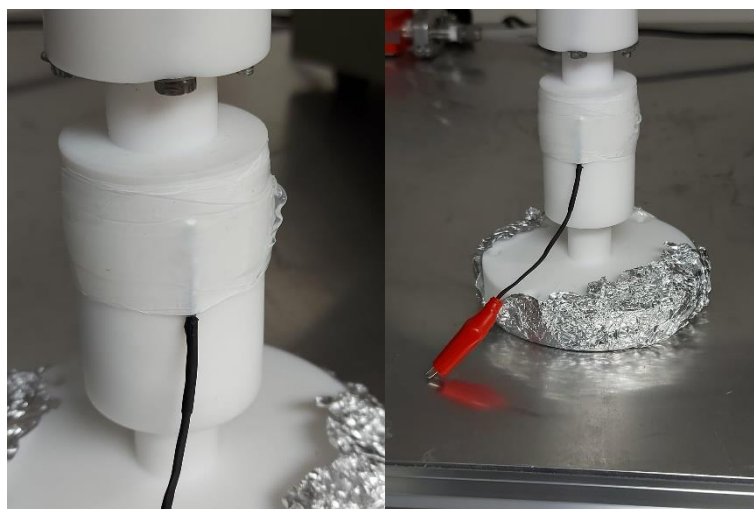


Figura 4-28: Detalhe da conexão de alta tensão no sistema de vácuo.

Cabe ressaltar que nenhum adesivo ou vedante líquido foi utilizado, pois dificilmente esse tipo de material adere a materiais poliméricos. Nos testes realizados

uma camada de adesivo foi colocada entre duas peças de teflon, após o tempo de cura do adesivo as peças de teflon eram facilmente separadas. Logo, a utilização desse tipo de material para vedação foi descartada.

Após a montagem do arranjo experimental a estanqueidade de todo conjunto foi testada. A pressão final atingida foi de aproximadamente 10 Torr (medição realizada por um medidor do tipo Pirani). Apesar de não ser um valor de pressão muito baixo já é o suficiente para garantir que a maior parte do gás presente no sistema é proveniente dos cilindros de gás retratados na Figura 3-15.

4.4.3 Resultados da Corrente de ionização com a inserção do Acetileno junto com o gás de arraste no sistema IMS

Os primeiros testes foram realizados com a utilização de argônio puro na entrada de gás no sistema IMS (Figuras 3-15 e 4-23), na faixa de tensão de entrada monitorada de 500 V a 1100V na câmara de ionização. Foi observado que não houve a detecção de corrente na grade, o que indica que não ocorre a ionização do argônio na faixa de tensão monitorada entre a agulha e a grade distantes entre si de ~10 mm (Figuras 3-15 e 4-23). A não detecção em níveis mensuráveis de corrente ($> \sim 0,05 \mu\text{A}$) passando entre a agulha e a grade pode ser explicada considerando que o argônio é um gás nobre e requer mais energia para liberar elétrons da camada de valência ($> 1520,6 \text{ kJ/mol}$ (Lancaster)) para a distância de trabalho entre a ponta da agulha e plano da grade adotada (~10 mm) a qual foi estabelecida através de simulação visando a ionização apenas do acetileno conforme mostraremos a seguir.

O teste de ionização do acetileno foi realizado no sistema IMS (Figura 4-23), na faixa de tensão de entrada monitorada de 500 V a 1100V entre a agulha e a grade distantes entre si de ~10 mm dentro da câmara de ionização, utilizando uma mistura de acetileno e argônio (1,00 % mol/mol = 0,65 % g/g = 6500 ppm). Nessa mistura, o acetileno é o gás residual enquanto o argônio é o gás de arraste em maior concentração.

A mistura foi inserida na câmara IMS através de uma agulha polarizada por uma fonte de alta tensão comercial. A ponta da agulha foi posicionada a uma curta distância da grade aterrada de ~10 mm (veja a Figura 4-25) de forma que a diferença de potencial entre a agulha e a grade irá promover a ionização do acetileno sendo que o grau de ionização será estimado através da corrente medida. Para evitar que ocorram descargas elétricas abruptas entre a agulha e a grade, um resistor de 4,7 M Ω foi colocado em série com a fonte de alta tensão de forma a impedir a passagem de correntes elevadas de descarga ao mesmo tempo que possibilita a polarização da ponta da agulha com um alto valor de tensão em relação à grade. O fluxo de gás injetado foi controlado nos valores de ~40, ~60 e ~100 cc/min (centímetros cúbicos por minuto) através do ajuste da pressão de entrada (ou de saída do regulador do cilindro gás) nos valores 1 kgf/cm², 1,5 kgf/cm² e 2,5 kgf/cm² e da pressão de saída (10 Torr) no sistema IMS. Para cada um desses valores de pressão foram realizados três experimentos variando a alta tensão aplicada entre 550 V e 1000V, com passo de 50 V. Os resultados apresentados nas Figuras 4-29, 4-30 e 4-31 a seguir são as retas médias e o índice de correlação linear (r), parametrizadas em função dos valores de pressão de entrada, da corrente medida em função da tensão aplicada, com as barras de erro obtidas a partir do desvio padrão da corrente ponto a ponto.

A Figura 4-27 a seguir retrata a corrente de ionização em função da tensão aplicada para um fluxo de entrada de ~40 cc/min (pressão de entrada de 1,0 kgf/cm²). Comparando com os resultados obtidos para os fluxos de ~60 e ~100 cc/min (pressões 1,5 kgf/cm² e 2,5 kgf/cm², veja Figuras 4-28 e 4-29), é possível constatar que o erro experimental entre as três medidas é pequeno e que há uma linearidade muito boa da corrente medida em função da tensão aplicada expressa pelo índice de correlação linear. O coeficiente angular da curva mostrada na Figura 4-27 é de 0,16 μ A/V.

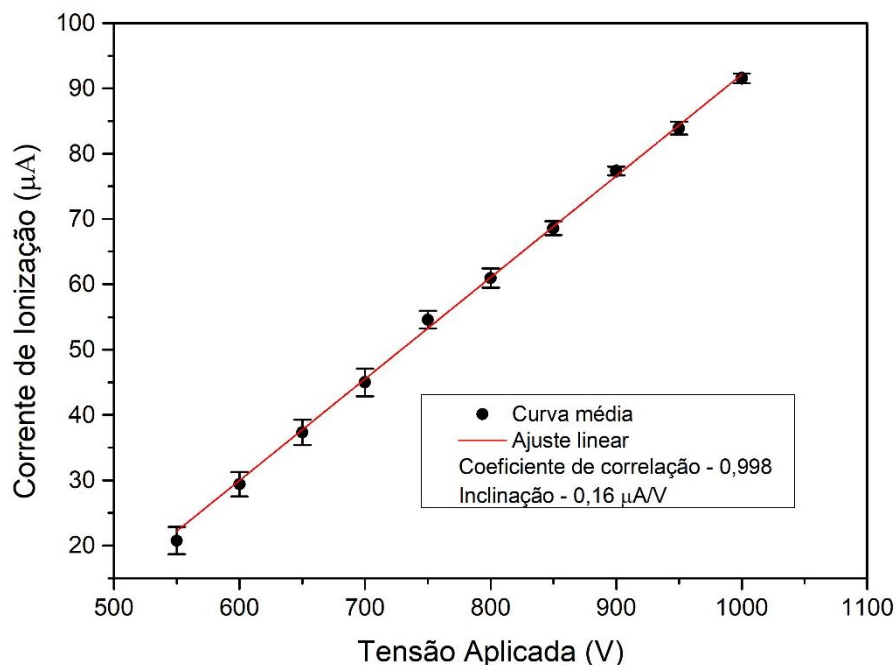


Figura 4-29: Corrente de ionização em função da tensão aplicada na agulha para a pressão de entrada de $1,0 \text{ kgf/cm}^2$.

À medida que a pressão de entrada aumenta (veja Figuras 4-28 e 4-29), passa a ser necessário aplicar tensões maiores para obter a mesma corrente de ionização em cada ponto dos gráficos mostrados nas Figuras 4-28 e 4-29. Isso ocorre porque a velocidade de entrada do gás $\text{Ar}+1\%\text{C}_2\text{H}_2$ aumenta e para os mesmos campos elétricos moderados aplicados existe menor coleção de cargas ionizadas na grade. Ao mesmo tempo, é possível constatar que os níveis de corrente diminuem com o aumento da pressão de entrada (compare Figura 4-27 com as Figuras 4-28 e 4-29) onde o efeito é substancial para o maior fluxo ($\sim 100 \text{ cc/min}$), logo, fluxos menores de gás permitem obter sensibilidades maiores. Os coeficientes angulares (inclinações) das curvas mostradas nas Figuras 4-28 e 4-29 são de $0,17 \mu\text{A/V}$ e $0,11 \mu\text{A/V}$, respectivamente. Observa-se que além do efeito de diminuição do nível de corrente com o aumento da pressão de entrada (~ 60 e $\sim 100 \text{ cc/min}$), também ocorre diminuição substancial do coeficiente angular para o fluxo de $\sim 100 \text{ cc/min}$ e se observa um menor coeficiente de correlação

linear associado à maior dispersão dos pontos em torno da reta ajustada, provavelmente devido à uma maior turbulência do argônio (gás de arraste) dentro do sistema IMS.

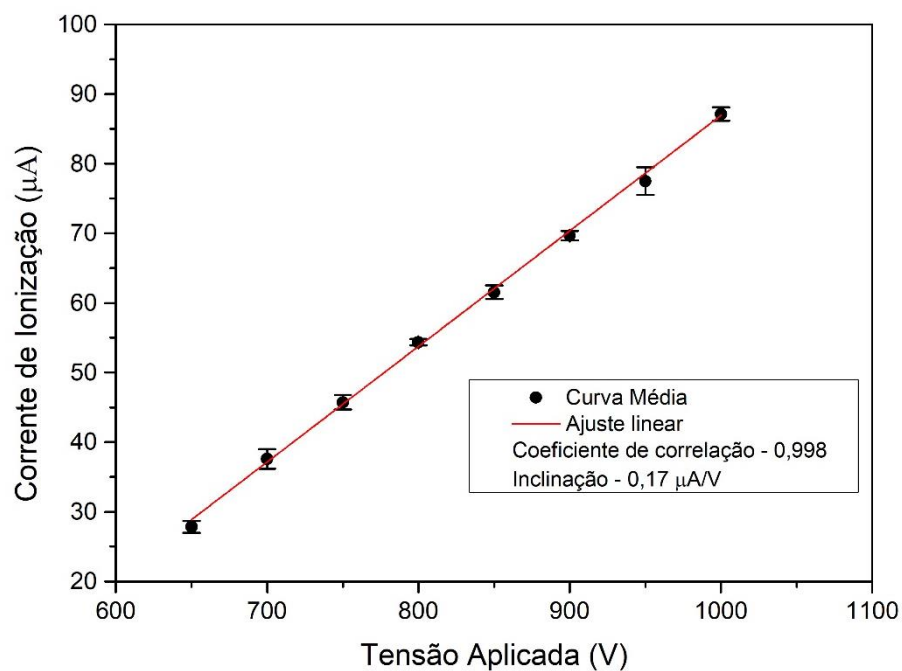


Figura 4-30: Corrente de ionização em função da tensão aplicada na agulha para a pressão de entrada de 1,5 kgf/cm^2 .

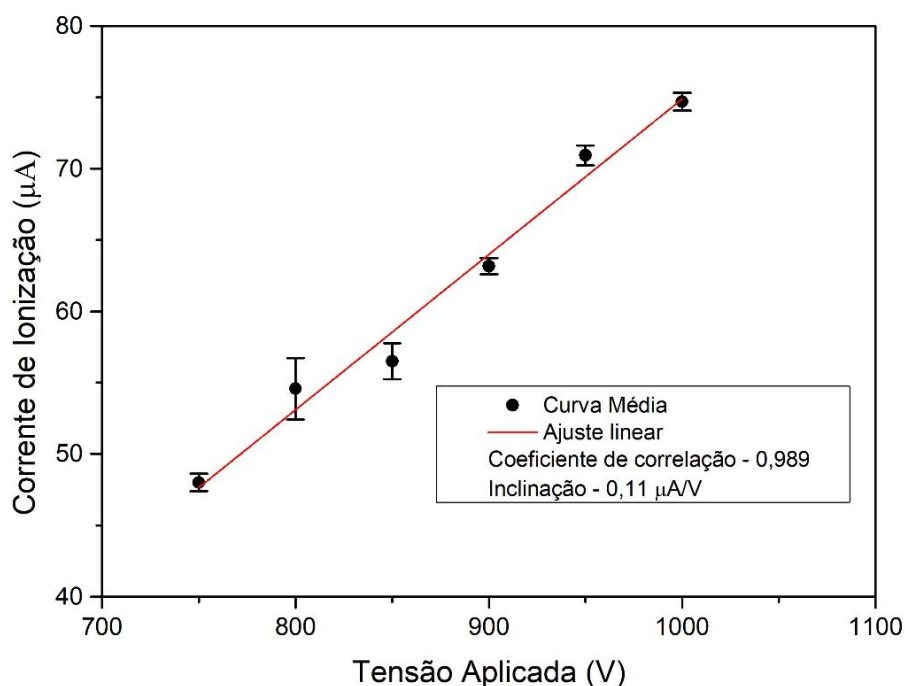


Figura 4-31: Corrente de ionização em função da tensão aplicada na agulha para a pressão de entrada de 2,5 kgf/cm².

Conclui-se, portanto, que a corrente de ionização é controlável forma robusta na faixa de 20 a 90 µA para as pressões de 1 kgf/cm² e 1,5 kgf/cm², respectivamente, situações nas quais o coeficiente de correlação linear é muito próximo de 1. Como já mencionado anteriormente, para argônio puro, na faixa de tensão de entrada monitorada (500 V a 1100V), não houve a detecção de corrente na grade significativa, o que indica que não houve ionização substancial do argônio para a distância de ~10 mm entre a ponta da agulha e plano da grade na câmara de ionização. Os fluxos de ~40, ~60 e ~100 cc/min empregados nos testes de corrente de ionização apresentados nas Figuras 4-27, 4-28 e 4-29 foram estimados *a posteriori* a partir de medidas de fluxo extraídas através de rotâmetro de referência calibrado para pressão de entrada de 1kgf/cm² e pressão de saída de 10 Torr. Os fluxos para as pressões de entrada de 1,0 kgf/cm², 1,5 kgf/cm² e 2,5kgf/cm² foram estimados através de uma relação de proporcionalidade como recomendado pelo fabricante (Modena).

A concentração de acetileno empregada no primeiro conjunto de testes foi de 6500 ppm. Para poder variar a concentração de acetileno inserida no sistema, um cilindro de argônio ultrapuro foi empregado para realizar a diluição da mistura argônio/acetileno conforme o desenho esquemático na Figura 3-15. No segundo

conjunto de testes, a corrente entre a agulha e a grade na câmara de ionização foi monitorada para verificar o grau de ionização da mistura gasosa diluída. Para realizar o controle do fluxo de gás na entrada da câmara, conseqüentemente da pressão parcial de acetileno, dois rotômetros foram utilizados. Um dos rotômetros foi utilizado para o controle do fluxo de da mistura $\text{Ar}+1\%\text{C}_2\text{H}_2$, enquanto o segundo rotômetro foi empregado no controle do fluxo de argônio ultrapuro. O fluxo da mistura $\text{Ar}+1\%\text{C}_2\text{H}_2$ foi fixado em 41,0 ccm/min e o fluxo de argônio ultrapuro foi gradualmente aumentado de 0 a 17 cc/min, de modo a diluir o acetileno e ter a concentração variando de 6500 a 4600 ppm. O gráfico ilustra o comportamento da corrente de ionização em função do fluxo de argônio ultrapuro. A partir dele é possível notar que a relação entre a corrente de ionização e o fluxo de argônio ultrapuro obedece a uma relação aproximada de proporcionalidade inversa.

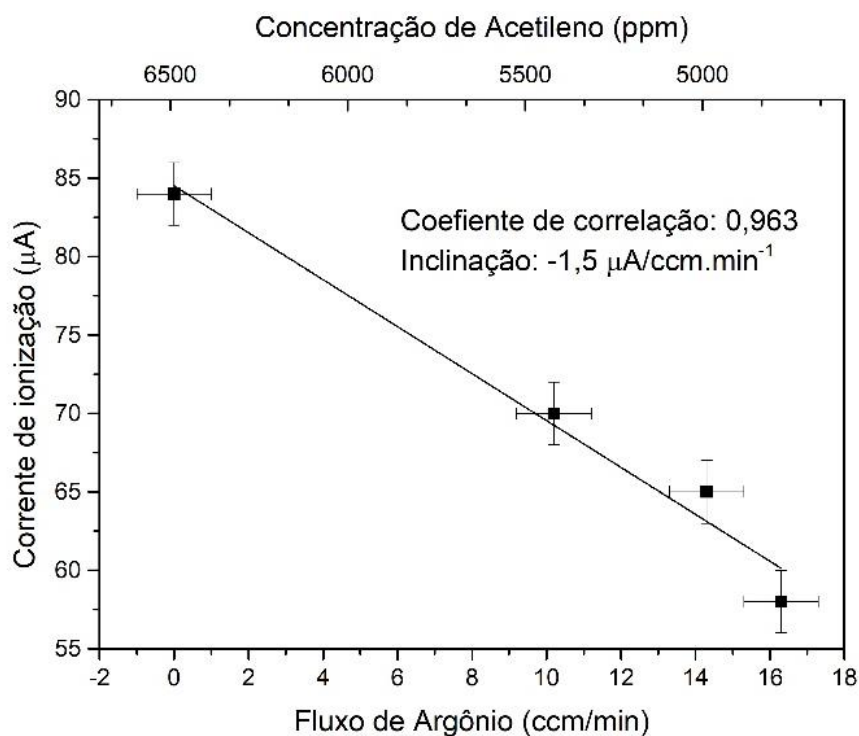


Figura 4-32: Corrente de ionização na grade em função do fluxo de acetileno.

Os resultados obtidos nessa seção permitem concluir que a corrente é praticamente devido ao processo de ionização do acetileno dado que a corrente devido

ao processo de ionização do argônio puro fica abaixo do limite de detecção do equipamento para a geométrica agulha/grade empregada no sistema IMS.

4.4.4 Corrente de Ionização no Eletrodo Radial

Como mostrado no item anterior, a corrente de ionização gerada pela alta diferença de potencial na câmara de ionização faz com que as espécies ionizadas do acetileno atravessem a grade em direção à câmara de medição devido ao campo elétrico gerado pelo eletrodo central, como pode ser visto na Figura 3-15. Essa corrente também é um indicativo da presença do gás que está sendo monitorado na câmara de ionização, no caso deste trabalho, o acetileno. Optou-se por um único anel de cobre na câmara de medida para detecção das espécies de acetileno dado que o argônio não ioniza na configuração adotada. Com isso, foi possível fazer a prova de conceito do Sistema IMS na situação em que o acetileno está diluído em argônio de forma a viabilizar uma proposta de protótipo que opera com argônio como gás de arraste. O experimento foi implementado da seguinte maneira: por meio da alta tensão aplicada e com o auxílio do resistor entre a fonte de alta tensão e a agulha foi possível controlar a corrente entre a grade e a agulha (corrente foi mensurada por meio de um amperímetro Minipa ET-2082D). Dois valores em torno de 1 mA e 100 μ A foram escolhidos. Não foi possível ajustar exatamente esses valores de corrente, mas valores muito próximos a eles. Assim como nos experimentos anteriores, a pressão de entrada também foi fixada em valores pré-determinados (1,5 kgf/cm², 2,0 kgf/cm² e 2,5 kgf/cm²), pressão de saída de 10 Torr e por fim, a tensão no eletrodo central foi variada na faixa de 0 a 20 V de forma a apreciar a correspondente variação na corrente medida na câmara de detecção. A Figura 4-33 e a Figura 4-34 (Corrente no eletrodo radial x tensão no eletrodo central)

mostram a corrente no eletrodo em função das variáveis iniciais e da tensão no eletrodo central. A corrente no eletrodo radial foi medida com o auxílio do multímetro de bancada HP3457A.

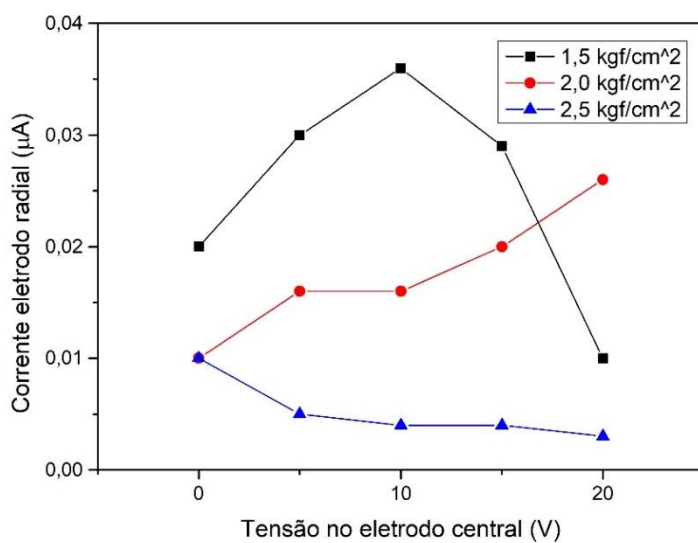


Figura 4-33: Corrente no eletrodo radial em função do eletrodo central para ionização de 1 mA.

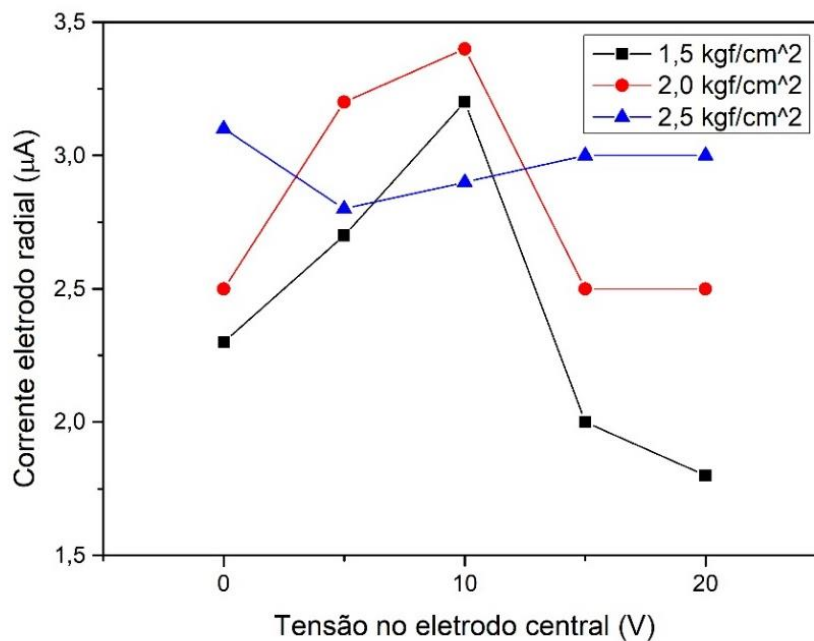


Figura 4-34: Corrente no eletrodo radial em função do eletrodo central para ionização de 100 µA.

Na Figura 4-33, os valores de corrente na câmara de detecção obtidos estão na faixa de centésimos de microamperes e talvez por isso seja difícil obter uma relação clara entre a corrente e as variáveis de contorno (tensões e fluxos de entrada), porém nota-se uma clara tendência de a corrente de detecção ser maior para maiores correntes de ionização (ou seja, menor pressão de entrada). Possivelmente, a corrente de ionização em torno de 1mA que passa através da grade pode estar induzindo uma maior velocidade inicial das espécies de acetileno que acabam tendo trajetórias que vão além do anel de detecção significando que o campo elétrico radial não consegue alterar significativamente a trajetória dos íons na direção radial. Futuramente, pretendemos utilizar outras faixas de tensão aplicada entre o eletrodo radial e o anel de medição a fim de confirmar essa hipótese. Já na Figura 4-34, os valores de corrente são maiores, na faixa de alguns µA, e principalmente para os dois maiores valores pressão nota-se que até 10 V a corrente aumenta e depois há uma queda no valor da corrente de detecção

medida. Essa queda pode ser explicada pela intensidade maior do campo elétrico na faixa de 10 V a 20 V que possivelmente faz com que as trajetórias dos íons fiquem aquém da posição do anel de cobre na câmara de detecção.

5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS

5.1 Conclusões

A importância do desenvolvimento de sensores que operam com mais exatidão, que sejam mais precisos e que ao mesmo tempo consigam operar em dimensões reduzidas é evidente. Essa necessidade foi estabelecida na primeira década do século XXI, a “década dos sensores” e tornou-se mais importante ainda com o crescente mundo da *Internet* das Coisas. Dado esse cenário, o propósito desse trabalho vai de encontro com a ordem do dia do desenvolvimento tecnológico mundial. Foi mostrada também a importância do desenvolvimento de sensores para detecção de acetileno em óleo de transformadores de alta tensão.

Os resultados apresentados indicam que existe aderência com o que foi proposto inicialmente no trabalho. Foi implementado um sistema de controle automatizado utilizando um microcontrolador comercial chamado PSoC 4 (*Programmable System on Chip*). O circuito de controle projetado no PSoC 4 foi implementado com um gerador de corrente da DAC, um amplificador operacional, um ADC e um gerador PWM além do código interno (firmware) para configurar um controlador de temperatura PI. Como sensor de temperatura, foi empregado um resistor PT100 e um elemento aquecedor com resistor de filme espesso Pt(1%Pd) serigrafado sobre um substrato de alumina. Foram fabricados quimiorresistores utilizando Pd(P) como camadas sensoras os quais foram montados sobre o elemento aquecedor. A resistência relativa dos quimiorresistores variaram na faixa de 0,7 a 1,7 % para a temperatura de $(125,0 \pm 0,1) ^\circ\text{C}$ e na faixa de 1,4 to 2,9 % para a temperatura de $(135,0 \pm 0,1) ^\circ\text{C}$ quando a concentração de hidrogênio foi variada na faixa de 5 a 10000 ppm.

Para detecção de acetileno, foi proposto um sistema de espectroscopia de mobilidade iônica (IMS) utilizando um circuito tipo *flyback* de alta tensão acoplado a um estágio de medida de íons (câmara de ionização) para monitorar e controlar a

corrente de ionização associada ao gás de arraste argônio do sistema IMS. Para fazer a validação experimental do sistema IMS proposto, foi implementada uma montagem específica de validação composta de uma canula metálica posicionada a em diferentes distâncias de um plano terra também metálico por meio de um parafuso micrométrico (micrômetro) a fim de variar a corrente de ionização na faixa de $1\mu\text{A}$ a 2mA . Além de ser compacto, o sistema proposto foi melhorado através de um circuito RC passa-baixas na saída o que permitiu uma ondulação de tensão na saída pico-a-pico inferior a 1,5 % em relação à máxima tensão CC na saída controlada na faixa de 200 à 1200 V. Os resultados experimentais mostram que é possível medir a corrente de ionização e relacioná-la a presença de acetileno. A sensibilidade da corrente de ionização com a alta tensão aplicada na câmara de ionização é de aproximadamente $0,16\ \mu\text{A/V}$. Também foi constatado que é possível realizar a medida da corrente na câmara de detecção para uma corrente de ionização em torno de $100\ \mu\text{A}$. Como resultado, foi possível medir concentrações de acetileno na faixa de 4600 a 6500 ppm tendo o argônio como gás de arraste.

Vários desafios surgiram durante a execução do projeto mecânico da câmara IMS, o principal deles foi a necessidade de conciliar a vedação do sistema com a abertura de pontos de conexão elétrica do sistema de ionização. Apesar de ser um material facilmente usinável, peças de teflon de dimensões reduzidas podem ser facilmente danificadas durante a usinagem e/ou durante a montagem do sistema. Um exemplo prático dessa desvantagem é a conexão entre a flange de entrada de gases e o porta agulha fêmea. Como essa conexão é fixada por parafusos, qualquer aperto em excesso pode deformar a peça de teflon, inviabilizando seu uso. A interface entre os anéis de cobre e os separadores de teflon inicialmente apresentou vazamentos. Para mitigar essa falha, uma camada de graxa para ambientes em vácuo foi aplicada em ambas faces. Essa camada acaba por ocupar os espaços vazios entre as duas peças e conseqüentemente reduz os vazamentos. Os teste de estanqueidade do sistema de vácuo mostraram resultados satisfatórios sendo que a menor pressão atingida foi de aproximadamente 10

Torr sem ou com injeção de gás argônio na entrada do sistema IMS para pressões do gás na faixa de 0 a 2,5 kgf/cm².

5.2 Perspectivas Futuras

É inegável a importância da integração de sensores com sistemas computadorizados que podem captar essas informações e transmitir ao usuário final informações em tempo real sobre as grandezas que estão sendo mensuradas. Nesse cenário, a utilização de microcontroladores do tipo PSoC é extremamente vantajosa já que eles permitem uma ampla variedade de recursos a um baixo custo. Isso nos leva a imaginar um sistema de sensoriamento conectado diretamente ao usuário, por exemplo, um sistema de monitoramento ambiental que utilize o PSoC como intermediário para tratar dados e enviar as informações tratadas para o *smartfone* do usuário.

Os resultados iniciais do sistema IMS se mostraram promissores, apesar da complexidade que envolve o sistema (alta tensão, sistema de baixa pressão e necessidade de instrumentação complexa). A modelagem física para esse tipo de dispositivo precisa ser refinada, por exemplo, a simulação da trajetória dos íons pode ser realizada por meio de programas de elementos finitos que levem em consideração o comportamento do fluxo de gás no ambiente. No que diz respeito a instrumentação há alguns pontos de melhoria, como por exemplo a troca do cabeamento que liga os eletrodos ao amperímetro, por serem cabos comuns, eles são altamente susceptíveis a vazamentos na faixa de fração de μA o que compromete a qualidade da medição. O mais indicado seria a utilização de cabos BNC com melhor isolamento elétrico.

O projeto da câmara IMS também precisa ser aprimorado. Apesar das vantagens mencionadas anteriormente, o teflon acaba sofrendo mais sob o ponto de vista da resistência mecânica, o que pode reduzir a vida útil do sistema se o manuseio não for realizado de maneira cuidadosa. Outro ponto de melhoria é a vedação do sistema, peças de material mecanicamente mais resistente, tipo o aço inox são mais resistentes mecanicamente e permitem a colocação de mais anéis de vedação (melhora na estanqueidade). Outro tópico que precisa ser repensado em projetos futuros são as portas de acesso às conexões elétricas. A utilização de soluções mais robustas e que possam ser manuseadas mais facilmente.

6. TRABALHOS PUBLICADOS

VENUTO, E.S.P.; LAGANA, A.A.M.; SANTOS FILHO, S.G. Ionization Current Detection for Homogeneous Charge Compression Ignition (HCCI) on Dual Mode Engines Using a Compact Flyback Circuit. In: 3rd INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INSTRUMENTATION SYSTEMS, CIRCUITS AND TRANSDUCERS (**INSCIT**), 2018, Bento Gonçalves. 2018.

VENUTO, E.S.P.; SANTOS FILHO, S.G. Temperature Control of Hydrogen Gas Sensors Using a Programmable System on a Chip. In: 2019 4th INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INSTRUMENTATION SYSTEMS, CIRCUITS AND TRANSDUCERS (**INSCIT**), 2019, São Paulo. 2019.

7 REFERÊNCIAS

- APPELHANS, Antony D. e David A. DAHL. "SIMION Ion Optics Simulations at Atmospheric Pressure." *International Journal of Mass Spectrometry* 2005: 1-14.
- BARBI, Ivo. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 2ª Edição Revisada. Florianópolis, 2006.
- BATTISTON, F.M, et al. "A chemical sensor based on a microfabricated cantilever array with simultaneous resonance-frequency and bending readout." *Sensors and Actuators B: Chemical* 77 (2001): 122-131.
- BRETT, Christopher M. A. e Ana Maria Oliveira BRETT. *Electrochemistry Principles, Methods and Applications*. OXFORD UNIVERSITY PRESS, 1993.
- CUTRIM, Jefferson. 10 de Fevereiro de 2018. <<http://fazeduca.com.br/4-20ma-o-que-ha-por-tras-desse-padrao/>>.
- DOELLING, Rudolf. "Bank Elektronik - Intelligent Controls GmbH." 01 de Março de 2000. <<http://www.bank-ic.de/encms/downloads/potstae2.pdf>>.
- DUST, T. e P. SEKAR. *PSoC 3, PSoC 4, and PSoC 5LP - Temperature Measurement with an RTD*. 09 de Outubro de 2017. <<https://www.cypress.com/documentation/application-notes/an70698-psoc-3-psoc-4-and-psoc-5lp-temperature-measurement-rtd>>.
- EICEMAN, G. A., Z. KARPAS e H. H. HILL, Jr. *Ion Mobility Spectrometry*. CRC Press, 2014.
- HILALI, M. *Understanding and Development of Manufactured Screen-Printed Contacts on High-Sheet Resistance Emitters for Low-Cost Silicon Solar Cells*. Georgia Institute of Technology, 2005.
- HULANICKI, Adam, Glab STANISLAW e Folke INGMAN. *Chemical sensors definitions and classification*. Vol. 63. London: Pure and Applied Chemistry, 1991.

- IEC. “IEC 60751:2008 - Industrial Platinum Resistance Thermometers and Platinum Temperature Sensors.” International Electrotechnical Commission , 2008.
- “IEEE Guide for the Interpretation of Gases Generated in Oil-Immersed Transformers.” (1991).
- Institute for Occupational Safety and Health of the German Social Accident Insurance. *GESTIS Substance Database*. 18 de Fevereiro de 2018. <[http://gestis-en.itrust.de/nxt/gateway.dll/gestis_en/013570.xml?f=templates\\$fn=default.htm\\$3.0](http://gestis-en.itrust.de/nxt/gateway.dll/gestis_en/013570.xml?f=templates$fn=default.htm$3.0)>.
- ISHIJI, T. e K. TAKAHASHI. “Selective detection of acetylene gas extracted from isolation oil by an electrochemical sensor using a gold electrode.” *Journal of Applied Electrochemistry* (1993): 771-774.
- JORDAN, Larry R. e Peter C. HAUSER. “Electrochemical Sensor for Acetylene.” *Analytical chemistry* 69 (1997): 2669-2672.
- KNIGHT, David. “Davy, Sir Humphry, baronet (1778-1829).” *Oxford Dictionary of National Biography*. Oxford: Oxford University Press, 2004.
- KOROTCENKOV, G. “Practical aspects in design of one-electrode semiconductor gas sensors: Status report.” *Sensors and Actuators B: Chemical* 121 (2007): 64-678.
- KOROTCENKOV, Ghenadii. *Handbook of gas sensor materials properties, advantages and shortcomings for applications volume 1: conventional approaches*. Vol. 1. Nova Iorque: Springer, 2013. 2 vols.
- Lancaster, J.F. “The Physics of Welding. Part 1: The Electric Arc in Welding.” *IEEE Proceedings B* (1987).
- LI, M., Y. T. LI e Y. LONG. “Recent Developments and Applications of Electrodes in Environmental Assays - A Review.” *Anal. Chim. Acta* 2012: 31-32.
- LIDE, David R. *Handbook of Chemistry and Physics*. Taylor & Francis, 2002.

- LIU, Mao-Chen, et al. *Manufacture of a polyaniline nanofiber ammonia sensor integrated with a readout circuit using the CMOS-MEMS technique*. 2009.
- MANURA, David. "Chapter 2. SIMION Basics (SIMION® 8.0 User Manual)." 06 de Janeiro de 2020. *SIMION 8.0*. <<https://simion.com/manual/chap2.html>>.
- NAVARRO-LABOULAIS, J., J. TRIJUEQUE e F. VICENTE. "Electroanal. Chemistry." (1994): 159.
- NOVUS PRODUTOS ELETRÔNICOS. 02 de Fevereiro de 2022. <https://www.novus.com.br/downloads/Arquivos/folheto_pt100.pdf>.
- ORTIZ, Guillermo P., et al. "Development of an IMS type Device for Volatile Organic Compunds Detection: Simulation and Comparision of the Ion Distributions." 22 de Março de 2009.
- ORTIZ, Juan J., et al. "Scalable Design of an IMS Cross-Flow Micro-Generator/Ion Detector." *Jornal of Micromechanics and Microengineering* 13 de Março de 2013: 1-7.
- OXTOBY, D. W. *Principles of Modern Chemistry*. Thomson Brooks/Cole, 2002.
- PRESSMAN, Abraham I. *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill Education, 2009.
- RANJITH, M. e M. S. NIDHIN. "AN79953 - Getting Started with PSoC® 4." 18 de Julho de 2017. *Cypress*. <<http://www.cypress.com/documentation/application-notes/an79953-getting-started-psoc-4>>.
- Scaff, Robson. "Caracterização elétrica de dispositivos tipo ISFET para medição de pH: Tipo ISFET com estrutura Si/SiO₂/Si₃N₄ para medição de ph utilizando Pseudoeletrodos de Pt, Ag E Au." 2008.
- SOLIS, A. A. e E. SACRISTÁN. "Designing the Measurement Cell of a Swept-Field Differential Aspitation Condenser." *Revista Mexicana de Física* (2006): 322-328.

Venuto, Edelson da Silva Procopio e Sebastião Gomes dos Santos Filho. “Temperature Control of Hydrogen Gas Sensors Using a Programmable System on Chip.” *4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)* (2019).

WANG, Boyi, et al. “Hydrogen sensor based on palladium-yttrium alloy nanosheet.” *Materials Chemistry and Physics* (2017): 231-235.

WILSON, Jon S. *Sensor Technology Handbook*. Oxford: Elsevier, 2004.

ZHANG, Mang e Anthony S. WEXLER. “Cross Flow Ion Mobility Spectrometry: Theory and Initial Prototype Testing.” *Journal of Mass Spectrometry* 2006.

APÊNDICE A – CÓDIGO DESENVOLVIDO NO PSOC-4 PARA O CONTROLE DE TEMPERATURA

```
/* =====
 *
 * Copyright YOUR COMPANY, THE YEAR
 * All Rights Reserved
 * UNPUBLISHED, LICENSED SOFTWARE.
 *
 * CONFIDENTIAL AND PROPRIETARY INFORMATION
 * WHICH IS THE PROPERTY OF your company.
 *
 * =====
 */
#include "project.h"
#include "stdio.h"
#if defined (_GNUC_)

#endif
/* Valor do resistor de referência para o RTD - 100 ohms */
#define CAL_REF_RESISTOR      (100u)

/* Fatores de escala */
#define TEMP_SCALE            (100u)
#define RESISTANCE_SCALE     (1000u)

/* Canais do MUX para o ADC */
#define RTD_IDAC_CHANNEL     (0u)
#define CAL_IDAC_CHANNEL    (1u)

/* Corrente do IDAC - 1 mA */
#define IDAC_VAL              (255u)

int main(void)
{
    CyGlobalIntEnable; /* Enable global interrupts. */

    /* Tensão sobre o resistor de referência a 512 uA */
    int32 rtdCalVoltage = 0;

    /* Resistência RTD calculada */
    uint32 rtdRes = 0;

    char printBuf[16] = {'\0'};

    /* Tensão sobre o RTD */
    int32 rtdVoltage = 0;

    /* Temperatura calculada a partir do resistor RTD */
    int32 rtdTemp = 0;
}
```

```

/* Temperatura representada no display */

int32 rtdTempDisp = 0;

/* Offset */
int32 zeroCurrentOffset = 0;

/* Delta de tempo */
int32 PWM = 0;
int32 SetPoint = 70;
int32 Error = 0;
int32 DeltaTime = 0;
int32 Kp = 6;
int32 Ki = 0.0001;
int32 P = 0;
int32 I = 0;
int32 ControlPI = 0;

/* Inicialização dos componentes */
/* RTD não precisa ser inicializado */
ADC_Mux_Start();
IDAC_Start();
ADC_Start();
Opamp_Start();
UART_Start();
PWM_Start();
/* Tensão no resistor de referência */
ADC_Mux_FastSelect(CAL_IDAC_CHANNEL);

/* Offset - passa 0 mA pelo IDAC */
IDAC_SetValue (0u);

/* Offset do ADC */
ADC_StartConvert();
ADC_IsEndConversion(ADC_WAIT_FOR_RESULT);
zeroCurrentOffset = ADC_GetResult16(0);
ADC_StopConvert();

/* 1 mA passando pelo IDAC */
IDAC_SetValue (IDAC_VAL);

/* Tensão no resistor de referência */
ADC_StartConvert();
ADC_IsEndConversion(ADC_WAIT_FOR_RESULT);
ADC_StopConvert();
rtdCalVoltage = ADC_GetResult16(0);

/* CDS */
rtdCalVoltage = rtdCalVoltage - zeroCurrentOffset;

/* Medição do RTD, troca do canal do MUX*/
ADC_Mux_FastSelect(RTD_IDAC_CHANNEL);

/* Offset - passa 0 mA pelo IDAC */

```

```

IDAC_SetValue(0u);

/* Offset do ADC */
ADC_StartConvert();
ADC_IsEndConversion(ADC_WAIT_FOR_RESULT);
zeroCurrentOffset = ADC_GetResult16(0);
ADC_StopConvert();

/* 1 mA passando pelo IDAC */
IDAC_SetValue(IDAC_VAL);

for(;;)
{
    ADC_StartConvert();
    ADC_IsEndConversion(ADC_WAIT_FOR_RESULT);
    rtdVoltage = ADC_GetResult16(0);
    ADC_StopConvert();

    /* CDS */
    rtdVoltage = rtdVoltage - zeroCurrentOffset;

    /* Calculando a resistência RTD */
    rtdRes = ((rtdVoltage * CAL_REF_RESISTOR) / rtdCalVoltage) *
RESISTANCE_SCALE;

    /* Obtendo a temperatura */
    rtdTemp = RTD_GetTemperature(rtdRes);

    /* Obtendo a temperatura em graus Celsius */
    rtdTempDisp = (float) rtdTemp / TEMP_SCALE;

    Error = SetPoint - rtdTempDisp;
    DeltaTime++;

    P = Error * Kp;
    I += Error * Ki /** DeltaTime*/;
    ControlPI = P + I;

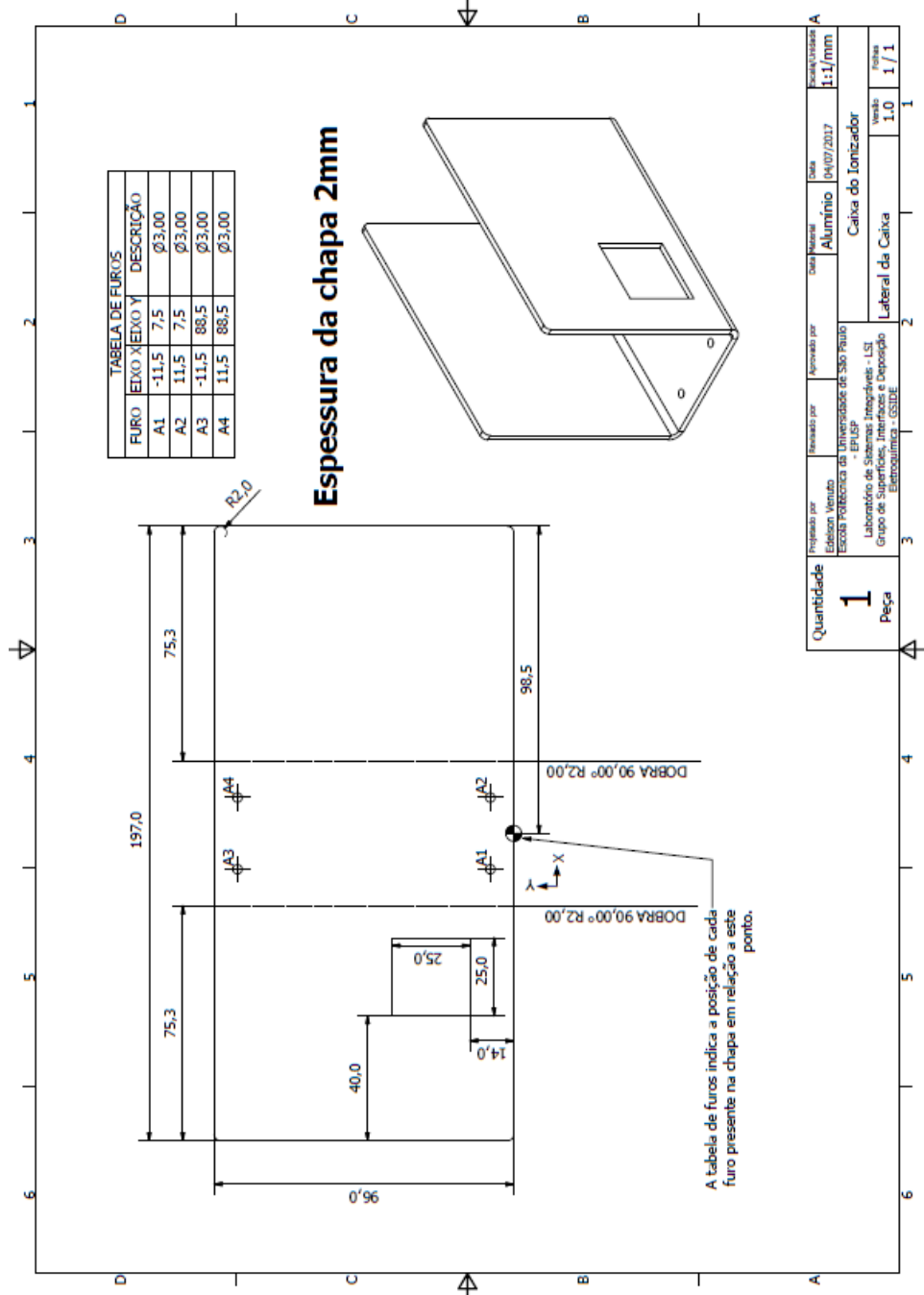
    if(ControlPI > 50){
        ControlPI = 50;
    }
    else if (ControlPI < 0){
        ControlPI = 0;
    }

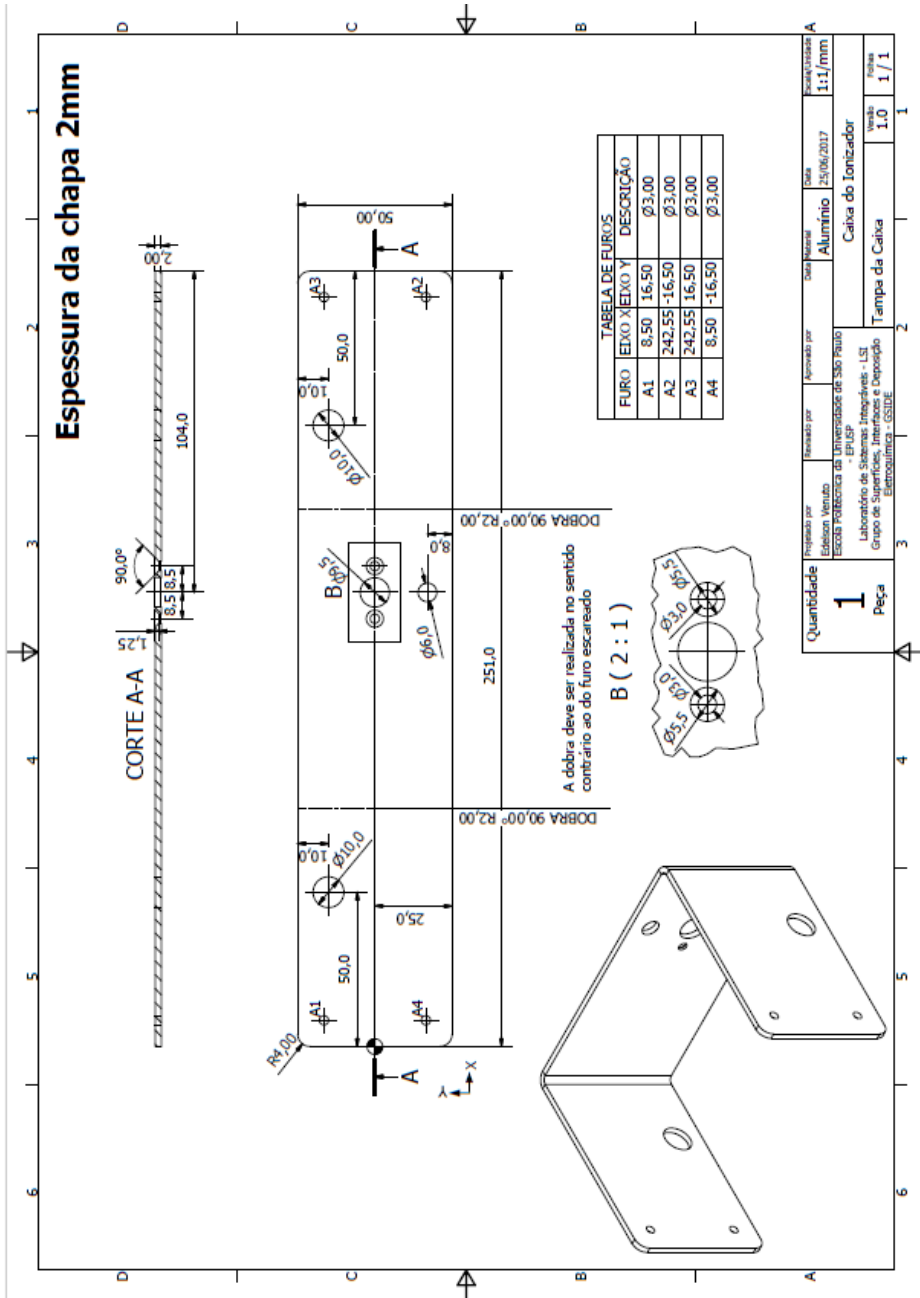
    PWM = ControlPI + 50;
    PWM_WriteCompare(PWM);

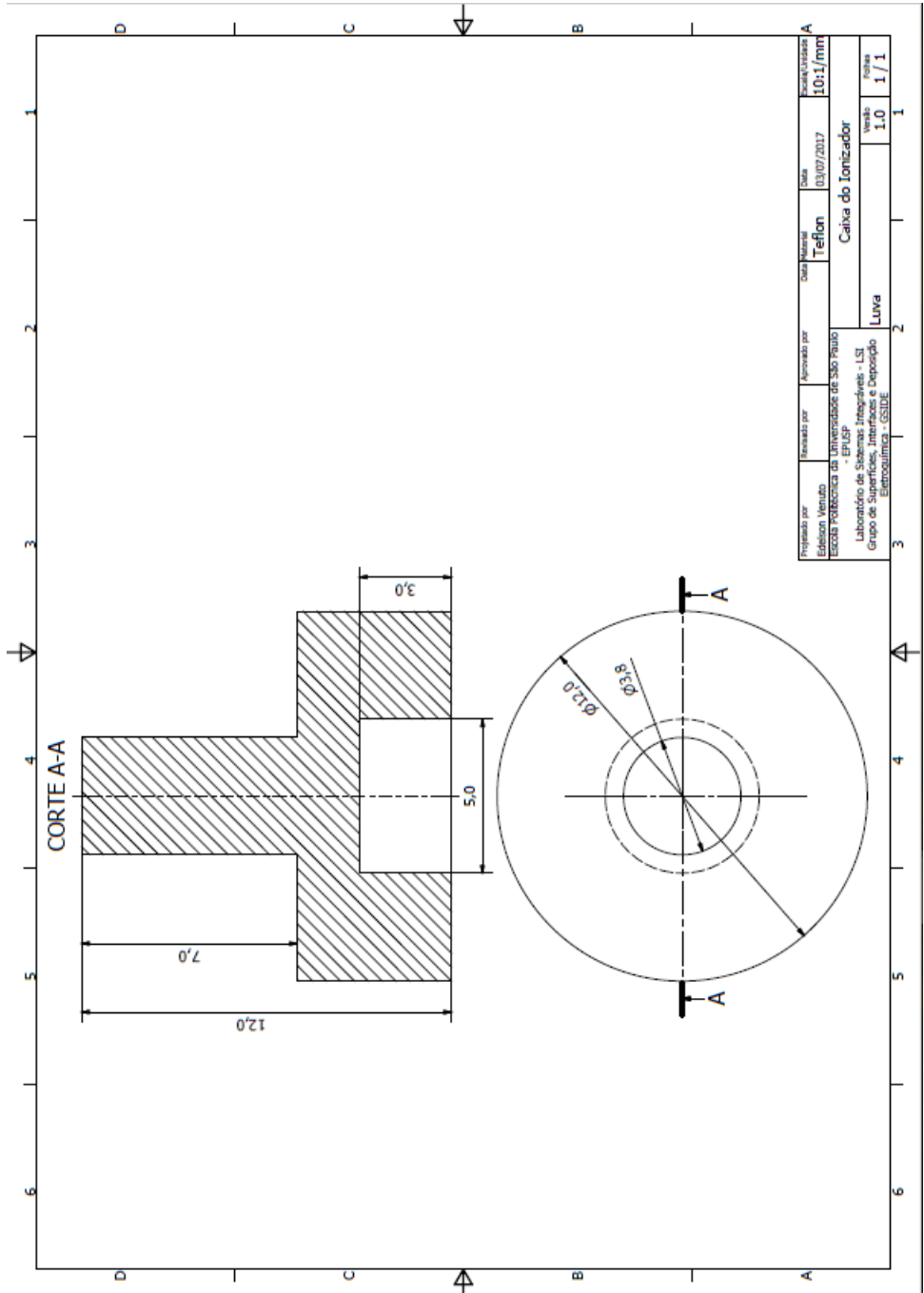
    sprintf(printBuf, "Temp=%4.2ld - %ld - %ld - %ld", rtdTempDisp,
P, PWM, I).
    UART_UartPutString(printBuf).
    UART_UartPutString("\n\r").
}
}

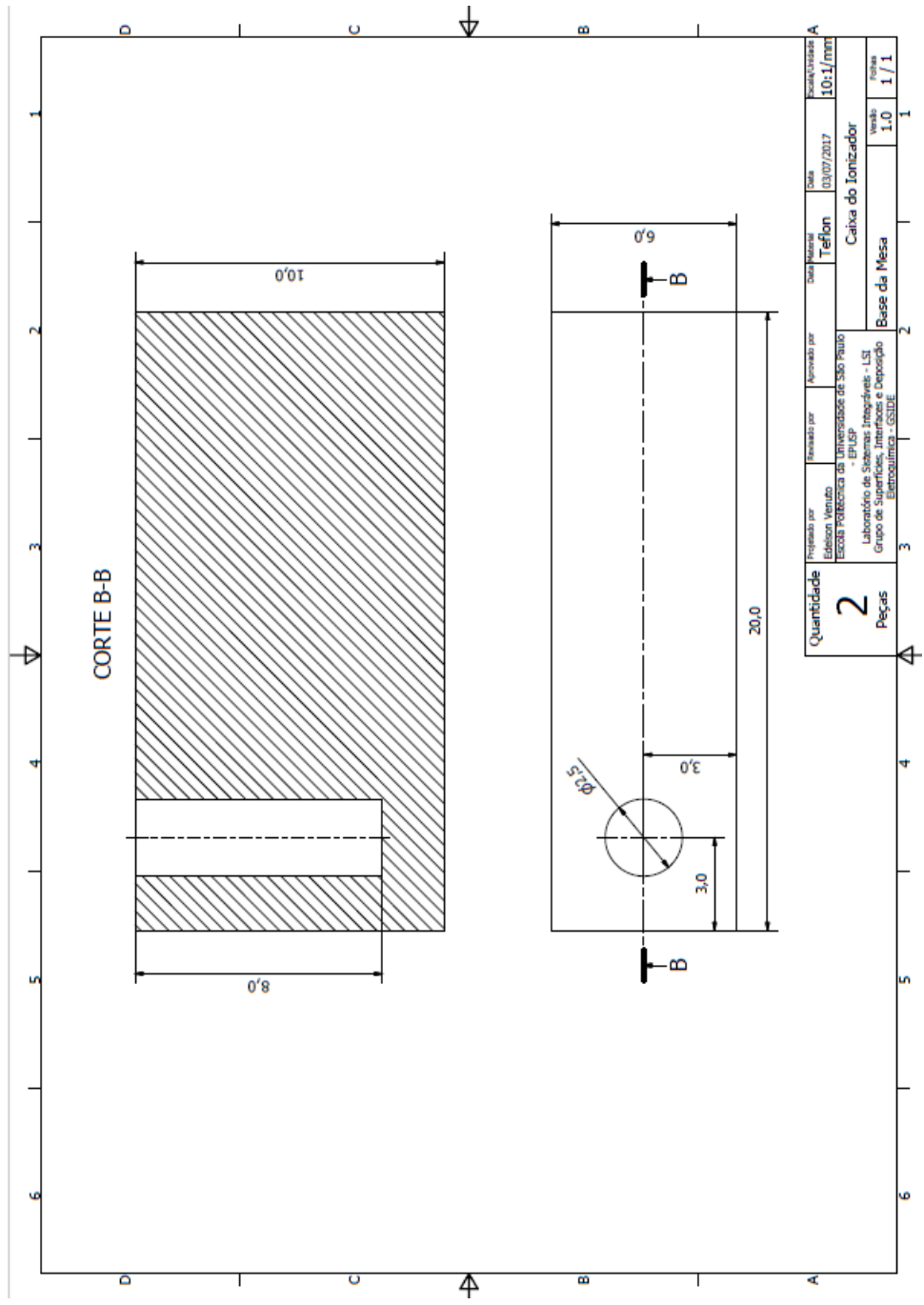
```

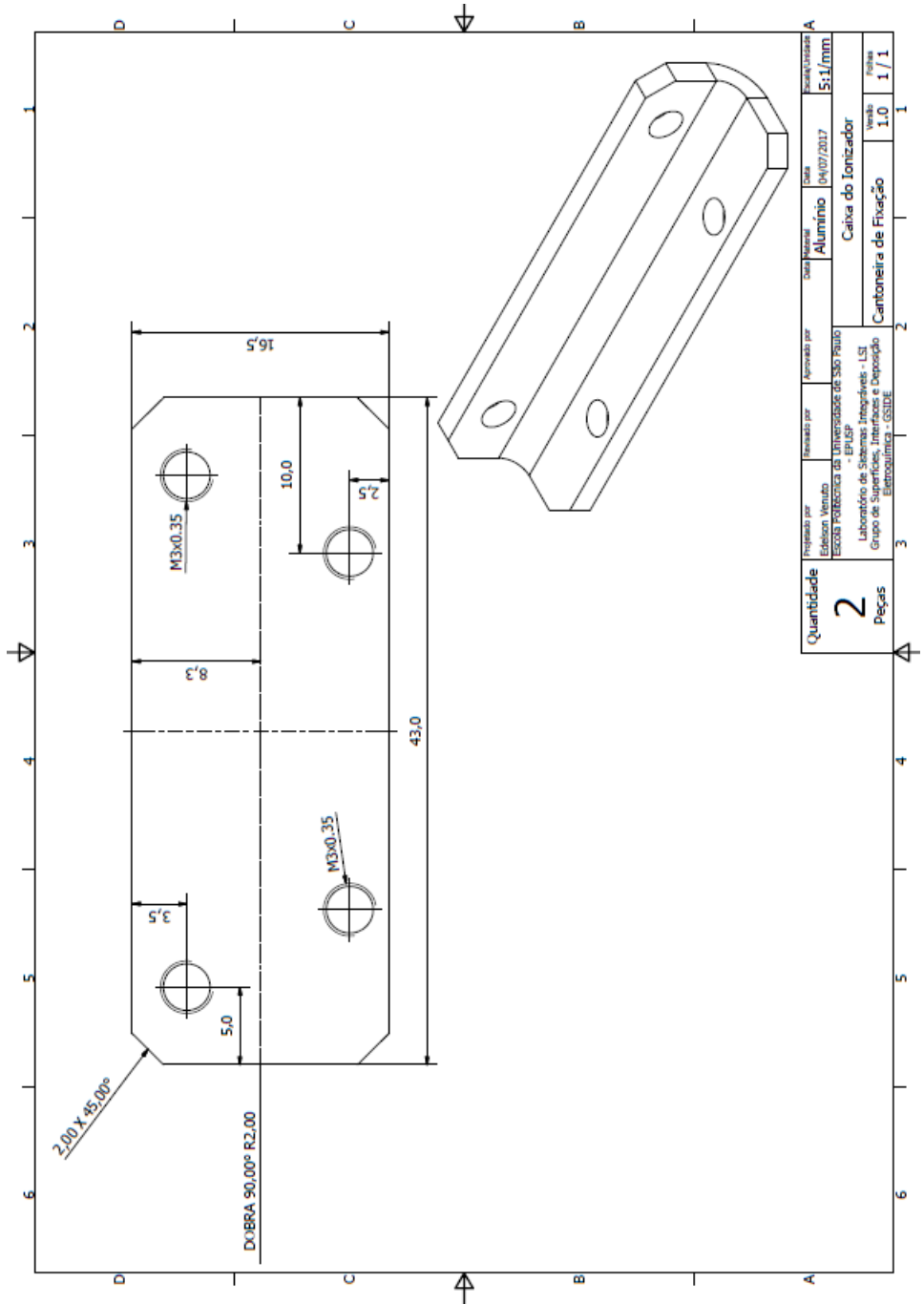
APENDICE B DESENHOS MECÂNICOS DA CAIXA DO IONIZADOR – PROJETO INTERMEDIÁRIO PARA TESTE DA CÂMARA DE IONIZAÇÃO



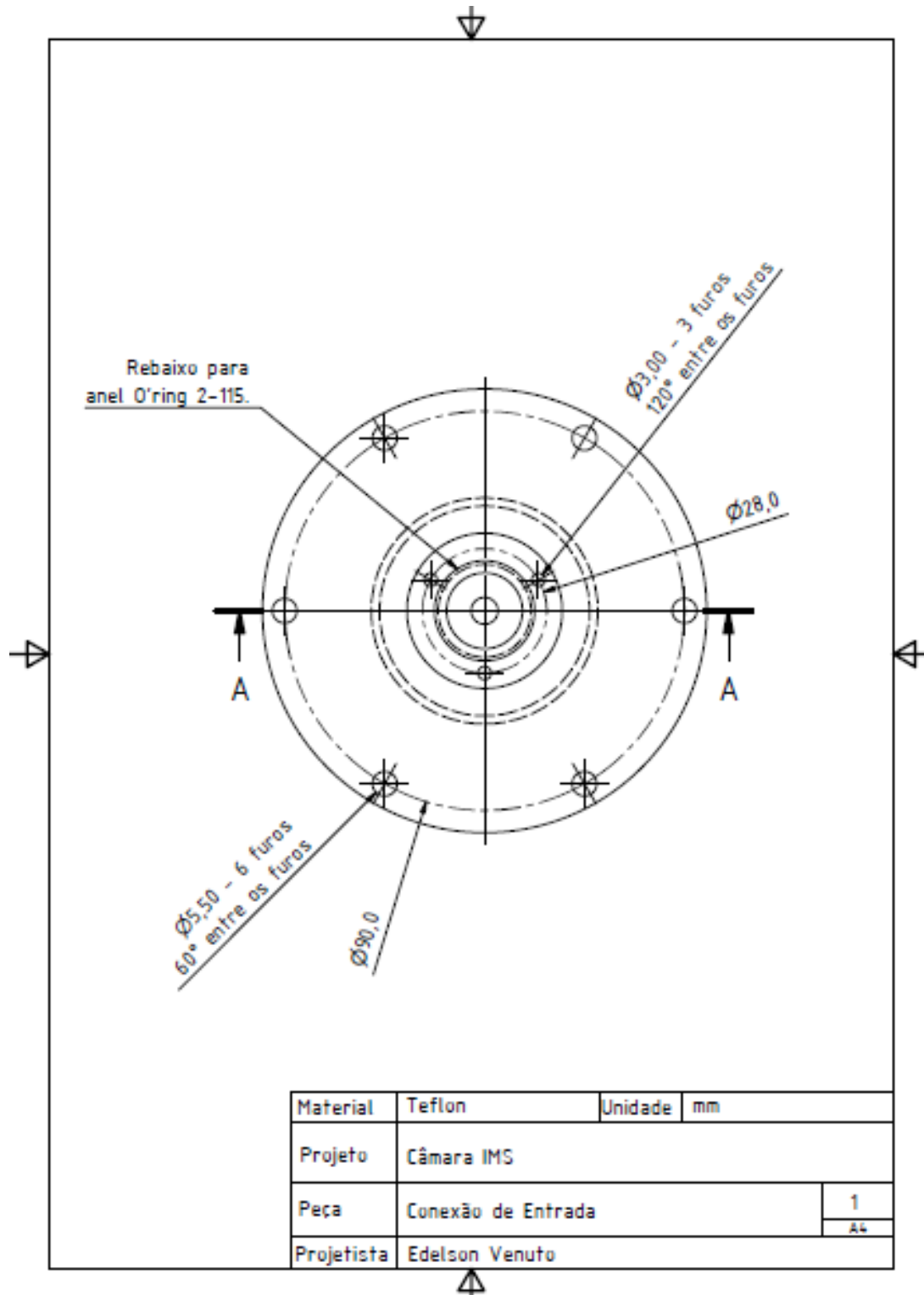


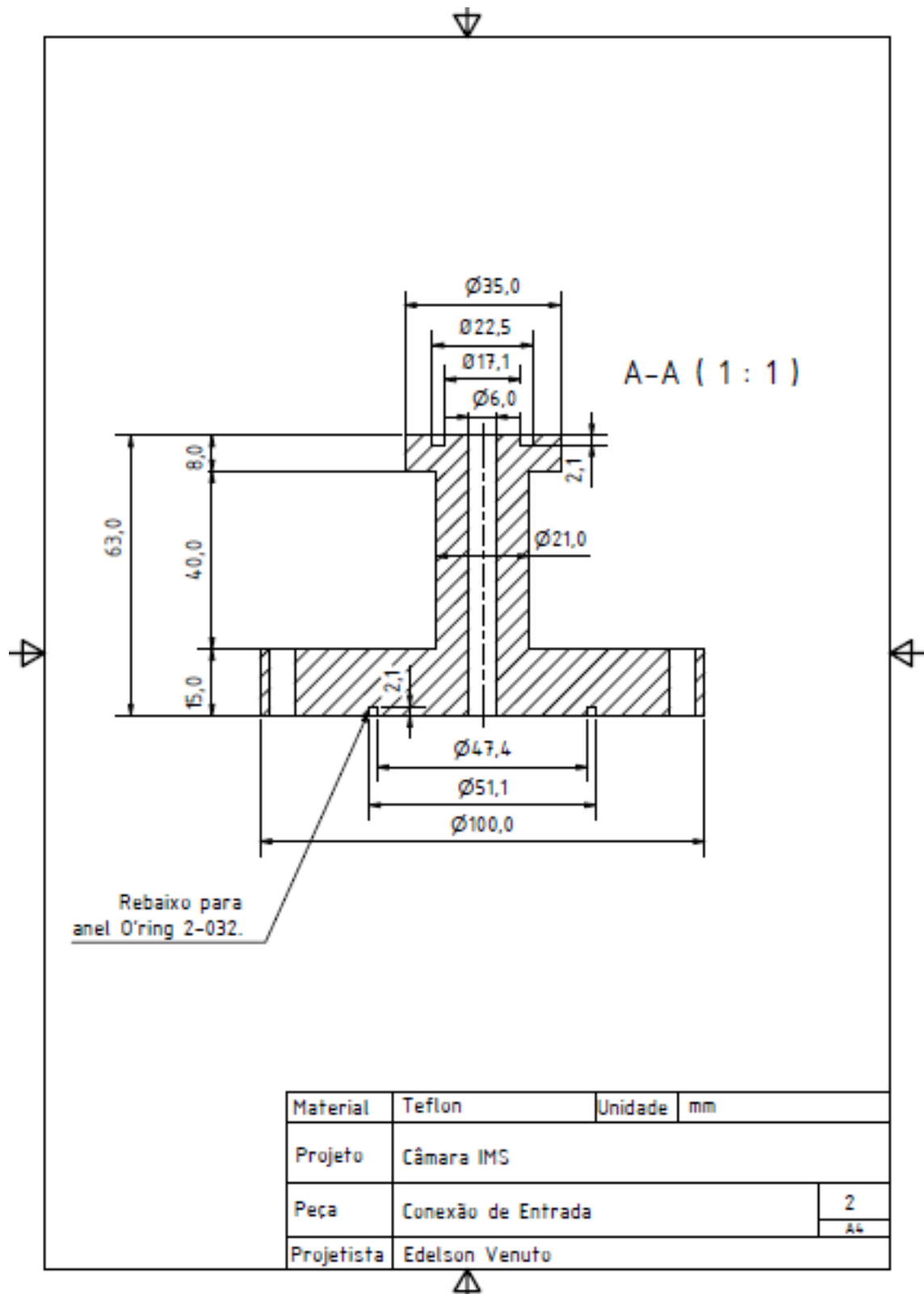


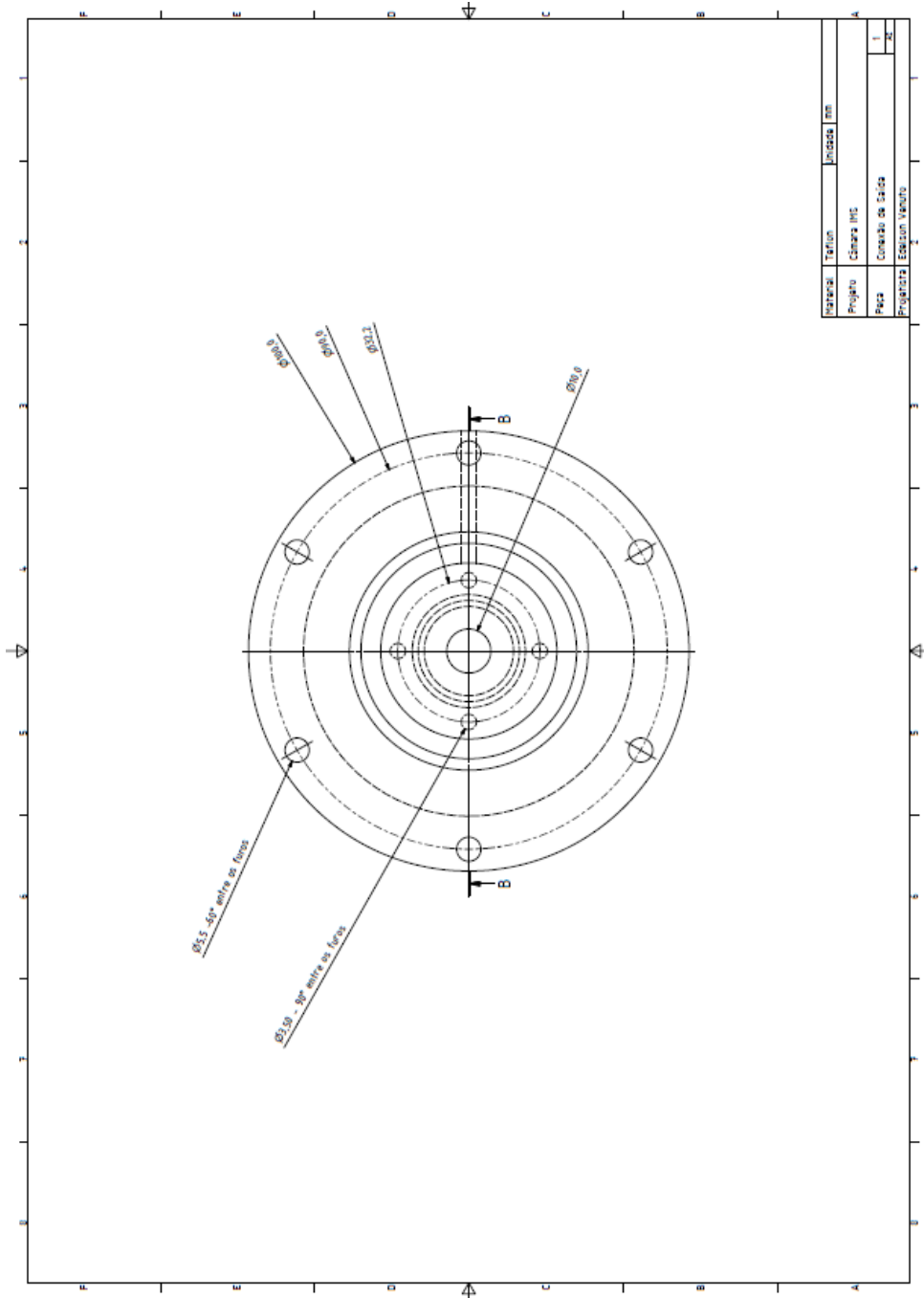




APENDICE C – DESENHOS MECÂNICOS DA CÂMARA IMS PROJETADA PARA DETECÇÃO DE ACETILENO

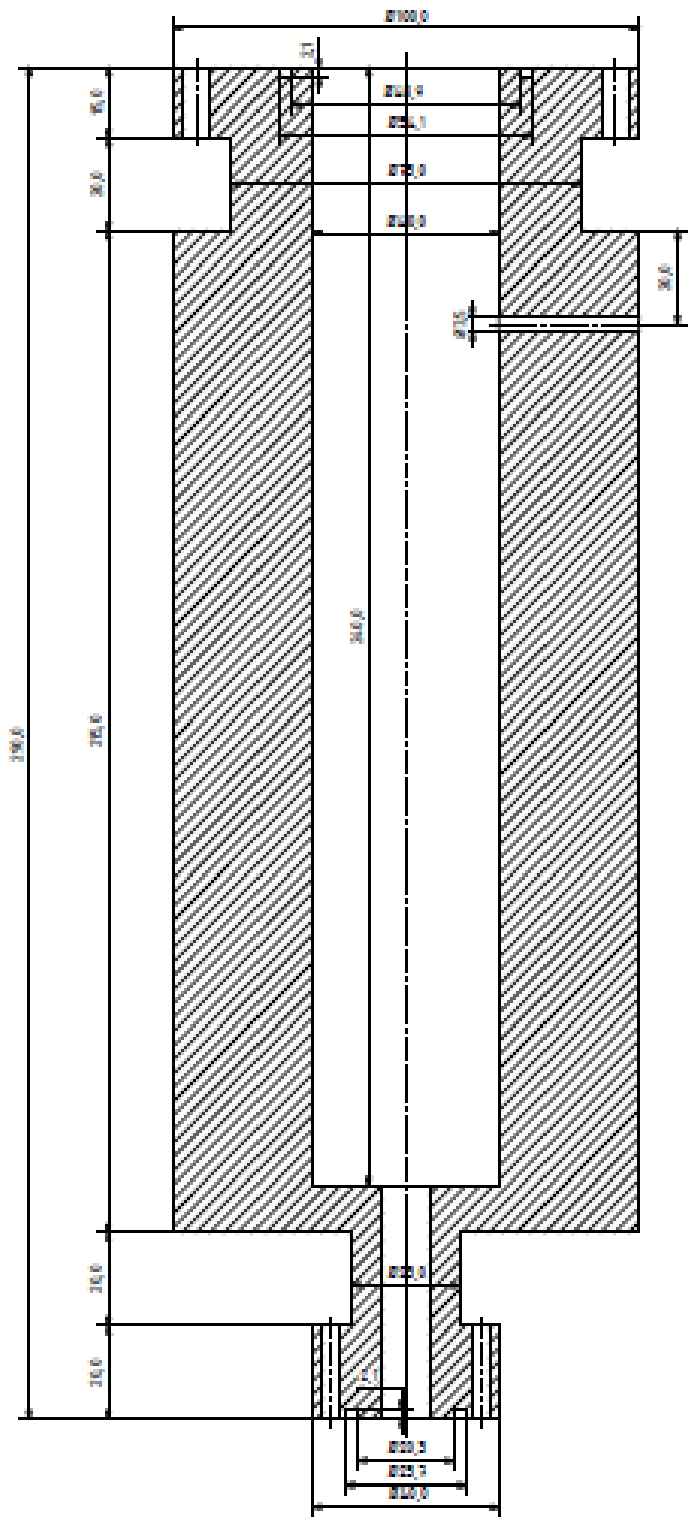




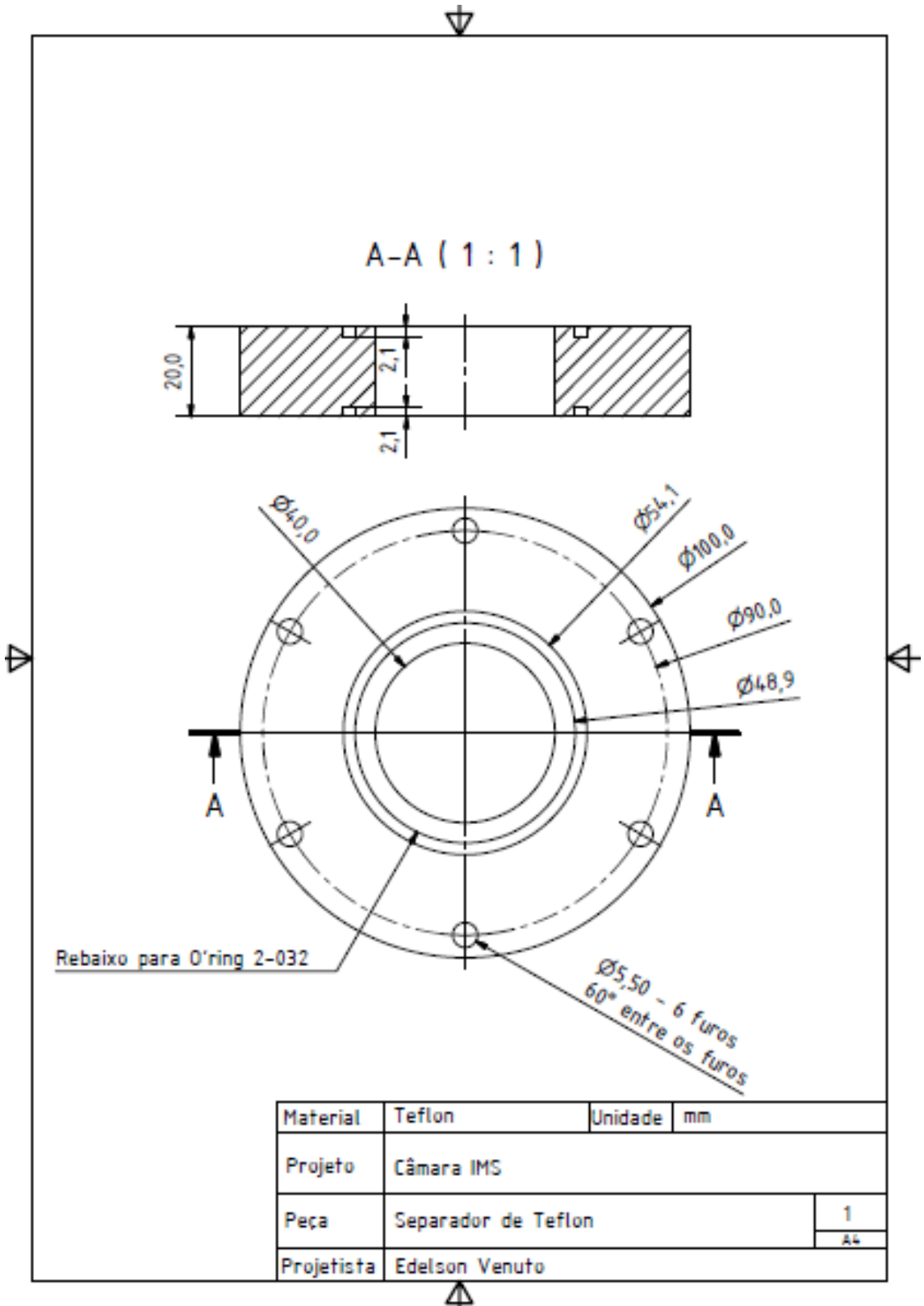


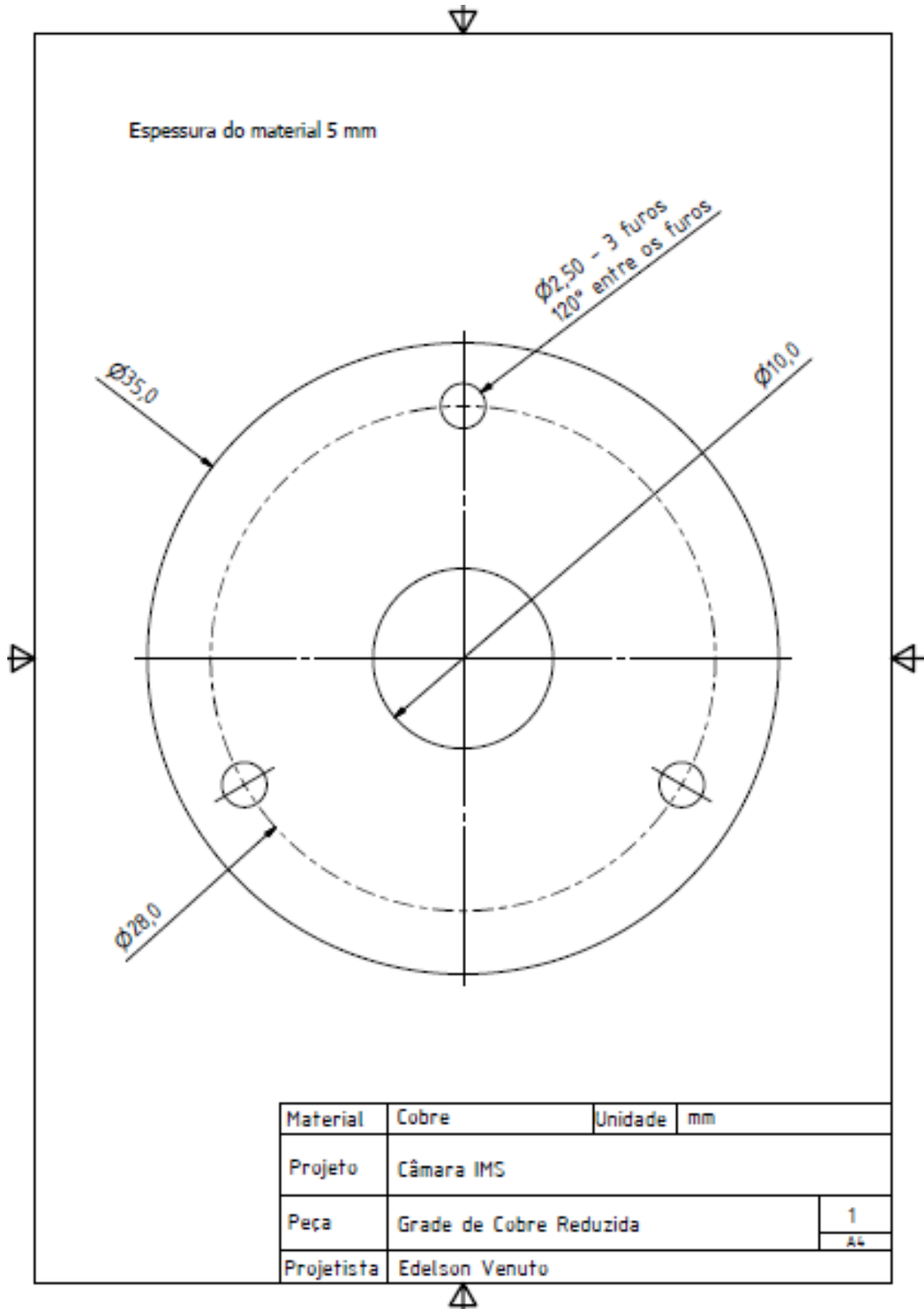
Empresa	Tecnion	Indicador	Im
Projeto	Câmara III		
Ficha	Construção de Caixa	1	2
Projeto: Edson Veiros			

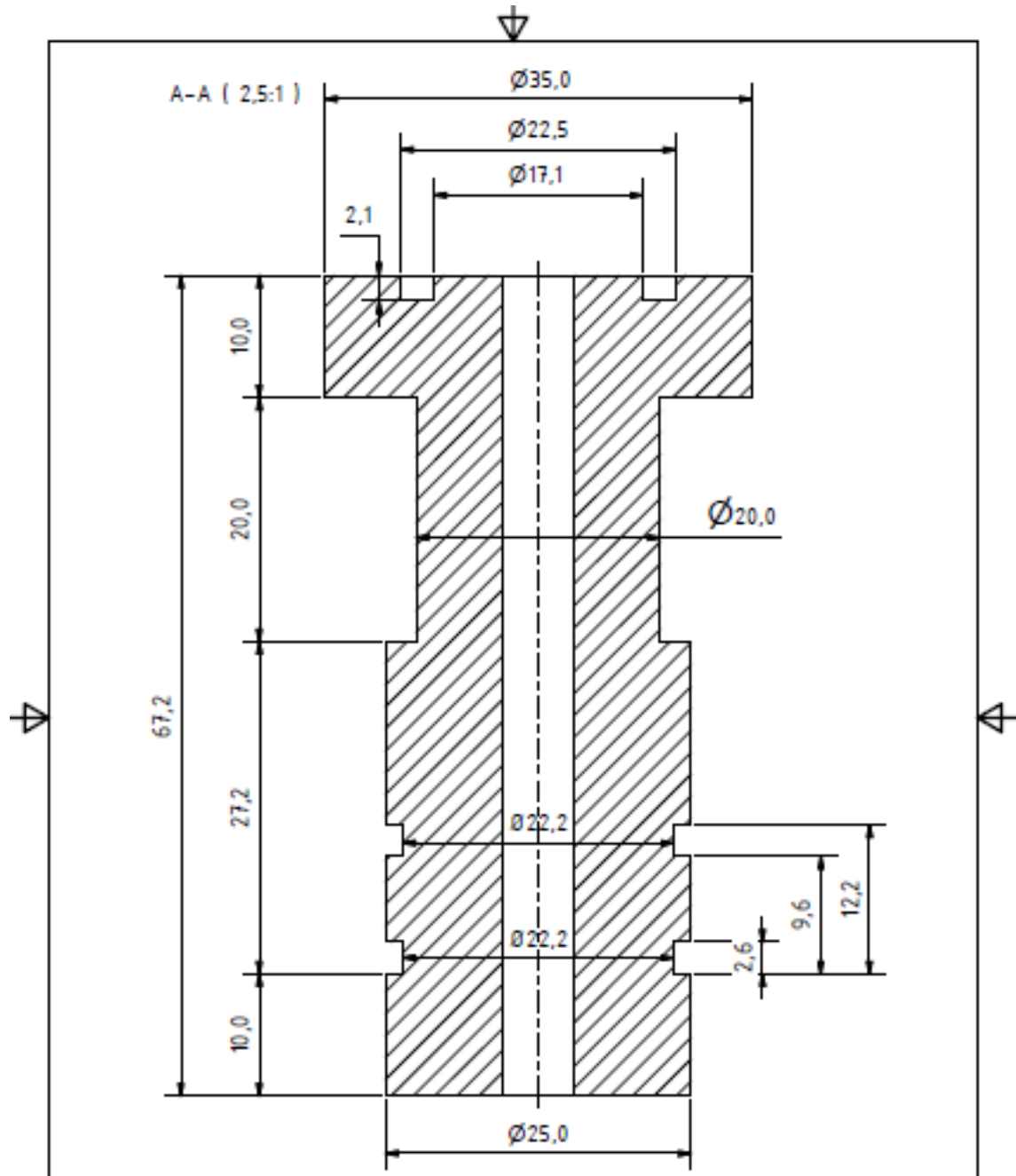
B-B [1,5 : 1]



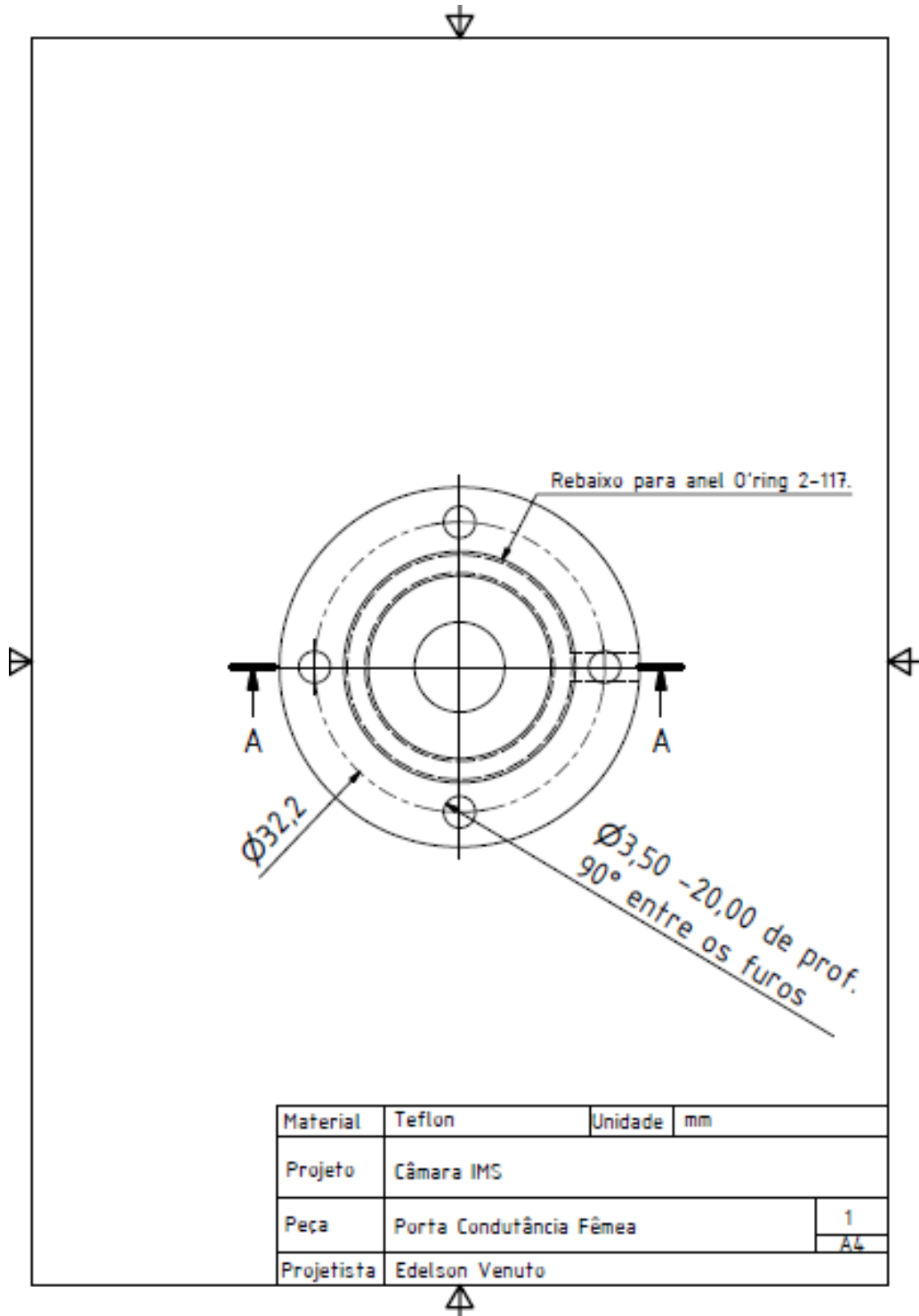
Material	Taxion	Unidade	mm
Projeto	Claudio BSC		
Peça	Conexão de Saída		2
Projeto	Edilson Viana		2



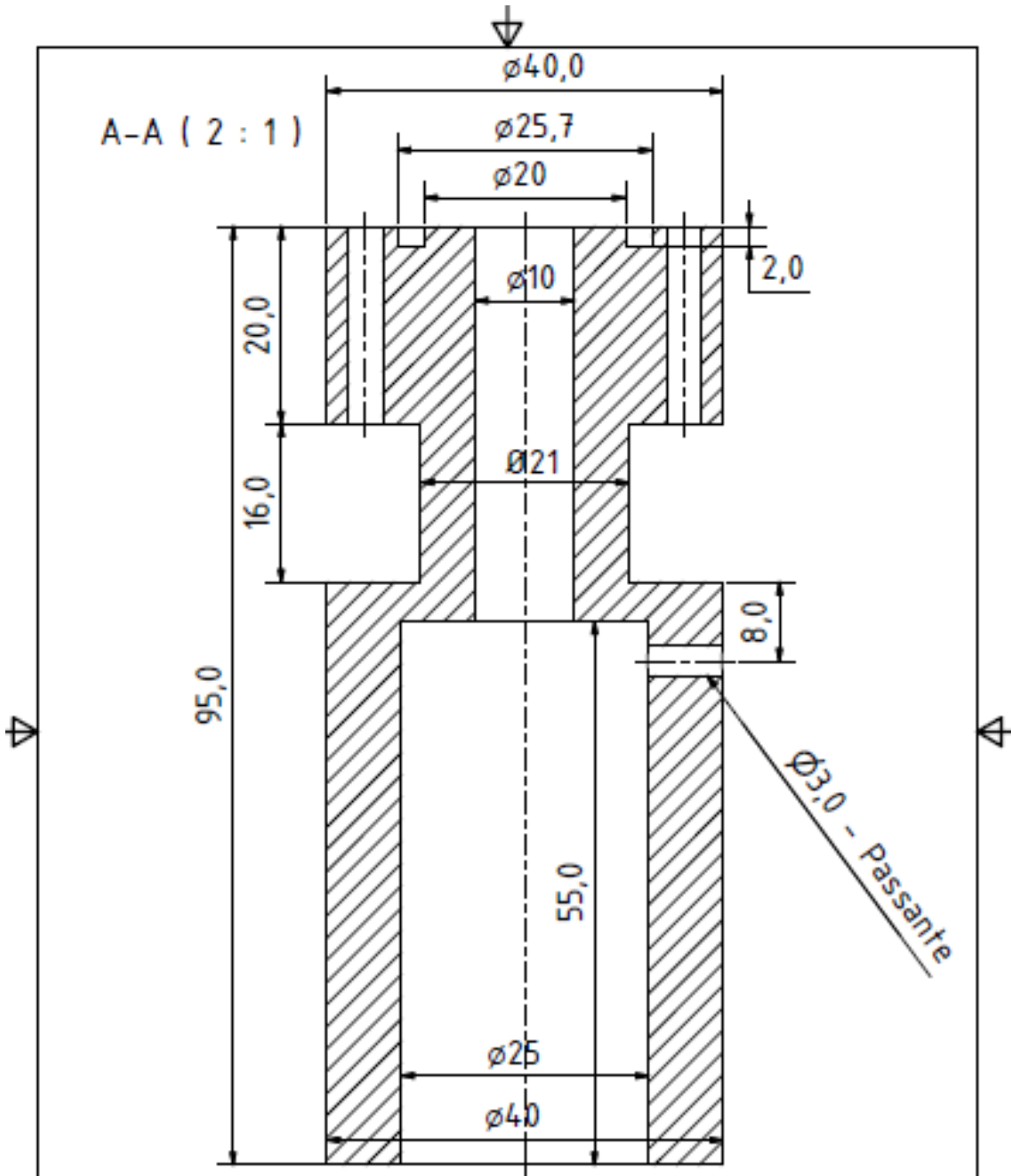




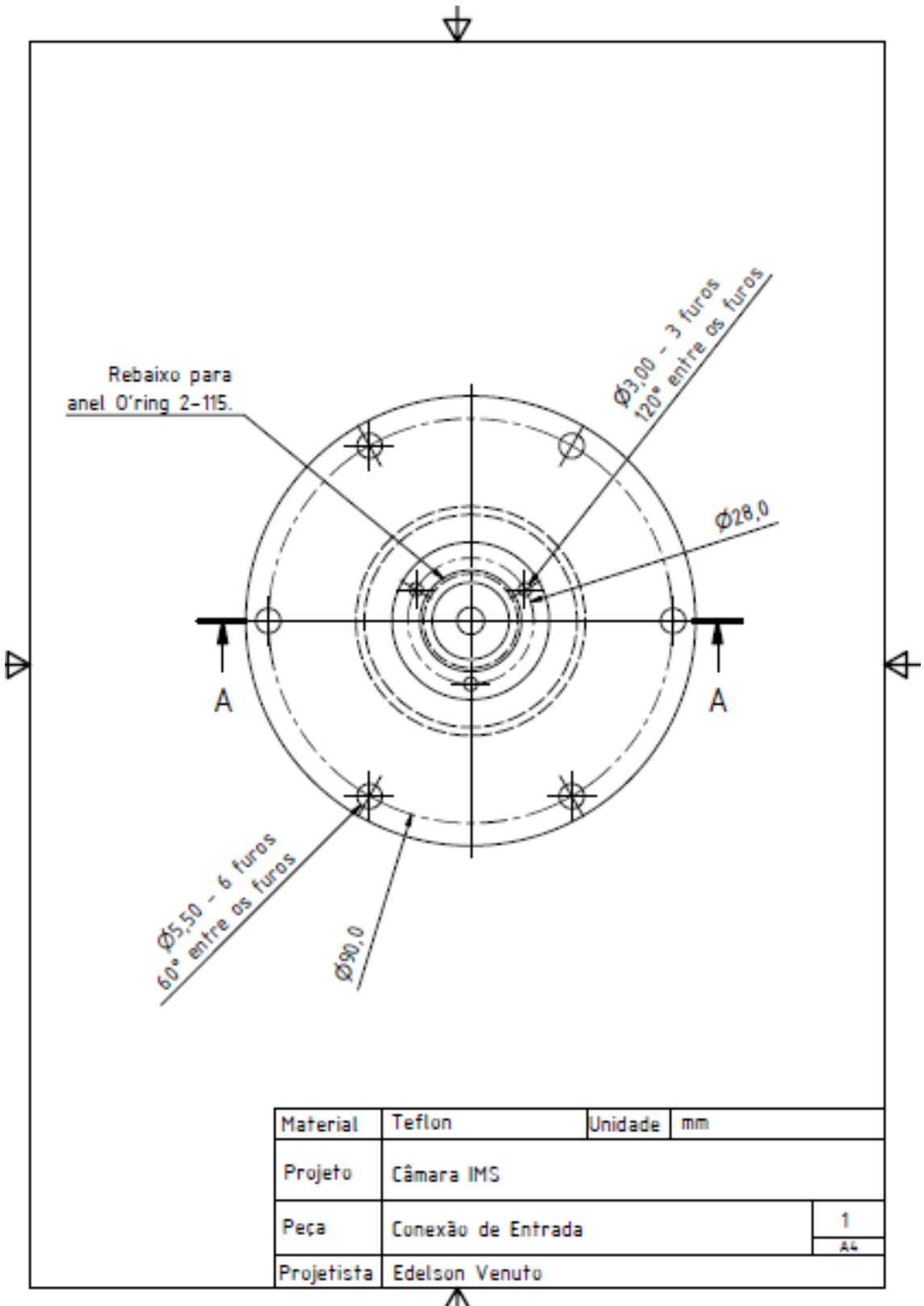
Material	Teflon	Unidade	mm
Projeto	Câmara IMS		
Peça	Porta Condutância Macho	2	A+
Projetista	Edelson Venuto		



Material	Teflon	Unidade	mm
Projeto	Câmara IMS		
Peça	Porta Condutância Fêmea		1
			A4
Projetista	Edelson Venuto		



Material	Teflon	Unidade	mm
Projeto	Câmara IMS		
Peça	Porta Condutância Fêmea	2	A4
Projetista	Edelson Venuto		



Material	Teflon	Unidade	mm
Projeto	Câmara IMS		
Peça	Conexão de Entrada	1	A4
Projetista	Edelson Venuto		

