

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas.

Luiz Roberto Franco Fagundes Filho

**Módulos eletrônicos para a caracterização
elétrica de EGFETs como sensores de pH**

Rio de Janeiro
2012

Luiz Roberto Franco Fagundes Filho

Módulos eletrônicos para a caracterização elétrica de EGFETs como sensores de pH

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao programa de Pós-Graduação em Física, Mestrado Profissional com Ênfase em Instrumentação Científica, do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas.

Orientador
Pablo Diniz Batista

Rio de Janeiro
2012

	Resumo	
	Abstract	
	Lista de Figuras	
	Lista de Tabelas	
	Lista de Abreviaturas	
Capítulo 1	Introdução	
	1.1 Introdução	1
Capítulo 2	Dispositivos de Efeito de Campo	
	2.1 Transistores de efeito de campo	7
	2.2 Análise do MOSFET para pequenos sinais	10
	2.2.1 Circuito Equivalente A.C	12
	2.3 EGFET por meio de um MOSFET comercial	13
Capítulo 3	Módulos para caracterização elétrica do EGFET	
	3.1 Introdução	16
	3.2 Caracterização do EGFET no modo D.C.	16
	3.3 Resposta do EGFET em função temperatura	18
	3.4 Caracterização do EGFET em modo A.C.	20
Capítulo 4	Detalhe dos circuitos eletrônicos	
	4.1 Introdução	24
	4.2 Sistema para aquisição de dados	25
	4.3 Saída de tensão analógica programável	27
	4.4 Amperímetro	29
	4.5 Condicionador de sinal para medidas de pH	30
	4.6 Sistemas de Aquecimento e medida de Temperatura	32
	4.7 Geradores de sinal senoidal	33
	4.8 Tensão de nível e detector de pico	35
	4.9 Fontes de Alimentação	37
Capítulo 5	Resultados – Parte I	
	5.1 Introdução	39
	5.1 Protótipo I	40
	5.1.1 Fonte de tensão D.C programável	42
	5.1.2 Voltímetro	44
	5.1.3 Amperímetro	45

5.1.4	Curvas de caracterização do MOSFET	47
5.2	Protótipo II	49
5.2.1	Resposta do condicionador de sinal	53
5.3	Protótipo III	57
5.3.1	Análise do gerador de sinal	60
5.3.2	Gerador de sinal por meio do DDS	65
5.4	Conversor USB - Serial	69
Capítulo 6	Resultados – Parte II	
6.1	EGFET em modo D.C com eletrodo de vidro	70
6.2	EGFET em modo D.C com o FTO	74
6.3	Estabilidade do EGFET em modo D.C	77
6.4	EGFET em modo A.C	81
Capítulo 7	Conclusão e trabalhos futuros	83
	Referência	85

Resumo

O transistor de efeito de campo sensível a íons (ISFET) é uma das formas mais elegantes de interfaces entre o dispositivo eletrônico e o ambiente biológico. Entretanto, recentemente tem sido proposta uma nova estrutura como alternativa à fabricação do ISFET. São denominados EGFETs, os quais consistem em uma membrana seletiva, depositada em forma de filme fino sobre um substrato, interligada a um MOSFET comercial. Uma idéia simples e trivial que possibilita a pesquisa e o desenvolvimento de sensores de pH e bio-sensores sem a necessidade da fabricação do MOSFET. Nessa perspectiva, este trabalho tem como objetivo principal apresentar o desenvolvimento de módulos eletrônicos para a caracterização elétrica do EGFET como sensor de pH. Duas técnicas para medidas estão sendo propostas para obter as curvas características do MOSFET operando tanto em modo D.C como em modo A.C. A eficiência desses módulos eletrônicos foi investigada utilizando um eletrodo de vidro e um filme fino de óxido de estanho dopado com flúor como membrana seletiva para o EGFET.

ABSTRACT

The field effect transistor sensitive ion (ISFET) is one of the most elegant interfaces between the electronic device and the biological environment. However, recently it has been proposed as a new alternative structure for the manufacture of the ISFET. They are called EGFETs, which consist of a membrane selectively deposited in thin film on a substrate, connected to a commercial MOSFET. A simple idea and trivial that enables the research and development of pH sensors and biosensors without the need of manufacturing the MOSFET. In this perspective, the objective of this work is to show the development of electronic modules that was designed to implement the EGFET electrical characterization. In summary, two different techniques have been proposed to acquire the MOSFET characteristics curves in D.C and A.C mode. Finally, the efficiency of the electronic modules was analysed using a glass electrode and a FTO thin film as sensitive membrane to the EGFET

Lista de Figuras

- Figura 2.1** (a) Estrutura física do MOSFET tipo enriquecimento e (b) símbolo para circuito do MOSFET.
- Figura 2.2** (a) Um MOSFET canal n com V_{GS} e V_{DS} aplicadas e com os sentidos de corrente indicados.
(b) As características $i_D - v_{DS}$ para um dispositivos com $K(W/L) = 1.0 \text{ mA/V}^2$
- Figura 2.3** Destaque do funcionamento do dispositivo em c.a. a partir do ponto quiescente, fixado sobre a reta de carga, na região de saturação.
- Figura 2.4** Circuito exemplo para análise da aplicação de sinal a.c. ao circuito
- Figura 2.5** Modelo do circuito com MOSFET para análise de sinal a.c.
- Figura 2.6** Modelo do circuito com MOSFET para análise de sinal a.c.
- Figura 2.7** Circuito equivalente para pequenos sinais, de um MOSFET polarizado na região de saturação.
- Figura 2.8** Representação do EGFET como sensor de pH. A (a) membrana sensível a íons de hidrogênio depois pode ser (b) conectada a um MOSFET comercial e em seguida imersa em solução aquosa para determinar a medida do pH (concentração de íons de hidrogênio) da solução.
- Figura 3.1** Representação esquemática do analisador de parâmetros para dispositivos semicondutores, por meio do microcontrolador PIC18F45K20
- Figura 3.2** Representação esquemática do módulo para caracterização elétrica de sensores de pH em função da temperatura. Neste módulo é composto, por exemplo, por um o controle dos motores de passo responsáveis pelo posicionamento automatizado das amostras para realização de medidas
- Figura 3-3** Representação da técnica de espectroscopia por impedância para a caracterização do ISFET. A impedância em função da frequência por ser medida aplicando uma tensão senoidal ao mesmo tempo em que a amplitude e a diferença de fase em uma resistência de referência e o ISFET é monitorada.
- Figura 3-4** Representação esquemática do módulo para espectroscopia por impedância elétrica. Neste módulo um sinal senoidal é gerado a parti do DAC de 8 bits, filtrado e aplicado ao dispositivo sob teste (DUT – Device Under Test). Uma amostra deste sinal aplicado passa por um detector de pico e fase e outro após um circuito de referência. Estes sinais são entregues então ao microcontrolador através do PGA.
- Figura 4.1** Esquema elétrico do módulo eletrônico responsável pela aquisição e dados. Para isso, este circuito eletrônico é composto pelo microcontrolador PIC18F14K50 conectado a um amplificador operacional de ganho programável encapsulado no MCP6S26.
- Figura 4.2** Esquema elétrico do conversor de porta USB-RS232 por meio do circuito integrado PIC18F14K50 conectado ao MAX-232
- Figura 4.3** Esquema elétrico para os conversores digital para analógico (DAC) por meio do MCP4822. As saídas V_{OUTA} e V_{OUTB} do MCP4822 estão conectadas aos amplificadores operacionais LM358 montados como seguidor de tensão. O MCP1541 é responsável por fornecer uma tensão de alimentação estável ao DCA para ser utilizada como uma tensão de referência.

- Figura 4.4** Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por converter a corrente elétrica entre a fonte e o dreno do MOSFET em uma tensão. Esse circuito apresenta um ganho na relação de corrente-tensão de 1:1000 graças ao por uma amplificador de transimpedância seguido por um amplificador de ganho unitário.
- Figura 4.5** Amplificador de instrumentação desenvolvido com o TL082 para o condicionamento do sinal eletrônico proveniente de um eletrodo de vidro. A partir dos resistores escolhidos, esse amplificador é configurado com um ganho igual a 10.
- Figura 4.6** Circuito eletrônico para condicionar o sinal eletrônico proveniente de um eletrodo de vidro tendo como amplificador de instrumentação o INA121. Na saída do INA121 está presente um amplificador somador, para possibilitar um ajuste de nível, seguido por um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 10 Hz
- Figura 4.7** Circuito eletrônico desenvolvido para aquecer o sistema tendo como princípio básico o chaveamento do TRIAC. O isolamento entre o sistema de controle e de potência é realizado por meio de um acoplador óptico
- Figura 4.8.** Circuito eletrônico desenvolvido para condicionar o sinal fornecido pelo sensor de temperatura. Neste caso, estamos utilizando um termopar. Este circuito utiliza um INA125 como amplificador de instrumentação e um IT1045 para realizar a compensação de temperatura
- Figura 4.9** Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por gerar um sinal senoidal tendo como principal componente um DAC0800. A entrada digital está conectada a porta paralela do microcontrolador, enquanto que, a saída analógica está ligada a um filtro passa baixa cuja frequência de corte pode ser ajustada por meio de uma comunicação SPI
- Figura 4.10** Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por gerar um sinal senoidal tendo como principal componente um DAC0800 conectado a um filtro passa baixa cuja frequência de corte pode ser ajustada por meio de uma comunicação SPI.
- Figura 4.11** Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por adicionar uma componente D.C ao sinal A.C assim como quantificar a amplitude do sinal por meio de um detector de pico
- Figura 4.12** Fonte de alimentação regulada e protegida contra sobrecarga e curto-circuito.
- Figura 5.1** Foto do protótipo desenvolvido para o módulo a ser utilizado durante a caracterização elétrica do EGET em modo D.C
- Figura 5.2** Interface do programa desenvolvida para a comunicação via RS232 com o analisador de parâmetros para dispositivos semicondutores. Esse software também permite a comunicação via USB com o multímetro digital.
- Figura 5.3** Curva de calibração para a tensão de saída. A tensão saída foi programada com valores entre 0 e 4.095 V com intervalos de 1.0 mV.
- Figura 5.4** A caracterização da estabilidade da fonte de tensão programável pode ser realizada por meio do gráfico da tensão de saída em função do tempo. Nesse caso, o valor da tensão em ambos os canais é monitorada pelo multímetro digital durante um período de 10s.
- Figura 5.5** Apresenta a medida da tensão em função da palavra enviada para o DAC de 12 bits através da porta SPI. A tensão aplicada está entre 0 e 4 V com passos de 1mV

- Figura 5.6** Apresenta a medida da tensão em ambos os canais em função da palavra enviada para o DAC de 12 bits através da porta SPI. A tensão aplicada em ambos os canais está entre 0 e 4 V com passos de 20mV.
- Figura 5.7** Medida da corrente elétrica através de um resistor em função do tempo para diferentes valores de tensão. Os dados destacados em vermelho correspondem às medidas realizadas por meio de um DMM.
- Figura 5.8** Medida da corrente elétrica através de um resistor em função do tempo para diferentes valores de tensão. Os dados destacados em vermelho correspondem às medidas realizadas por meio de um DMM.
- Figura 5.9** Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} operando na região de saturação.
- Figura 5.10** Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} operando na região linear.
- Figura 5.11** Foto do protótipo desenvolvido para realizar medidas pH, realizar aquecimento e medir temperatura.
- Figura 5.12** Esta figura apresenta o módulo para medida de pH através de um amplificador de instrumentação integrado INA121
- Figura 5.13** Esta figura os módulos para medida de temperatura com compensação de temperatura e interface óptica
- Figura 5.14** Esta figura o módulo para aplicar potência ao resistor responsável pelo aquecimento.
- Figura 5.15** Interface do programa utilizado para controle e transferência de dados com o medidor de pH. Esse programa é desenvolvido em linguagem C++ em conjunto com a biblioteca IO Suite Library disponibilizada gratuitamente pela da Agilent.
- Figura 5.16** Medida de resposta do condicionador de sinal desenvolvido através do TL082 para medidas de pH. Os testes foram realizados por meio de uma fonte de tensão programável.
- Figura 5.17** Medida de resposta do condicionador de sinal desenvolvido através do INA121 para medidas de pH. Os testes foram realizados por meio de uma fonte de tensão programável
- Figura 5.18** Curva de calibração de ambos os condicionadores de sinais. Esses dados foram obtidos do experimento anterior
- Figura 5.19** Foto do protótipo desenvolvido para o módulo a ser utilizado durante a caracterização elétrica do EGFET em modo A.C Os blocos em destaque são: (B) comunicação serial, (C) DAC08000, (D) filtro passa baixa programável, (G) buffer, (A) microcontrolador, (F) PGA e (E) clock externo.
- Figura 5.20** Esquema utilizado para caracterizar o gerador de sinal por meio de um osciloscópio conectado a um computador pessoal por meio de uma interface USB
- Figura 5.21** Interface do programa desenvolvida para a comunicação via RS232 com o gerador de sinal. O aplicativo também disponibiliza uma comunicação com osciloscópio digital através da porta USB.
- Figura 5.22** Sinal senoidal gerado pelo microcontrolador e obtido por meio do osciloscópio antes (a) e depois da filtragem (b).

- Figura 5.23** O espectro do sinal senoidal gerado pelo microcontrolador e obtido por meio do osciloscópio em modo FFT antes (a) e depois da filtragem (b).
- Figura 5.24** Sinal senoidal gerado pelo módulo e digitalizado por um osciloscópio. Esses sinais foram obtidos para diferentes números de pontos ($N_p = 128, 64, 32$ e 16), sendo que o intervalo de tempo entre dois pontos manteve constante.
- Figura 5.25** Medida da frequência do sinal gerado pelo módulo em função do valor carregado no temporizador e do número de pontos. A resistência dos resistores R1 e R2 responsáveis pelo filtro passa baixo é ajustada de acordo com a frequência esperada
- Figura 5.26** Ajusta do valor da resistência do filtro passa-baixa de acordo com a frequência desejada.
- Figura 5.27** Detalhe da montagem do circuito com DDS. Onde (A) é o clock de referência e (B) a placa de circuito impresso onde se encontra o circuito integrado AD9835, em montagem SMD
- Figura 5.28** Medida da frequência do sinal gerado pelo circuito eletrônico desenvolvido a partir do AD9835. A frequência é ajustada entre 1 K e 500 KHz em intervalos de 1KHz. As medidas foram realizadas utilizando um multímetro digital Fluke.
- Figura 5.29** Cálculo da diferença absoluta entre a frequência ajustada no DDS e a frequência medida pelo DMM em função da frequência ajustada
- Figura 5.30** Medida da frequência gerado pelo circuito eletrônico em função do tempo para diferentes valores de frequência separadas em intervalos de 1Hz
- Figura 5.31** Estudo da resposta dos detectores de picos em função da frequência do sinal aplicado.
- Figura 5.32** Detalhe do conversor USB – RS232
- Figura 6.1** Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} (região linear). Esses dados foram obtidos utilizando o CD 4007B.
- Figura 6.2** Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} (região linear). Esses dados foram obtidos utilizando o CD 4007B.
- Figura 6.3** Curva da raiz quadrada da corrente I_{DS} do EGFET tendo o eletrodo de vidro como sensor. O valor de corrente é obtida da figura 5.28 considerando $V_{DS} = 2$ Volts
- Figura 6.4** Sensibilidade do EGFET tendo o eletrodo de vidro como sensor. Os dados são obtidos 5.29 considerando $I_{DS} = 0.30$ mA.
- Figura 6.5** Detalhe da montagem do sensor FTO, destacando a utilização da cola prata, cabo coaxial e dimensões do sensor. O Papel quadriculado no qual o sensor está apoiado tem um espaçamento de 5mm
- Figura 6.6** Caracterização elétrica do MOSFET com o FTO como sensor de pH.
- Figura 6.7** Caracterização elétrica do MOSFET com o FTO como sensor de pH.
- Figura 6.8** Curva da raiz quadrada da corrente I_{DS} do EGFET tendo o FTO como sensor.
- Figura 6.9** Sensibilidade do EGFET tendo o FTO como sensor
- Figura 6.10** Medida da resposta do medidor de pH com correção de temperatura tendo o eletrodo de vidro como sensor. O eletrodo de vidro é conectado diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121
- Figura 6.11** Cálculo da sensibilidade do eletrodo de vidro imersos em diferentes valores de pH apresentada na figura 6.10. O eletrodo de vidro é conectado diretamente ao condicionador de

sinal desenvolvido com o INA121.

Figura 6.12 Medida da resposta do medidor de pH com correção de temperatura tendo a membrana de FTO como sensor conectada diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121.

Figura 6.13 Cálculo da sensibilidade FTO imersos em diferentes valores de pH apresentada na figura 6.12. A membrana é conectada diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121

Figura 6.14 Medida de temperatura em função do tempo quando o sistema está em aquecimento..

Figura 6.15 Monitoramento da tensão senoidal aplicada ao MOSFET. Um detector de pico monitora a tensão aplicada à porta, enquanto que, o outro a corrente.

Figura 6.16 Resposta em frequência do MOSFET.

Figura 6.17 Resposta em frequência do EGFET para pH igual a 2 e 12

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 - Caracterização do Amplificador de Instrumentação, desenvolvido com amplificadores operacionais TL082.

Tabela 5.2 - Caracterização do Amplificador de Instrumentação, INA 121.

Tabela 5.3 - PH medido com circuito INA121

Tabela 6.1 - PH medido com circuito INA121

Lista de Abreviaturas

FET	Transistor de Efcito de Campo
ISFET	Íon-Sensitive Field Effect Transistor
EGFET	Extended Gate Field Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGFET	Insulated-Gate Field Effect Transistor
pH	pondus hydrogeni or potentia hydrogeni.
USB	Universal Serial Bus
DAC	Digital-to-Analog Converter
PGA	Programmable Gain Amplifiers
ADC	Analog-to-Digital Converter
DUT	Device Under Test
TTL	Transistor Transistor Logic
DDS	Digital Signal Synthesis
SPI	Serial Peripheral Interface
FTO	Fluorine-doped Tin Oxide films

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

A palavra “sensor” é derivada do Latin *sentire* e significa “perceber”. Portanto, um sensor sugere algum tipo de relação com os sentidos humanos. Ou seja, ele tem a capacidade de trazer informações sobre sinais químicos ou físicos que nossos sentidos são incapazes de perceber. Um sensor pode ser definido como um dispositivo com a capacidade de detectar um sinal de entrada (tal como calor, som, pressão, luz e etc.) e converter em um apropriado sinal de saída [1,2]. A principal característica de um sensor é a conversão de uma energia para outra. Cada energia tem um sinal correspondente que pode ser dividido em seis grupos de sinais (a) químicos, (b) elétricos, (c) magnéticos, (d) mecânicos, (e) radiativos e (f) térmicos. Dentre estes, o projeto de pesquisa está principalmente interessado no desenvolvimento de sensores que abrangem a conversão de um sinal químico em um sinal elétrico. Estes dispositivos são denominados sensores químicos, bioquímicos, ou bio-sensores [2].

A pesquisa na área de bio-sensores tem tido um enorme crescimento nestes últimos anos e uma grande quantidade de tipos de bio-sensores já foram propostos [4]. Dentre eles, destaca-se o surgimento do transistor de efeito de campo sensível a íons (ISFET, abreviado direto do inglês *ion-sensitive field effect transistor*) fabricado por Bergveld, em 1970 [4,5]. O ISFET foi introduzido como o primeiro sensor químico com pequenas dimensões baseado em dispositivo semicondutor. Desde então, mais de 700 artigos foram publicados relacionados ao

ISFET e outros 200 são relacionados com este dispositivo, tais como os EnzimasFETs, ImunoFETs, etc [5,6]. O grande interesse nos bio-sensores baseados no ISFET são os denominados transistores de efeito de campo modificados biologicamente, que têm gerado um grande número de publicações. Estes dispositivos de efeito de campo constituem atualmente um elemento estrutural básico de micro-sensores químicos e biológicos; eles possuem vantagens potenciais tais como, tamanho reduzido, leveza, resposta rápida, alta segurança e possibilidade de integração dos bio-sensores em matrizes de circuitos integrados com perspectiva de produção em massa de sistemas portáteis para micro-análise com baixo custo; além disso, podem ser aplicados em biotecnologia e monitoramento ambiental de indústrias alimentícias e farmacêuticas [2].

A importância dos bio-sensores também está fundamentada em suas diversas aplicações na área médica, sejam em laboratórios de pesquisa, laboratórios clínicos, em cuidados clínicos ou como componentes de instrumentos terapêuticos especiais. Cada uma destas aplicações envolve uma demanda por um sensor específico. Por exemplo, a aplicação de bio-sensores em laboratórios clínicos origina-se pela grande demanda por métodos rápidos, confiáveis e baratos para a determinação de substâncias em fluidos biológicos tais como glicose no sangue, colesterol, lactato, uréia, creatinina, ácido úrico, hemoglobina, etc. [2,6].

No entanto, os ISFETS apresentam vários problemas, sendo o principal a dificuldade de encapsulamento do sensor junto ao gate. Este encapsulamento deve ser feito com muito cuidado para evitar que a solução no qual o sensor está imerso vazze para o interior do dispositivo. Uma alternativa, que vem ganhando atenção da comunidade científica, são os EGFETS (*Extended Gate Field Effect Transistor*) [7]. Como o próprio nome sugere, o EGFET nada mais é do que uma membrana sensível a íons conectada ao gate de um MOSFET através de um condutor.

Os primeiros resultados relacionados ao EGFET como sensor de pH foram apresentados à comunidade científica em 1989. Mas foram necessários mais dez anos para surgir a proposta em que a fabricação do EGFET com um MOSFET comercial despertasse o interesse da comunidade científica. De acordo com relatos nos primeiros trabalhos, os óxidos isolantes geralmente utilizados no desenvolvimento da membrana sensíveis a íons de hidrogênio, tendo o transistor de efeito de campo sensível a íons como estrutura fundamental, não responderam de forma satisfatória quando usados para a fabricação do EGFET. Assim, ainda observa-se

um interesse de pesquisadores em estudar outros óxidos para a otimização de sensores de pH por meio do EGFET. Nesse caso, a otimização de filmes finos traz à tona a necessidade do desenvolvimento de uma instrumentação científica específica [8-13].

Por exemplo, desde do surgimento do EGFET, vem sendo discutidas algumas características desejáveis para a fabricação de óxidos atuando como membrana seletiva á íons de hidrogênio. A princípio, os óxidos devem ser anfotéricos e preferencialmente apresentarem estabilidade quando imersos em soluções em uma ampla faixa de pH ($2 < \text{pH} < 12$). Nesse aspecto, vários óxidos foram estudados por tentativa e erro pois a instabilidade de óxidos em soluções ainda não é bem conhecida. Um profundo conhecimento da adsorção e interação de íons de H^+ na superfície do EGFET é de grande interesse não somente em aplicações de sensores de pH, como também no desenvolvimento de bio-sensores que utilizam a medida de pH para determinar indiretamente a concentração de outra substância de interesse. Uma investigação sistemática dos efeitos de carga, induzidos no EGFET pela adsorção e ligação de íons de hidrogênio, em particular, quando o EGFET é utilizado para a quantificação de pH. Os EGFETs podem ser investigados em termos de algumas propriedades relacionadas aos sensores de modo geral, por exemplo: sensibilidade, seletividade, estabilidade e velocidade de resposta. Além disso, para estudar a reprodutibilidade na detecção íons de hidrogênio o EGFET pode ser caracterizado em diferentes condições de operação, tais como solução *buffer*, pH, temperatura e resposta em frequência.

Dentro dessa perspectiva, este trabalho tem como objetivo propor o desenvolvimento de instrumentos científicos para que possam ser utilizados na caracterização elétrica do EGFET como sensor de pH. Espera-se que essa instrumentação apresente como características: flexibilidade, baixo custo, simplicidade e disponibilidade de componentes no mercado nacional. A primeira etapa relacionada ao desenvolvimento de circuitos eletrônicos para instrumentação científica consistiu em escolher uma entre as quatro alternativas disponíveis atualmente para o processamento de dados. Em termos de *hardware*, essas alternativas podem ser divididas da seguinte maneira: (1) Microcontroladores (μC), (2) Processadores de Sinais Digitais (DSP), (3) Arranjo de Portas Programável em Campo (FPGA) e (4) Processadores com propósito geral, como os utilizados nos computadores pessoais.

É importante frisar que a escolha do microcontrolador como ferramenta levou em conta tanto as características do circuito eletrônico a ser desenvolvido como as vantagens e desvantagens

de cada ferramenta disponível atualmente. De uma maneira geral, os circuitos eletrônicos envolvendo microcontrolados possuem os seguintes aspectos: baixo custo para desenvolvimento de protótipos, circuitos integrados disponível em estoque nacional, fácil montagem por meio de placas de *proto-board*, fácil acesso (sem custo) à ferramentas para o desenvolvimento e depuração de programas, e finalmente o fato de que a maioria dos μC disponíveis atualmente apresenta um desempenho adequado ao projeto em questão [14-15]. Além de todos esses pontos tecnológicos ainda é possível destacar a inserção dos microcontroladores na pesquisa científica como mostra a figura 1.1 Essa figura apresenta o número de documentos indexados na base de dados ISI relacionados à microcontroladores. Esses dados foram obtidos através de uma pesquisa na plataforma “Web of Science” por meio da palavra “microcontroller” como parâmetro de busca.

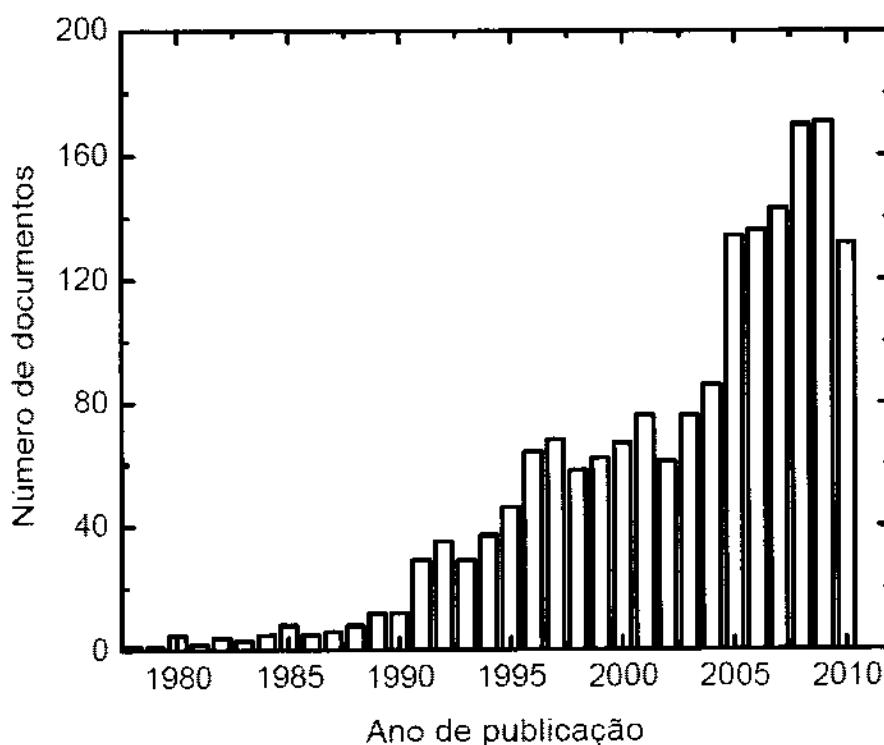


Figura 1.1. Número de documentos indexados na base de dados ISI em função do ano de publicação. Todos os documentos contendo a palavra “microcontroller” no título, no resumo ou até mesmo nas palavras reservadas são contabilizados.

É fácil observar que o interesse por microcontroladores pela comunidade científica vem crescendo ao longo dos anos de maneira não linear. As causas não são triviais, mas talvez seja possível induzir que esse crescimento deve-se, além de outros fatores, principalmente ao

avanço tecnológico relacionado não somente aos microcontroladores como também às ferramentas disponibilizadas pelos fabricantes para o desenvolvimento de equipamentos.

O microcontrolador escolhido para para integrar o hardware desenvolvido, possui 16 bits de instrução e 8 bits de dados e clock de até 64MHz. Além destas características, diversas funções disponibilizadas por este dispositivo foram consideradas e deverão ser apresentadas ao longo do texto. Vale destacar a comunicação serial SPI e RS232, conversor analógico digital de 10 bits (ade), módulo CCP, disponibilidade de quatro Timers distintos e etc. A figura 1.2 destaca algumas das funções presentes nesse microcontrolador [14-15].

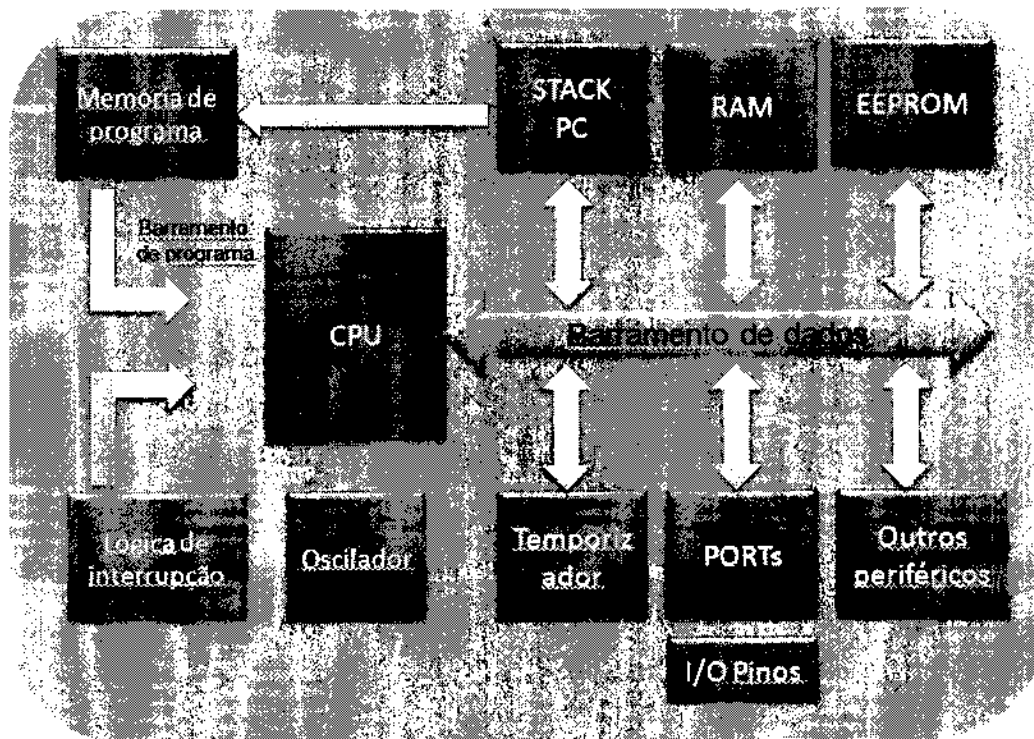


Figura 1.2 - Representação esquemática simplificada de um microcontrolador. Nesse caso, o microcontrolador apresenta uma arquitetura RISC em que a memória de programa está separada da memória de dados.

Tendo como plataforma principal os microcontroladores produzidos pela empresa *Micrhochip*, foram desenvolvidos três módulos para a caracterização elétrica EGFET como sensor de pH. Primeiramente, será apresentado no capítulo 2, o funcionamento do MOSFET

operando tanto em corrente contínua (D.C) como em alternada (A.C). Essa descrição é necessária para compreender o funcionamento do EGFET. Levando em consideração o funcionamento do MOSFET, o capítulo 03 descreve de uma maneira geral os módulos eletrônicos projetados para a caracterização elétrica do EGFET. No capítulo 4 encontra-se em detalhe o funcionamento de todos os circuitos eletrônicos utilizados. Os resultados estão apresentados no dois capítulos seguintes. O capítulo 5 apresenta o desempenho e a caracterização dos circuitos eletrônicos desenvolvidos. Enquanto que, o capítulo 6 apresenta a aplicação desses módulos para a caracterização do EGFET tendo como membrana seletiva um eletrodo de vidro e uma filme fino. Finalmente no capítulo 7, são discutidas as conclusões e as perspectivas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Dispositivos de efeito de campo

2.1 Transistores de efeito de campo

A figura 2.1 mostra a estrutura física do MOSFET, em que o transistor é fabricado sobre um substrato do tipo p . Duas regiões fortemente dopadas do tipo n , indicadas na figura como regiões da fonte e do dreno, são difundidas no substrato. Uma camada fina de dióxido de silício de espessura t_{ox} (tipicamente 2-50 nm), que é excelente isolante, é crescido sobre a superfície do substrato, cobrindo a área entre as regiões da fonte e do dreno [16,17,18].

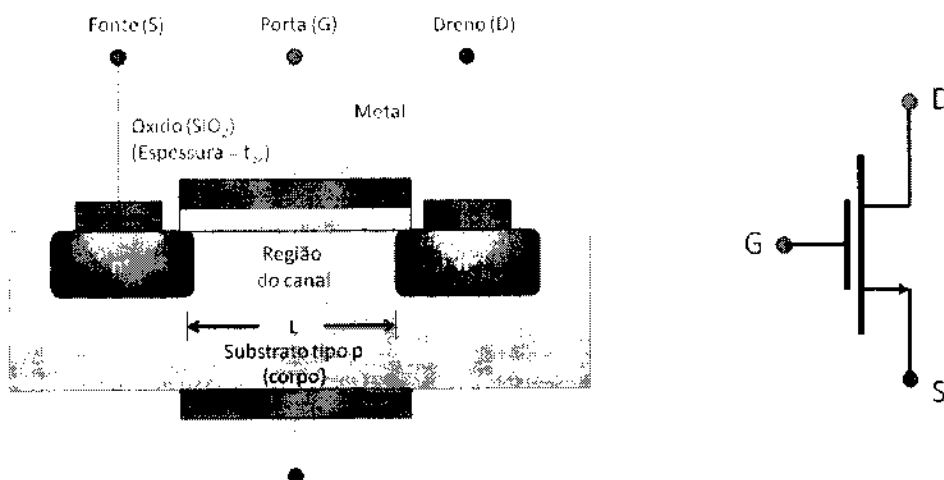


Figura 2.1 – (a) Estrutura física do MOSFET tipo enriquecimento e (b) símbolo para circuito do MOSFET.

Um metal é depositado por cima da camada de óxido para formar o eletrodo de porta do dispositivo. São feitos contatos de metal para as regiões da fonte, do dreno e do substrato, esse último também conhecido como corpo. Portanto, sacm quatro terminais: o terminal da porta (*gate-G*), o terminal da fonte (*source-S*), o terminal do dreno (*drain-D*) e o terminal do substrato ou corpo (*body-B*). Outro nome para o MOSFET é FET de porta isolada ou IGFET. Esse nome também tem origem na estrutura física do dispositivo, enfatizando o fato de que o eletrodo de porta está eletricamente isolado do corpo do dispositivo (pela camada do óxido). É esse isolamento que faz com que a corrente no terminal da porta seja extremamente pequena (da ordem de 10^{-15} A). Em outras palavras, o MOSFET é considerado um transistor com uma alta-impedância de entrada, fazendo com que seja considerado um forte candidato em circuitos para condicionar sinais provenientes de diversos tipos de sensores. A figura 2.2 exibe um MOSFET tipo enriquecimento canal *n* com as tensões v_{GS} e v_{DS} aplicadas e com os sentidos normais das correntes indicadas.

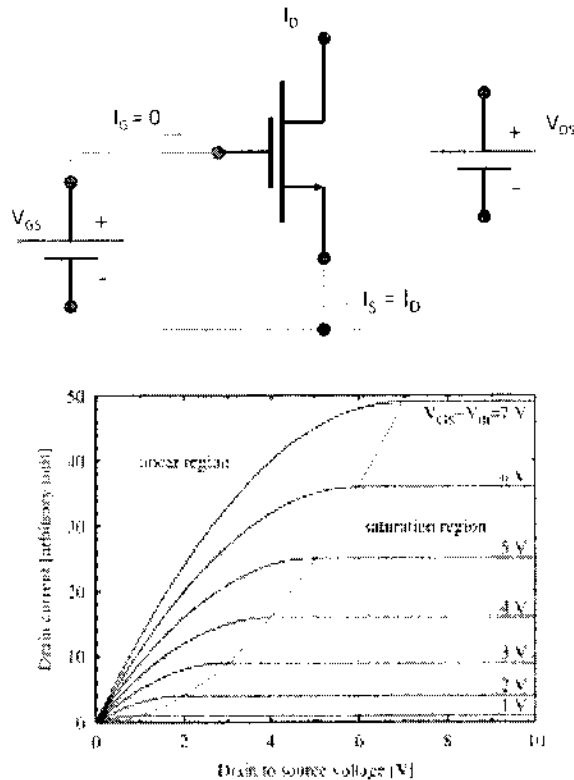


Figura 2.2 (a) Um MOSFET canal *n* com V_{GS} e V_{DS} aplicadas e com os sentidos de corrente indicados. (b) As características $i_D - v_{DS}$ para um dispositivos com $K(W/L) = 1.0 \text{ mA/V}^2$.

O valor de v_{GS} para o qual um número suficiente de elétrons móveis se acumula na região do canal para formar um canal de condução é chamado tensão de limiar (*threshold voltage*), representado por V_t . Obviamente, V_t é positivo para um FET canal n. O valor de V_t é fixado durante a fabricação do dispositivo e está dentro de uma faixa de 0,5 a 1,0V, tipicamente. Como será apresentado, no caso do EGFET ou ISFET essa tensão de *threshold* é modificada pelo valor de pH.

Esse circuito conceitual pode ser usado para medir as características $i_D - v_{DS}$, que é uma família de curvas, cada uma é medida com um valor constante de v_{GS} . Por exemplo, as curvas características do MOSFET indicam que há três regiões de operação: a região de corte, a região de triodo e a região de saturação. O dispositivo está em corte quando $v_{GS} \geq V_t$. Para o MOSFET operar na região de triodo, precisamos primeiro induzir o canal,

$$v_{GS} \geq V_t \text{ (canal induzido)} \quad 2.1$$

e então manter v_{DS} pequeno o suficiente, de modo que o canal permaneça contínuo. Isso é obtido garantindo-se que a tensão porta-dreno seja

$$v_{GD} \geq V_t \text{ (canal contínuo)} \quad 2.2$$

Na região de triodo, as características $i_D - v_{DS}$ podem ser descritas pela relação dada na equação abaixo:

$$i_{DS} = K'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2 \right] \quad 2.3$$

em que $K'_n = \mu_n C_{ox}$ é o parâmetro de transcondutância do processo: seu valor é determinado pela tecnologia de fabricação. Se v_{DS} for suficientemente pequeno, tal que possamos desprezar o termo v_{DS}^2 na equação, então obtém para a característica $i_D - v_{DS}$ próxima da origem a relação

$$i_{DS} = K'_n \frac{W}{L} [(v_{GS} - V_t)v_{DS}] \quad 2.4$$

Essa relação linear representa a operação do transistor MOS como uma resistência linear r_{DS} cujo valor pode ser controlado por v_{GS} . Especificamente, para v_{GS} fixado em um valor de V_{GS} , r_{DS} é dado por.

$$r_{DS} = \frac{v_{DS}}{I_D} \Big|_{v_{DS} \text{ pequeno}, v_{GS}=V_{GS}} = \left[K_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \right]^{-1} \quad 2.5$$

Para o MOSFET operar na região de saturação, um canal tem de ser induzido:

$$v_{GS} \geq V_t \text{ (canal induzido)} \quad 2.6$$

e estrangulado no final do dreno pelo aumento em v_{DS} até um valor que resulte na queda da tensão porta-dreno abaixo de V_t ,

$$v_{GD} \leq V_t \text{ (estrangulamento do canal)} \quad 2.7$$

Essa condição pode ser expressa explicitamente em termos de v_{DS} como

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t \text{ (canal estrangulado)} \quad 2.8$$

Ou seja, o MOSFET canal n opera na região de saturação quando v_{GS} for maior que V_t e a tensão de dreno não cair abaixo da tensão na porta por mais de V_t volts. O limite entre a região de triodo e a região de saturação é caracterizado por

$$v_{DS} = v_{GS} - V_t \text{ (limite)} \quad 2.8$$

Substituir esse valor de v_{DS} na equação 2.3 produz o valor da corrente de saturação $i_{D,s}$ como

$$i_{D,s} = \frac{1}{2} K_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \quad 2.9$$

Portanto, na saturação, o MOSFET proporciona uma corrente de dreno cujo valor é independente da tensão de dreno v_{DS} e é determinada pela tensão v_{GS} de acordo com a relação quadrática na equação.

Para caracterização elétrica em corrente alternada, um sinal senoidal deverá ser aplicado, de modo a obter em outras características a resposta em frequência e variação de amplitude. Portanto, faz-se necessário a descrição do comportamento do dispositivo quando excitado por um sinal senoidal.

2.2 Análise do MOSFET para pequenos sinais.

O termo pequenos sinais significa que o circuito equivalente a.c pode ser linearizado. Tendo, o termo linear o significado de que podemos aplicar a superposição, de modo

que tanto a análise d.c., quanto a.c. para o circuito separadamente, sendo a resposta total a soma das respostas individuais [17,18,19].

Ao aplicar um sinal a.c. no dispositivo, é necessário que este esteja polarizado de modo adequado. A polarização deverá fixar o ponto quiescente Q, em uma determinada região, a partir da qual o sinal a.c. deverá variar. Em outras palavras, ao aplicar um sinal a.c. em um dispositivo, os valores referentes a esta forma de onda, deverão variar em torno de um ponto fixo previamente determinado (ponto quiescente, Q) figura 2.3.

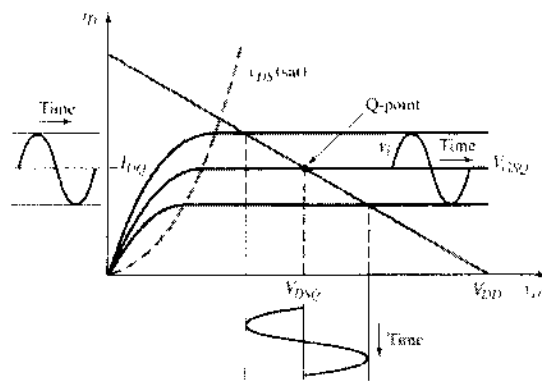


Figura 2.3 - Destaque do funcionamento do dispositivo em c.a. a partir do ponto quiescente, fixado sobre a reta de carga, na região de saturação.

Para desenvolver a análise a.c. do MOSFET, podemos utilizar o circuito da Figura 2.4,

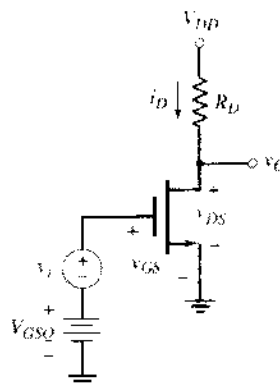


Figura 2.4. – Circuito exemplo para análise da aplicação de sinal a.c. ao circuito.

Equacionando o circuito acima, temos:

Equação de entrada:

$$VGS = VGS_Q + Vi, \text{ sendo } vi = vgs \quad 2.10$$

Equação de saída:

$$i_D = K_n (VGS - Vt)^2 \quad (2) \quad 2.11$$

Substituindo (2.10) em (2.11), temos:

$$i_D = K_n [(VGS_Q + vgs) - Vt]^2 \quad \text{ou} \quad i_D = K_n [(VGS_Q - Vt) + vgs]^2 \quad 2.12$$

Expandindo a equação, temos:

$$i_D = K_n [(VGS_Q - Vt)^2 + 2(VGS_Q - Vt)vgs + vgs^2] \quad 2.13$$

Sendo vgs a variável de sinal alternado, fica claro que o primeiro termo da equação refere-se a componente d.c., devido a ausência desta variável. O segundo termo refere-se a região linear do transistor.

O terceiro e último termo da equação, é uma região não linear o que para entrada de sinais senoidais, produz harmônicos indesejáveis e distorções na saída. Portanto, se fizermos, $2(VGS_Q - Vt) \gg vgs$, significa que o terceiro termo será maior do que o terceiro termo, o que significa que a condição de pequenos sinais para amplificadores lineares será satisfeita.

Desta forma desprezando vgs^2 , podemos escrever:

$$i_D = I_{DQ} + i_d \quad 2.14$$

$$i_d = 2K_n (VGS_Q - Vt)vgs \quad \therefore \quad gm = \frac{i_d}{vgs} = 2K_n (VGS_Q - Vt) \quad (\text{transcondutância}) \quad 2.15$$

A transcondutância é o coeficiente de transferência do transistor e pode ser entendido como o ganho do transistor.

2.2.1 Circuito Equivalente A.C.

Para o circuito da Figura 2.5, admitimos que os valores de tensão d.c. são iguais a zero. Neste circuito, a relação entrada e saída pode é descrita pela equação

$$vo = vds = -i_d R_D, \text{ sendo } i_d = gm \cdot vgs \quad 2.16$$

Desta forma podemos escrever,

$$vo = vds = -(gm \cdot vgs)R_D \quad 2.17$$

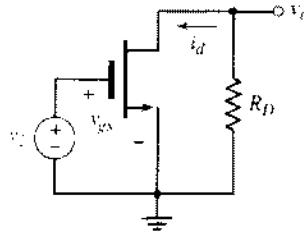


Figura 2.5 – Modelo do circuito com MOSFET para análise de sinal a.c.

A entrada da porta (gate) deste aparece como um circuito aberto, ou resistência infinita. A equação (2.16) mostra a corrente de pequeno sinal para uma tensão de entrada de pequeno sinal, e a equação (2.15) mostra que a transcondutância é função do ponto Q. Resultando no circuito equivalente simplificado para pequenos sinais, como mostra a Figura 2.6.

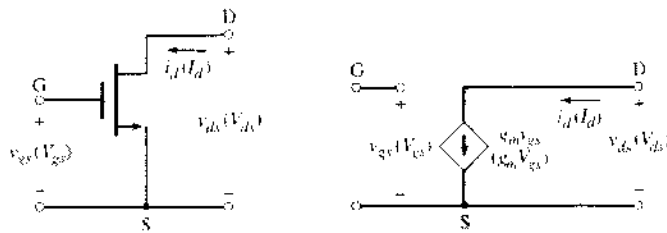


Figura 2.6 – Modelo do circuito com MOSFET para análise de sinal a.c.

Este circuito equivalente pode ser expandido para considerar finita a resistência de saída de um MOSFET polarizado na região de saturação, como mostra a Figura 2.7.

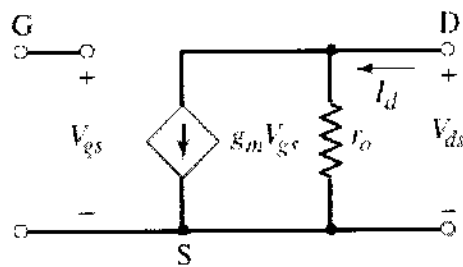


Figura 2.7. Circuito equivalente para pequenos sinais, de um MOSFET polarizado na região de saturação.

2.3 EGFET por meio de um MOSFET comercial

O EGFET é uma das propostas à comunidade como uma alternativa à utilização do ISFET, principalmente por apresentar um baixo custo de produção, pois o MOSFET não precisa ser fabricado, eliminando assim as etapas envolvidas na fabricação do sensor [7-13]. Como mostra a figura 2.3, o EGFET pode ser compreendido como um dispositivo formado simplesmente por uma membrana sensível a íons de hidrogênio na forma de estrutura de filme fino e conectado à porta do MOSFET. Nesse caso, a região de trabalho do MOSFET pode ser configurada de acordo com as tensões aplicadas entre o dreno e fonte (v_{DS}) assim como entre o gate e a fonte (v_{GS}).

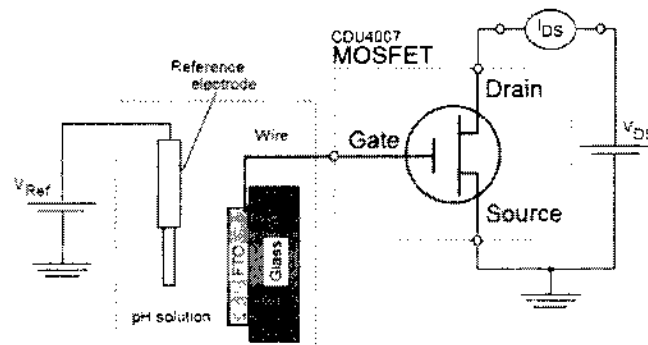


Figura 2.8 Representação do EGFET como sensor de pH. A (a) membrana sensível a íons de hidrogênio depois pode ser (b) conectada a um MOSFET comercial e em seguida imersa em solução aquosa para determinar a medida do pH (concentração de íons de hidrogênio) da solução.

No caso do EGFET, a tensão na porta é resultado da adsorção de íons de hidrogênio presente na membrana mais a tensão aplicada ao eletrodo de referência. De acordo com o modelo *Site Binding* a quantidade de carga presente na membrana e, portanto o valor do potencial gerado na mesma, pode ser relacionado matematicamente com a concentração de íons H_+ presentes na solução como [11]:

$$2.303(pH_{pzc} - pH) = \frac{q\psi}{KT} + \sinh^{-1} \left(\frac{q\psi}{KT} \frac{1}{\beta} \right) \quad 2.18$$

Essa equação descreve uma maneira direta para relacionar o potencial na superfície (ψ_0) e o valor de pH, sendo β um parâmetro que caracteriza a sensibilidade do oxido ao pH da solução. Usando a equação 2.10 é fácil mostrar que a tensão de superfície modifica a tensão de *Threshold* do MOSFET da seguinte maneira:

$$V_T^* = V_T - 2.303 \frac{KT}{q} \frac{\beta}{\beta+1} pH_{pzc} \quad 2.19$$

por meio das equações 2.5, 2.10 e considerando v_{DS} constante, uma relação linear entre a corrente e a concentração de pH pode se escrita como [11]:

$$i_{DS} = K \left[2 \left(v_{GS} - 2.303 \frac{KT}{q} \frac{\beta}{\beta+1} (pH_{pzc} - pH) - V_T^* \right) v_{DS} - v_{DS}^2 \right] \quad 2.20$$

Concluimos então que o valor de *pH* da solução pode ser utilizado para controlar o valor da corrente de dreno. Em outras palavras, uma variação na concentração de íons de H_+ resultará em uma mudança na corrente de dreno do MOSFET qualitativamente semelhante a uma variação na tensão da porta v_{GS} .

Capítulo 3

Módulos para caracterização elétrica do EGFET

3.1 Introdução

A partir do capítulo anterior é fácil concluir que os procedimentos adotados para realizar a caracterização elétrica do EGFET como sensor de pH é semelhante aos procedimentos utilizados para levantar as curvas características do MOSFET [11-13]. Nesse sentido, este projeto de pesquisa esteve focado no desenvolvimento de módulos capazes de extrair as curvas do MOSFET operando tanto em corrente contínua como em alternada. Para o primeiro caso, foi desenvolvido um analisador de parâmetros capaz de aplicar tensões e medir correntes em MOSFET. Enquanto que, para a caracterização quando o mesmo está operando em corrente alternada é necessário um módulo capaz de realizar a técnica denominada Espectroscopia por Impedância Elétrica [19-20]. Algumas das principais características desses módulos são: baixo custo, flexibilidade, fonte de alimentação integrada ao módulo e comunicação com um computador pessoal. Além desses dois módulos, foi desenvolvido também um sistema capaz de monitorar a resposta do sensor em função do tempo quando sujeito a diferentes temperaturas. Neste caso, este último módulo é composto por um sistema de aquecimento assim como circuitos para medidas de temperatura.

3.2 Caracterização do EGFET no modo D.C.

O primeiro módulo eletrônico a ser apresentado nesse trabalho tem como objetivo principal caracterizar o MOSFET por meio de curvas de corrente versus tensão. Esse tipo de caracterização pode ser realizado com um equipamento conhecido como analisador de parâmetros em semicondutores. A figura 3.1 apresenta o diagrama em bloco do analisador de parâmetros em semicondutores projetado para tal finalidade. A partir desse diagrama, pode-se inferir que o microcontrolador é considerado o núcleo central, pois controla todos os outros periféricos. Entretanto, as tarefas realizadas pelo microcontrolador estão a princípio relacionadas com comandos que por ventura venha a receber.

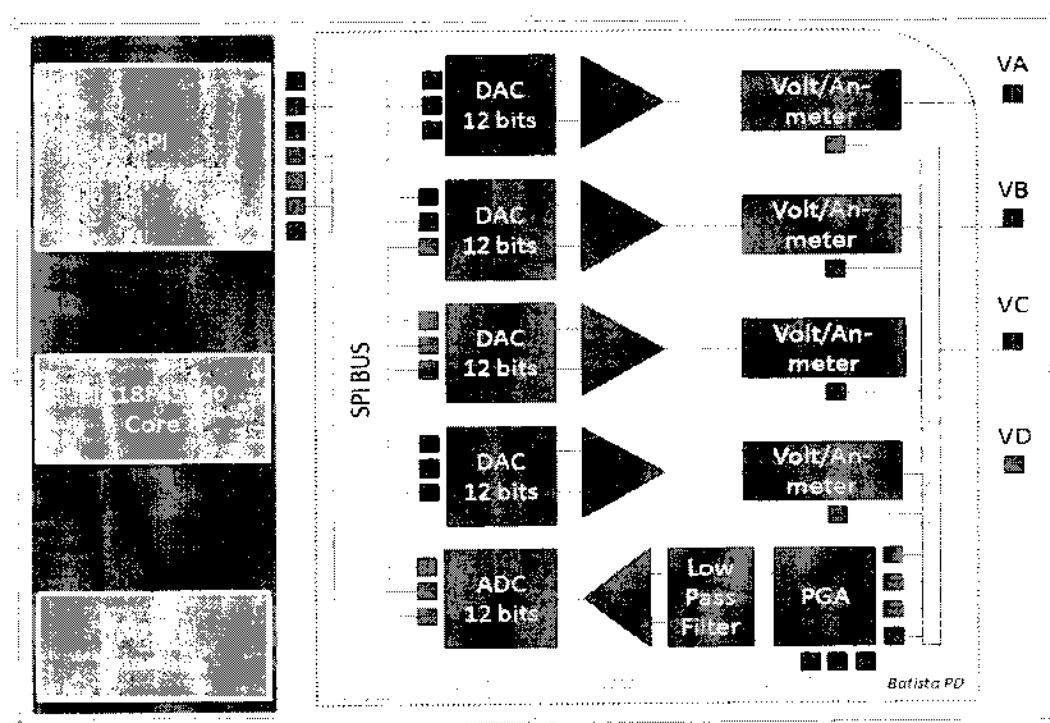


Figura 3.1 Representação esquemática do analisador de parâmetros para dispositivos semicondutores, por meio do microcontrolador PIC18F45K20.

Como discutido no capítulo anterior, a motivação para desenvolver um analisador de parâmetros se deve ao fato de o EGFET utilizar o MOSFET como dispositivo responsável por adquirir as informações provenientes da membrana seletiva quando imersa em uma solução aquosa. Na prática, o analisador de parâmetros permitirá realizar medidas da corrente em função do valor de pH da solução. Nesse caso, uma das duas tensões deve

ser aplicada ao eletrodo de referência, enquanto que, a outra deve estar conectada entre o dreno e a fonte do MOSFET.

É fácil observar que esse módulo eletrônico é mais que uma fonte de tensão programável, pois por meio do mesmo módulo utilizado para aplicar as tensões é possível realizar medidas tanto de tensões como de corrente e, portanto funcionando como um voltímetro e amperímetro. Além disso, é fundamental que o valor dessas tensões possa ser controlado remotamente de modo a permitir medidas automatizadas da corrente em função da tensão para diversas situações.

Cada saída de tensão atua como um bloco eletrônico independente, assumindo, neste módulo, a função de fonte de tensão programável. Estas tensões aplicadas são também monitoradas pelo ADC do microcontrolador, que associado a outros dispositivos que o antecedem, atua como voltímetro. Para realizar medidas de corrente elétrica é necessário que essa seja antes convertida para uma tensão por meio de um circuito eletrônico denominado amplificador de transimpedância. Tanto a leitura de tensão como a de corrente é realizada utilizando o conversor analógico digital de 10 bits interno do microcontrolador.

Nota-se que o módulo eletrônico foi projetado de tal maneira que todas as tensões a serem monitoradas pelo microcontrolador sejam multiplexadas por meio de um amplificador operacional com ganho programável. Dessa forma, a tensão na entrada do ADC corresponde à saída do amplificador operacional de ganho programável com seis entradas. Logo, antes de realizar a leitura por meio do conversor analógico digital é preciso configurar tanto o ganho a ser aplicada ao sinal de entrada como selecionar quais das seis entradas estará na saída de amplificador operacional com ganho programável.

3.3 Resposta do EGFET em função temperatura

Visando diferentes aplicações é desejável que a membrana sensível a íons de H^+ seja imersa em soluções com valor de pH entre 2 até 14 assim como em temperaturas na

faixa de 25 e 100°C [21,22,23,24]. Dessa forma, torna-se relevante determinar tanto a curva de calibração do sensor como a variação dessa resposta em função da temperatura. O primeiro projeto para este módulo eletrônico está ilustrado em diagrama na figura 3.2.

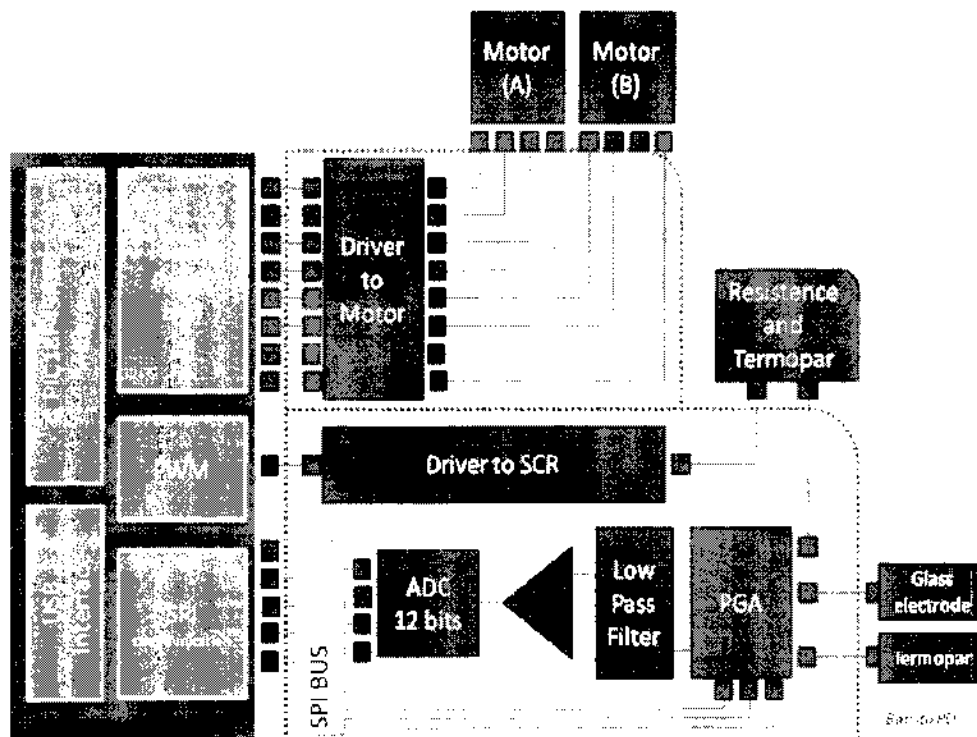


Figura 3-2 Representação esquemática do módulo para caracterização elétrica de sensores de pH em função da temperatura. Neste módulo é composto, por exemplo, por um o controle dos motores de passo responsáveis pelo posicionamento automatizado das amostras para realização de medidas.

O módulo é composto por um circuito eletrônico projetado para condicionar e monitorar a resposta do sensor em função do tempo. Neste caso, algumas medidas geralmente utilizadas para caracterizar a eficiência da membrana seletiva a íons pode ou deve ser melhor realizada se a tensão gerada na membrana for quantificada diretamente, sem transformá-la em corrente elétrica. Por exemplo, medidas de oscilações ou histerese do sensor pode ser medida simplesmente quantificando a tensão gerada pela membrana em função do tempo. Um sistema de aquecimento e um sistema de medida de temperatura. Este último com a finalidade de investigar a influência da temperatura no comportamento do sensor. Finalmente, o projeto deste módulo eletrônico também prevê

para o futuro a utilização de dois motores de passo que serão necessário para a automação das medidas de pH

Outra aplicação deste módulo é a possibilidade de usá-lo como medidor padrão de pH. Dessa forma, o módulo pode ser visualizado como um circuito eletrônico capaz de medir a tensão proveniente de um eletrodo de vidro quando imerso em uma solução aquosa. Entretanto, além da medida de tensão, o módulo deve ser capaz também de corrigir a resposta do eletrodo levando em conta possíveis variações de temperatura. Nesse caso, é importante frisar que devido algumas características intrínsecas do eletrodo o circuito eletrônico utiliza um circuito específico capaz de condicionar eficientemente o sinal proveniente do sensor de pH usando tanto um eletrodo de vidro como um filme de FTO.

3.4 Caracterização do EGFET em modo A.C.

Esse módulo tem como objetivo o desenvolvimento da técnica denominada espectroscopia por impedância elétrica como mostra a figura 3.4 no caso do ISFET [19]. Entretanto, apesar de não existir nenhum estudo para o EGFET, acredita-se que essa técnica pode ser utilizada para estudar a resposta em frequência do EGFET quando imerso em soluções com diferentes soluções de pH. Além dessa aplicação, futuramente, essa técnica pode ser utilizada para o estudo de adsorção de proteínas em filmes finos.

O exemplo ilustrado necessita que um sinal senoidal de frequência conhecida seja aplicado ao sensor em estudo. Isto é, alterando a frequência do sinal senoidal é possível determinar a resposta em frequência do sensor para diferentes valores de pH em uma determinada faixa de frequência. O módulo também deve ser capaz de realizar a medida da amplitude do sinal senoidal aplicada ao sensor e a uma resistência de referência, permitindo assim, determinar a relação entre ambas às medidas.

Levando em consideração os aspectos discutidos ao longo do texto, a figura 3.5 apresenta o primeiro projeto do módulo eletrônico para realizar medidas de impedância elétrica.

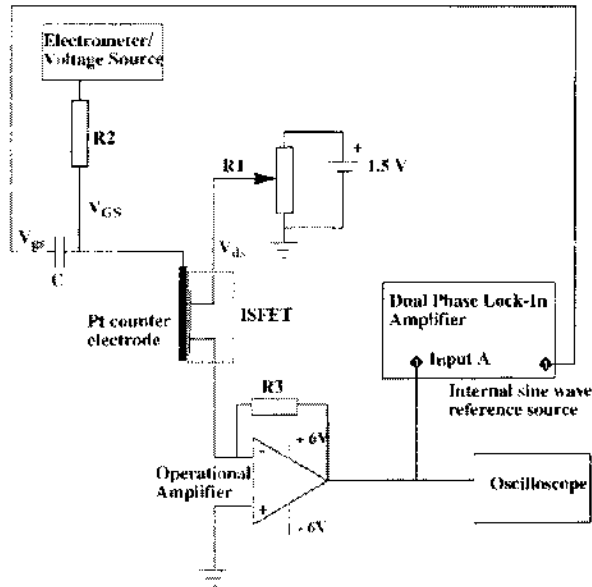


Figura 3-3 A impedância em função da frequência por ser medida aplicando uma tensão senoidal ao mesmo tempo em que a amplitude e a diferença de fase em uma resistência de referência e o ISFET é monitoradas [19].

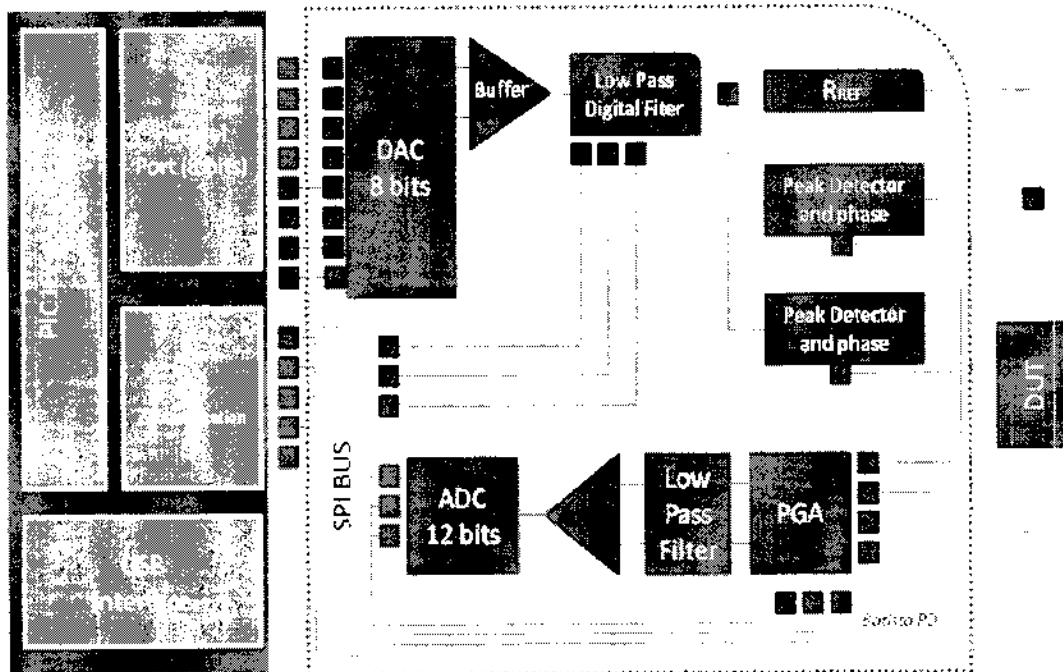


Figura 3-4. Neste módulo um sinal senoidal é gerado a parti do DAC de 8 bits, filtrado e aplicado ao dispositivo sob teste. Uma amostra deste sinal aplicado passa por um detector de pico e fase e outro após um circuito de referência. Estes sinais são entregues então ao microcontrolador através do PGA.

Esse módulo eletrônico é composto por um gerador de sinal senoidal conectados a circuitos para medidas da amplitude e da diferença de fases de sinais senoidais [25,26]. Nota-se que, o sinal senoidal será gerado pelo método tradicional, isto é, valores pré-calculados da função matemática seno são armazenados na memória RAM do microcontrolador. Entretanto, outras formas de ondas também podem ser geradas, bastando para isso alterar os valores pré-calculados. Em seguida, esses valores são enviados para o DAC em intervalos de tempo pré-estabelecidos.

O número de pontos amostrados e o intervalo de tempo em que os mesmos são transferidos para o DAC determinam a frequência do sinal. A máxima frequência do sinal senoidal gerado está limitada à velocidade de processamento do microcontrolador e ao clock externo conectado a interrupção do microcontrolador para sincronizar a geração do sinal [25]. Os dados são enviados para DAC por meio da porta paralela do microcontrolador ao contrário da solução utilizada para a fonte programável, cujo acesso se dá por meio de uma comunicação SPI.

Outro ponto a ser observado é a possibilidade em alterar a amplitude do sinal mudando o valor da tensão de referência ou alterando os valores armazenados na memória do microcontrolador. A primeira opção apresenta ser mais viável, pois pode ser realizada por meio de outro DAC. Portanto, a tensão de referência para o DAC0800 é obtida por outro DAC de 12 bits com acesso via SPI. Finalmente, o sinal gerado pelo DAC necessita passar por um filtro passa-baixa para que sinais de alta frequência introduzidos pelo algoritmo sejam reduzidos.

Um ponto importante a ser analisado nesse projeto é utilização de um filtro passa-baixa em que a frequência de corte pode ser programada pelo microcontrolador [27]. Para isso, os resistores digitais R1 e R2 permitem que a suas resistências sejam programadas por meio de uma comunicação SPI. Utilizando o MCP41000 é possível selecionar entre 390 Ohms e 100 K com uma resolução de 256 passos [28]. A utilização dos resistores digitais reduza a quantidade de harmônicos presentes no sinal gerado, pois a frequência de corte do filtro passa-baixa pode ser programada para valores próximos da frequência desejada.

Para realizar a técnica de espectroscopia por impedância elétrica o módulo eletrônico deve ser capaz de quantificar a amplitude do sinal senoidal. A primeira alternativa para essa tarefa é utilizar dois detectores de pico [25]. Um deles é utilizado para quantificar a amplitude do sinal aplicada ao sensor em estudo, enquanto que o outro, sobre uma resistência de referência. Finalmente, a diferença de fase entre os dois sinais é obtida através de uma porta lógica seguida por um medidor de tempo.

Capítulo 4

Detalhe dos circuitos eletrônicos

4.1 Introdução

Este capítulo destina-se a apresentação em detalhes do projeto dos módulos eletrônicos desenvolvidos para a caracterização elétrica do EGFET como sensor de pH. O desenvolvimento dos equipamentos eletrônico voltados para a instrumentação científica engloba de uma maneira geral tanto o projeto de hardware como softwares. De uma maneira geral, o hardware pode ser dividido em três partes. A primeira consiste simplesmente no microcontrolador, sendo responsável pelo controle de periféricos e processamento dos dados tanto de entrada como de saída provenientes da segunda camada. Embora a função de controle faça do microcontrolador o elemento central do hardware, todo o sistema deve ser desenvolvido de modo a permitir flexibilidade com relação ao dispositivo.

Em outras palavras, o circuito foi projetado de modo a permitir a substituição deste microcontrolador por outro, caso seja necessário. Além disso, quando pensamos o dispositivo em termos de programas, é importante destacar a necessidade em desenvolver programas tanto para o microcontrolador como para o computador pessoal. É importante também frisar que todos os programas foram desenvolvidos em linguagem C. Nesse caso, o programa para o microcontrolador pode ser responsável por gerenciar tanto o funcionamento

dos periféricos como disponibilizar uma comunicação com outros periféricos. A segunda camada consiste basicamente em blocos formados por uma eletrônica analógica e/ou digital e projetados para desempenhar funções específicas de cada módulo. A última camada é responsável por fornecer alimentação para todo o módulo eletrônico.

Todos os módulos desenvolvidos podem trocar dados com um computador pessoal através de uma porta serial, que inicialmente, seguia o padrão RS232 e posteriormente foi substituída por uma porta USB. Sendo assim, é necessária a escrita de um programa a ser executado no computador capaz de realizar a interface entre o usuário e o equipamento por meio do computador.

Além disso, esse mesmo programa também deve ser capaz de se comunicar com outros equipamentos comerciais que são em geral utilizados para realizar diversos tipos de medidas, tais como osciloscópio, gerador de sinais, multímetro digital e etc. Nas próximas seções será discutido em detalhe cada um dos módulos desenvolvidos ao longo desse projeto de pesquisa.

4.2 Sistema para aquisição de dados

A figura 4.1 apresenta o esquema elétrico do sistema de aquisição de dados tendo como principal circuito integrado o microcontrolador PIC18F45K20 desenvolvido pela empresa MICROCHIP [29]. Este sistema é projetado para monitorar a leitura de até seis canais por meio de um amplificador operacional de ganho programável. Embora o microcontrolador possua várias entradas de ADC, optou-se pela utilização de um PGA para manter a flexibilidade para a escolha do microcontrolador. Por meio desta flexibilidade, será possível no futuro utilizar um conversor de 12 bits ao contrário do conversor de 10 bits interno do microcontrolador.

O PGA utilizado é o circuito integrado da MCP6S26 capaz de multiplexar até seis canais de entrada com ganho de +1 V/V até +32 V/V [30]. O MCP6S26 utiliza uma interface serial padrão SPI para receber instruções de um controlador. Esse dispositivo é otimizado para alta velocidade, baixo offset e operação em fonte única. Uma entrada para tensão de referência externa pode ser utilizada no PGA tanto como referência propriamente dita ou como tensão de offset. Para este módulo essa entrada está aterrada.

Na saída do PGA o sinal é conduzido ao conversor analógico digital através de um filtro passa-baixa de segunda ordem do tipo Sellen Key (configuração não inversora) com uma frequência de corte de 10 Hz [31]. Isto é feito antes da conversão ADC com a finalidade de reduzir ruído. Este filtro é construído através de um amplificador operacional com entrada diferencial, dois resistores e dois capacitores. O amplificador operacional proporciona uma acentuada redução no efeito de carga. Além deste filtro, o ruído pode ser mantido sob controle através de um capacitor “by-pass” apropriado, fontes lineares e um sólido plano de terra.



Figura 4.1. Esquema elétrico do módulo eletrônico responsável pela aquisição de dados. Para isso, este circuito eletrônico é composto pelo microcontrolador PIC18F14K50 conectado a um amplificador operacional de ganho programável encapsulado no MCP6S26.

O conversor analógico digital do microcontrolador possui resolução de 10 bits. Uma tensão de referência de 4.096 Volts é fornecida pelo o circuito integrado MCP1541, resultando assim em uma resolução 4 mV para o ADC. O MCP1541 foi cuidadosamente projetado para fornecer um tensão de referência para a família de ADCs, de 10 e 12 bits da MICROCHIP [32]. A tensão de entrada é conectada ao dispositivo MCP1541 na entrada VIN em paralelo com o capacitor cerâmico C1, para terra. Este capacitor rejeita na entrada o ruído de tensão na faixa de aproximadamente 1 a 2 MHz. Ruídos acima de 2 MHz estão bem além da largura de

banda da tensão de referência, e conseqüentemente, não serão transmitidos do pino de entrada para a saída. A capacitância de carga C2 é necessária para estabilizar a tensão de referência.

No início do trabalho optou-se por utilizar um padrão RS232 para a comunicação entre o módulo eletrônico e o computador pessoal. O padrão RS232 além de especificar os níveis de tensão também define o formato dos dados a serem transmitidos/recebidos assim como a taxa de transmissão. Por outro lado, a UART presente no microcontrolador transmite e recebe dados serialmente em um padrão TTL. Dessa forma, conectado aos pinos TX e RX do microcontrolador, o MAX232 converte os níveis de tensão TTL para o padrão RS-232 e vice-versa [14].

Ao longo do trabalho, um conversor de RS-232 para USB foi desenvolvido com o objetivo de proporcionar uma maior flexibilidade para a utilização deste módulo. Como mostra o esquema elétrico ilustrado na figura 4.2, este conversor é desenvolvido por meio do microcontrolador PIC18F14K50 [33].

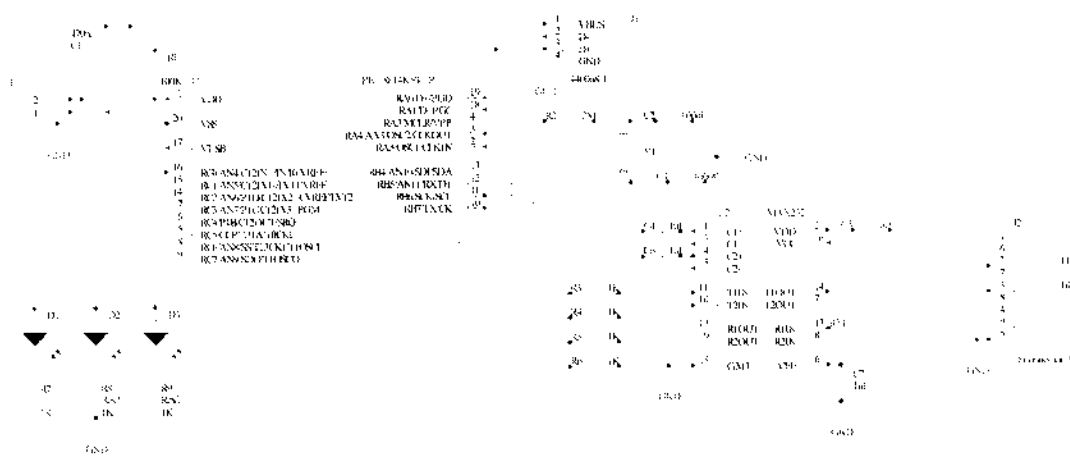


Figura 4.2. Esquema elétrico do conversor de porta USB-RS232 por meio do circuito integrado PIC18F14K50 conectado ao MAX-232

4.3 Saída de tensão analógica programável

A caracterização elétrica do EGFET necessita de duas tensões para a polarização do MOSFET. Uma delas será aplicada ao eletrodo de referência, enquanto que, a outra entre a

fonte e o dreno do MOSFET. É importante que essas duas tensões possam ser programadas remotamente. Além dessa aplicação, nota-se que tanto os sensores de pH como de temperatura podem ter na saída tensões com valores negativos. Assim, nesta perspectiva, existe nos circuitos eletrônicos projetados para condicionar esses sinais à possibilidade em adicionar uma tensão de nível de tal maneira que a resposta desses sensores seja maior que zero. Essa tensão será ajustada por meio de uma fonte de tensão programável.

Nessa perspectiva, a figura 4.3 apresenta em detalhe o esquema elétrico para uma fonte de tensão programada desenvolvido através do MCP4822 [34]. Está acoplado a cada saída deste componente um seguidor de tensão construído por meio do amplificador operacional LM358. As saídas A e B serão monitoradas pelo voltímetro assim como disponibilizadas para a polarização do EGFET.

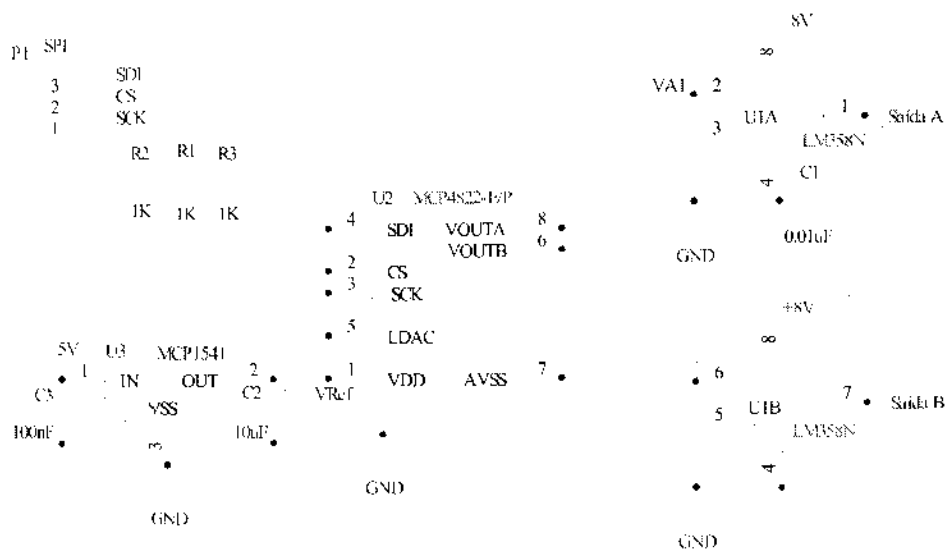


Figura 4.3. Esquema elétrico para os conversores digital para analógico (DAC) por meio do MCP4822. As saídas V_{OUTA} e V_{OUTB} do MCP4822 estão conectadas aos amplificadores operacionais LM358 montados como seguidor de tensão. O MCP1541 é responsável por fornecer uma tensão de alimentação estável ao DCA para ser utilizada como uma tensão de referência.

O MCP4822 é responsável pela conversão do sinal digital para analógica com uma resolução de 12 bits. Cada um dos dois canais do DAC pode operar em modo ativo ou desligado de acordo com os valores presentes nos registradores de configuração. Esse dispositivo utiliza uma interface de comunicação serial SPI e pode operar com uma única tensão de

fonte entre 2.7V e 5.5V. Para garantir a estabilidade da tensão de saída optou-se por utilizar o MCP1541 como tensão de referência para o MCP4822. Esta tensão de 4.096 Volts estabelece uma tensão na saída do DAC com resolução de 1 mV.

4.4 Amperímetro

Como mostra a figura 4.4 , para realizar a medida de corrente utiliza-se um circuito de transimpedância seguido por um amplificador com ganho unitário desenvolvido por meio de amplificadores operacionais de alta impedância de entrada (TL082) [35]. O amplificador de transimpedância tem por características a conversão de baixos valores de corrente em um valor de tensão.

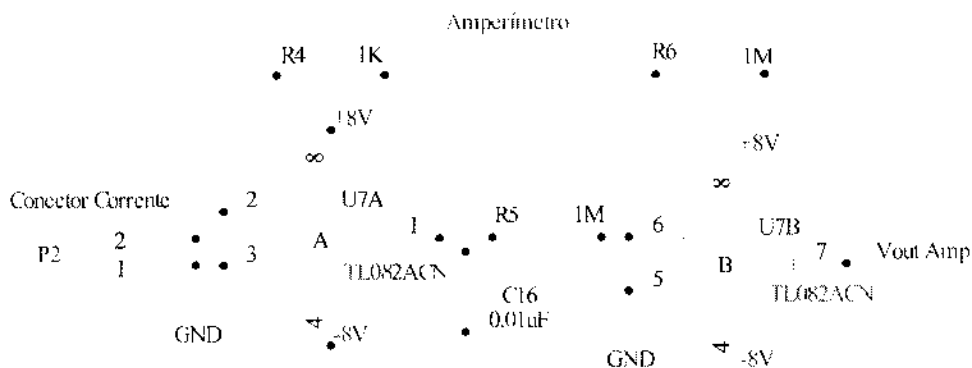


Figura 4.4 Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por converter a corrente elétrica entre a fonte e o dreno do MOSFET em uma tensão. Esse circuito apresenta um ganho na relação de corrente-tensão de 1:1000 graças ao por uma amplificador de transimpedância seguido por um amplificador de ganho unitário.

Este circuito destaca-se pela baixa sensibilidade à capacitância parasita do circuito e controle efetivo da estabilidade do circuito de realimentação [36]. Um resistor de realimentação no valor de 1 K Ω , proporciona um ganho na relação corrente-tensão de 1:1000, ou seja, uma corrente de 1 mA na entrada do amperímetro, disponibiliza na saída uma tensão de 1V. Observa-se que à entrada não inversora estando aterrada, os valores de corrente serão, então, percebidos pela entrada inversora, e desta forma, teremos na saída uma tensão com polaridade inversa a que foi observada na entrada. Esta condição é inadequada, já que o destino desta tensão é o amplificador de ganho programável (PGA), que não aceita valores

negativos de tensão de entrada. Desta forma, justifica-se o buffer, como um segundo estágio para o amperímetro, de modo que este proporcione tanto a inversão da polaridade quanto o casamento de impedância entre o amperímetro e o PGA.

4.5 Condicionador de sinal para medidas de pH

Foram desenvolvidos e testados dois circuito eletrônico para o condicionamento dos sensores de pH. Primeiramente, a figura 4.5 apresenta um amplificador de instrumentação projetados para condicionar os sinais provenientes dos sensores de pH a partir do TL082.

Este circuito integrado apresenta uma alta impedância de entrada graças aos transistores de efeito de campo presentes na entrada do circuito integrado. Essa característica é necessária para o uso do eletro de vidro para as medidas de pH. Os resistores utilizados nesse circuito permitem estabelecer um ganho igual a 10 como mostra a equação 4.1

$$G = \frac{R11}{R12} \left(1 + \frac{2R14}{R15} \right) = \frac{1K\Omega}{1K\Omega} \left(1 + \frac{2 \cdot 18K\Omega}{4K\Omega} \right) = 1 + \frac{36K\Omega}{4K\Omega} = 10 \quad 4.1$$

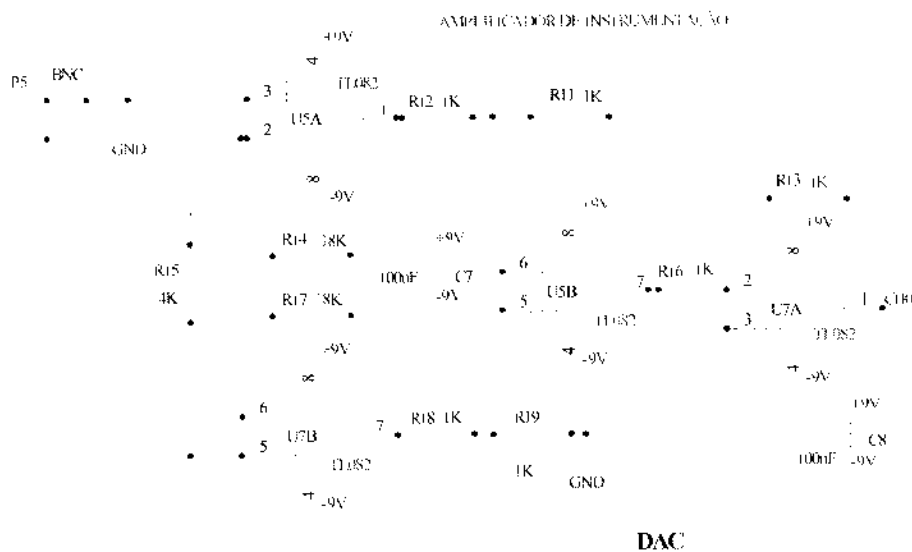


Figura 4.5. Amplificador de instrumentação desenvolvido com o TL082 para o condicionamento do sinal eletrônico proveniente de um eletrodo de vidro. A partir dos resistores escolhidos, esse amplificador é configurado com um ganho igual a 10.

A saída do amplificador de instrumentação é então, conectada a entrada inversora do circuito diferencial, e enquanto que, a outra entrada recebe os valores de tensão em uma das saídas do DAC. A saída deste circuito é conectada a um dos canais do amplificador de ganho programável.

A determinação do ganho para o amplificador de instrumentação implica em manter os valores de tensão de saída deste amplificador, adequada aos limites encontrados nos dispositivos posteriores. Portanto, para o eletrodo de vidro, por exemplo, valores de tensão referentes a pH baixo (ácido), tem polaridade negativa. Desta forma existe a necessidade de aplicar uma tensão de offset ao sinal de saída. Porém, uma vez determinado este valor de offset, este deve permanecer fixo para toda a faixa de valores de pH. No entanto, este valor de offset não deve ultrapassar 4.096 V. Este é justamente o valor da tensão de referencia do ADC. Conseqüentemente este é o valor de “fundo de escala” para o ADC.

A figura 4.6 mostra que o segundo circuito é semelhante ao circuito discutido anteriormente, com a diferença de que é utilizado um amplificador de instrumentação encapsulado em apenas um circuito integrado [37]. O ganho desse circuito eletrônico é determinado pelo valor de R2. Finalmente, a saída desse circuito eletrônico está conectada a um circuito diferencial seguido por um filtro passa-baixa antes de ser entregue a um dos canais do PGA.

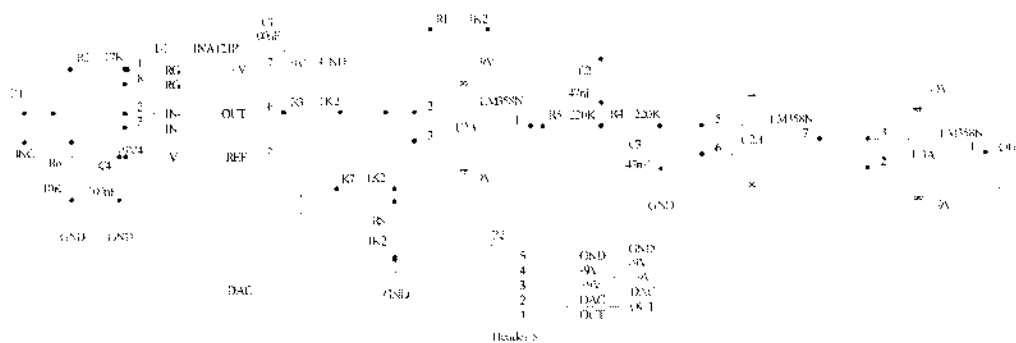


Figura 4.6. Circuito eletrônico para condicionar o sinal eletrônico proveniente de um eletrodo de vidro tendo como amplificador de instrumentação o INA121. Na saída do INA121 está presente um amplificador somador, para possibilitar um ajuste de nível, seguido por um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 10 Hz.

O ganho deste amplificador de instrumentação foi ajustado para aproximadamente 4 como mostra a equação 4.2.

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{RG} = 1 + \frac{50K\Omega}{17K\Omega} \cong 3,94 \cong 4 \quad 4.2$$

4.6 Sistemas de Aquecimento e medida de temperatura

A idéia básica desse circuito é aplicar a tensão da rede a uma resistência em intervalos de tempos determinados ao mesmo tempo em que a temperatura é monitorada. Essa resistência compõe um sistema de banho-maria composto por um reservatório de alumínio em que uma pequena chapa de alumínio é dobrada e posicionada no fundo para servir de apoio para os bechers.

A figura 4.7 apresenta o esquema elétrico do circuito eletrônico de potência, responsável pelo aquecimento da solução. Nota-se que o isolamento entre o circuito de potência e o circuito de controle é realizado por um dispositivo opto-acoplador. O acionamento desse circuito será realizado diretamente através de uma porta PWM presente no microcontrolador. Finalmente, o circuito de potência é composto por um TRIAC (BTA41600B) que suporta uma corrente de até 40 A em uma tensão de trabalho de até 600 Volts [38].

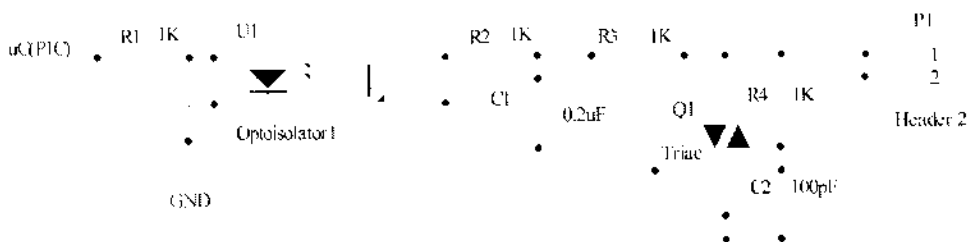


Figura 4.7 Circuito eletrônico desenvolvido para fornecer potência a um sistema de aquecimento, tendo como princípio básico o chaveamento do TRIAC. O isolamento entre o sistema de controle e de potência é realizado por meio de um acoplador ótico.

A temperatura é monitorada utilizando um termopar ligado a um circuito condicionador de sinal, composto pelo amplificador de instrumentação integrado, INA121, e um circuito

integrado para compensação de temperatura na região de junção fria, fabricado pela Linear Technology, LT1025 como mostra a figura 4.8 [39].

A saída do INA121 está conectada a um circuito subtrator de maneira que a outra entrada pode ser utilizada para aplicar uma tensão de offset ao sinal proveniente do termopar. Finalmente, o valor de tensão referente a temperatura é então encaminhado a um filtro passa baixa, do tipo Sallen Key antes de entrar em um dos canais do PGA.



Figura 4.8. Circuito eletrônico desenvolvido para condicionar o sinal fornecido pelo sensor de temperatura. Neste caso, estamos utilizando um termopar. Este circuito utiliza um INA121 como amplificador de instrumentação e um LT1045 para realizar a compensação de temperatura.

4.7 Geradores de sinal senoidal

Neste trabalho estamos interessados em um gerador de sinal cuja frequência possa ser ajustada facilmente. Para isso, ao longo desse trabalho duas opções foram investigadas. A primeira utilizando um DAC com comunicação paralela. A segunda foi à utilização de um DDS (Direct Digital Synthesis) [40].

O primeiro circuito eletrônico desenvolvido é composto por conversor digital analógico paralelo conectado a filtro passa-baixa do tipo Sallen Key. Os circuitos integrados da série DAC0800 são conversores analógicos digitais (DAC), monolíticos de 8bits de alta velocidade de saída de corrente digital-para-analógico, tipicamente apresentando um tempo de estabilização de 100ns [41]. Este circuito está apresentado na figura 4.9.

A frequência de corte desse filtro pode ser configurada de acordo com a frequência do sinal a ser gerado. Para isso utilizam-se dois potenciômetros digitais com interface SPI (MCP41100) cujos valores de resistência podem ser configurados entre 125Ω e $100K\Omega$ com passos de 390Ω . A saída do circuito de filtro é então entregue a um circuito eletrônico composto de desacoplamento d.c. realizado por um capacitor de 100 nF .

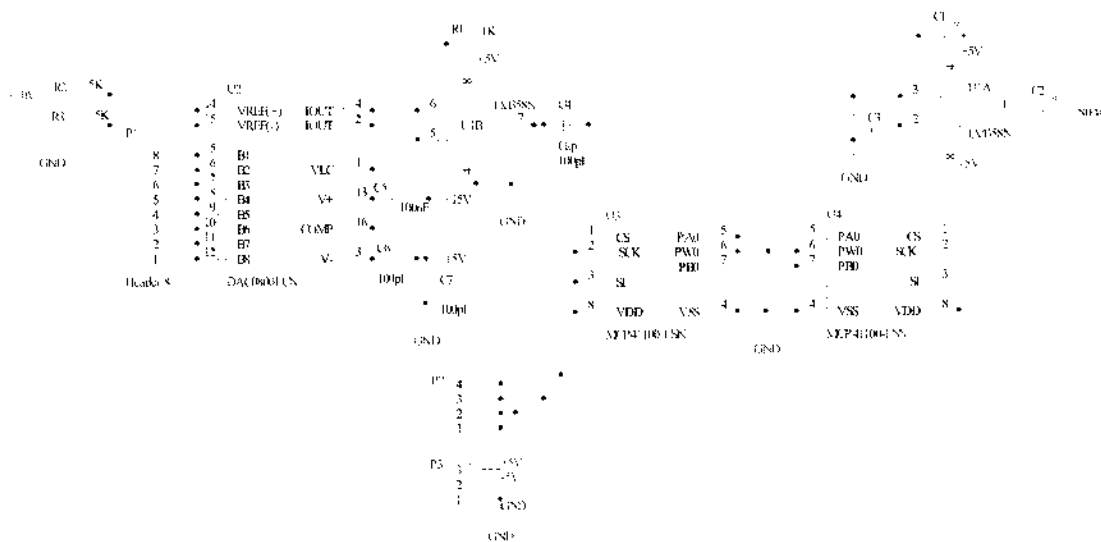


Figura 4.9. Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por gerar um sinal senoidal tendo como principal componente um DAC0800. A entrada digital está conectada a porta paralela do microcontrolador, enquanto que, a saída analógica está ligada a um filtro passa baixa cuja frequência de corte pode ser ajustada por meio de uma comunicação SPI.

A segunda opção para a geração de sinais digitais é o Direct Digital Synthesis (aqui referido como DDS). Uma das vantagens do DDS é que tanto a frequência quanto a fase do sinal gerado pelo dispositivo podem ser ajustadas digitalmente, com precisão na ordem de 0.01 Hz . Essa tecnologia foi previamente utilizada em radares militares e sistemas de comunicação devido ao seu alto custo inicial, consumo excessivo de potência e necessidade de sistemas conversores digital para analógico de alta velocidade [40].

Atualmente, encontram-se disponíveis, no mercado, circuitos integrados que operam em diferentes faixas de frequência. Como exemplo, os DDS's produzidos pela Analog Device podem operar em faixas de frequência entre 20 MHz até 300 MHz . O AD9835 é um sistema totalmente integrado de síntese digital direta, (DDS). O chip requer um clock de referência,

um resistor de baixa precisão e oito capacitores de desacoplamento para fornecer ondas senoidais digitalmente criadas até 25 MHz. O dispositivo utiliza um clock serial externo para escrever a informação de dados / controle nos dispositivos.

O clock serial pode ter uma frequência máxima de 20 MHz. O AD9835 possui uma interface serial SPI que permitindo facilmente a interface com diferentes tipos de microprocessadores. O esquema do gerador de sinal senoidal utilizando este circuito integrado está apresentado na figura 4.10 [40].

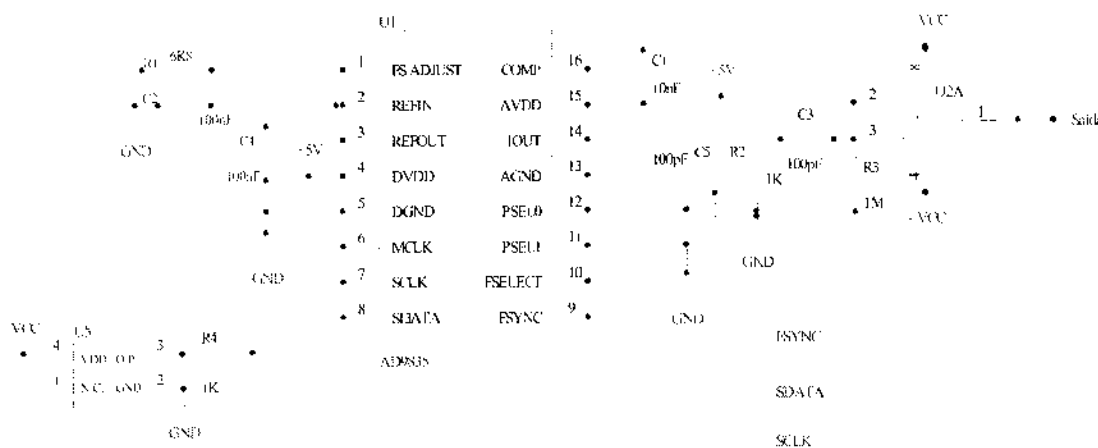


Figura 4.10. Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por gerar um sinal senoidal tendo como principal componente um AD9835.

4.8 Tensão de nível e detector de pico

A figura 4.11 apresenta o esquema de um circuito eletrônico formado por um amplificador somador com duas entradas para adicionar uma tensão de nível ao sinal senoidal. Em uma das entradas está o sinal AC gerado pelo estágio anterior, e na outra uma tensão DC proveniente do MCP4822 [34]. A saída será a média aritmética (em valor absoluto) desses dois sinais aplicados.

A resposta do sensor à excitação senoidal é quantificada através de dois detectores de pico desenvolvidos por meio de um amplificador operacional TL082 conectado a um diodo de germânio 1N60 e a um capacitor de 100 nF. A principal característica desse retificador de precisão de meia-onda é que praticamente não exista queda de tensão no diodo durante o processo de retificação. Um seguidor de tensão realiza o casamento de impedância para cada um desses detectores de pico e seus respectivos.

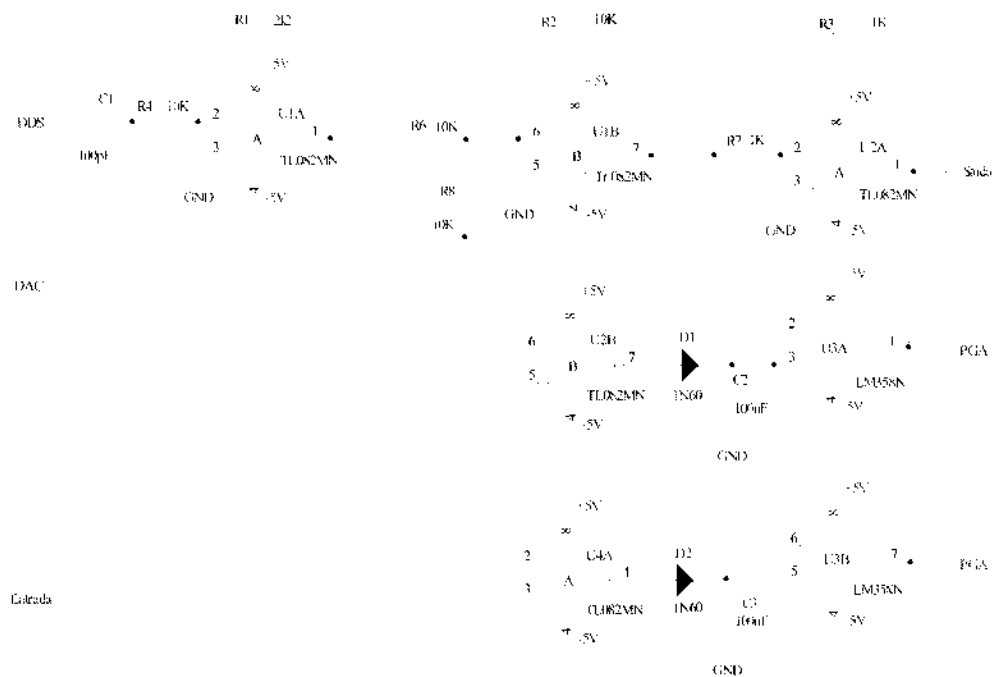


Figura 4.11. Esquema elétrico do circuito eletrônico responsável por adicionar uma componente D.C ao sinal A.C assim como quantificar a amplitude do sinal por meio de detectores de pico.

É necessário bloquear a componente CC do sinal para que apenas a componente CA seja amplificada. Para se obter um amplificador CA inversora basta acrescentar os capacitores C1 e C2, respectivamente, na entrada e na saída de um inversor como mostra a figura. A polarização da entrada inversora é garantida pela malha de realimentação

É conveniente projetar o circuito de tal modo que os capacitores C1 e C2 não apresentem reatâncias apreciáveis à passagem do sinal CA. Torna-se necessário a inclusão do resistor R2, a fim de garantir o retorno CC para terra e conseqüente polarização da entrada não inversora, já que C1 impede que o mesmo se faça através da fonte de sinal. Esse retorno CC é

fundamental, pois a polarização do estágio diferencial de entrada está condicionada ao mesmo.

4.9 Fontes de Alimentação

Para alimentar todos os protótipos, foi construída uma fonte de alimentação regulada através de reguladores integrados da série 78XX e 79XX, sendo os reguladores 78XX utilizados em tensão positiva e os reguladores 79XX em tensão negativa. Os caracteres XX indicam o valor de tensão que está sendo regulado [42,43].



Figura 4.12 – Fonte de alimentação regulada e protegida contra sobrecarga e curto-circuito.

Portanto, tendo o protótipo a necessidade de utilizar fontes simétricas nos valores de $\pm 9V$ e $\pm 5V$, os reguladores utilizados tem o código 7809,7805,7908 e 7905. O circuito completo da fonte de alimentação pode está representado na figura 4.12.

O circuito conta com um retificador em ponte, capacitores eletrolíticos para realizar a filtragem, dreno de corrente reforçado e proteção para curto circuito, através de transistores de potência. Resumidamente, o circuito realiza a retificação, filtra e entrega aos reguladores,

tensão de entrada suficiente para atender a carga. Os reguladores então deveriam alimentar a carga, fornecendo corrente até o valor limite do regulador.

No entanto, quando o regulador solicita mais corrente um resistor, localizado na entrada do regulador e também no transistor de by-pass, altera seu valor de tensão até atingir um valor que, por saturação permita que o excesso de corrente passe pelo transistor, que é capaz de fornecer maior corrente do que os reguladores de tensão. Para realizar a proteção contra curto-circuito, outro transistor funciona de modo semelhante, porém, agora impedindo a passagem de corrente para a carga. Os valores de tensão fornecidos pela fonte são $\pm 9V$ e $\pm 5V$.

Capítulo 5

RESULTADOS – PARTE I

5.1 Introdução

Esse capítulo tem como objetivo discutir os resultados obtidos durante o desenvolvimento dos módulos para a caracterização elétrica do EGFET. Ao longo desse capítulo será apresentada a situação atual de cada um dos módulos discutidos na seção anterior. Para cada módulo será apresentado alguns experimentos utilizados para analisar e caracterizar o desempenho dos circuitos eletrônicos.

5.2 Protótipo I

O primeiro protótipo para caracterização elétrica do EGFET em modo D.C está apresentado na figura 5.1. É possível visualizar os seguintes componentes constituintes do módulo: microcontrolador PIC18F45K20 (A), MAX232 para a comunicação RS232 (B), um DAC MC4822 (C), acoplado a dois amplificadores de tensão LM358 (D), em configuração seguidor de tensão, amperímetro de transimpedância (F), dois voltímetros, um amplificador operacional com ganho programável (E) e uma fonte de tensão simétrica (G). O código do programa para o microcontrolador está apresentado no apêndice A.

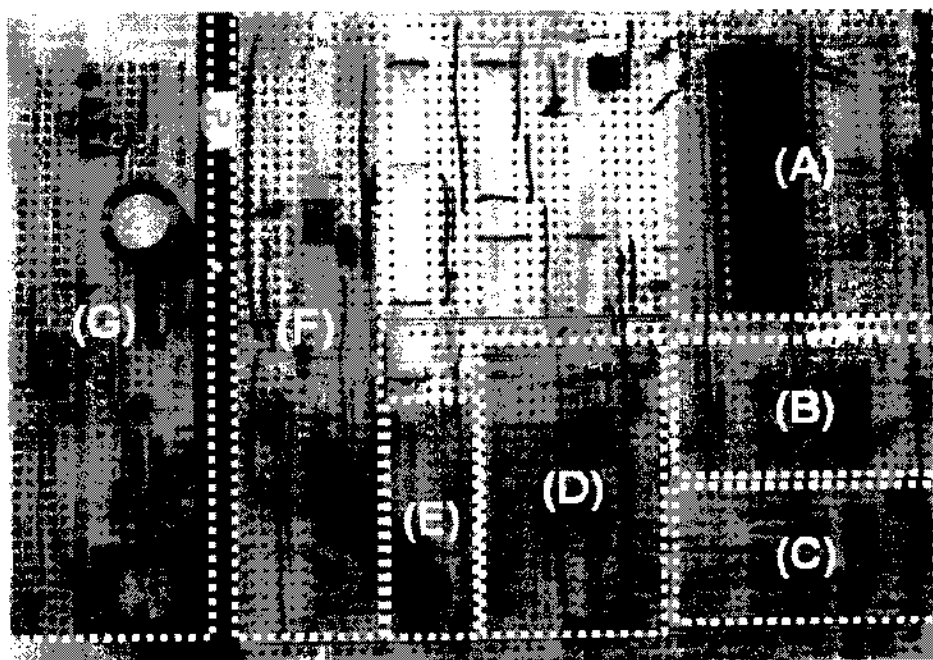


Figura 5.1 Foto do protótipo desenvolvido para o módulo a ser utilizado durante a caracterização elétrica do EGFET em modo D.C

A interface do programa para ser executado no computador responsável pela comunicação com o microcontrolador está ilustrada na figura 5.2. A ideia principal é que por meio deste aplicativo seja possível acessar todos os periféricos conectados ao microcontrolador. Em outras palavras, nesse momento o microcontrolador pode ser pensando simplesmente como uma ponte entre o computador pessoal e os periféricos

conectados ao microcontrolador. Essa arquitetura está sendo proposta de tal maneira a permitir uma maior flexibilidade e aproveitamento na utilização do hardware. Pois, dessa forma será possível desenvolver diversos aplicativos para o mesmo hardware, levando em consideração apenas as necessidades específicas de cada aplicação.

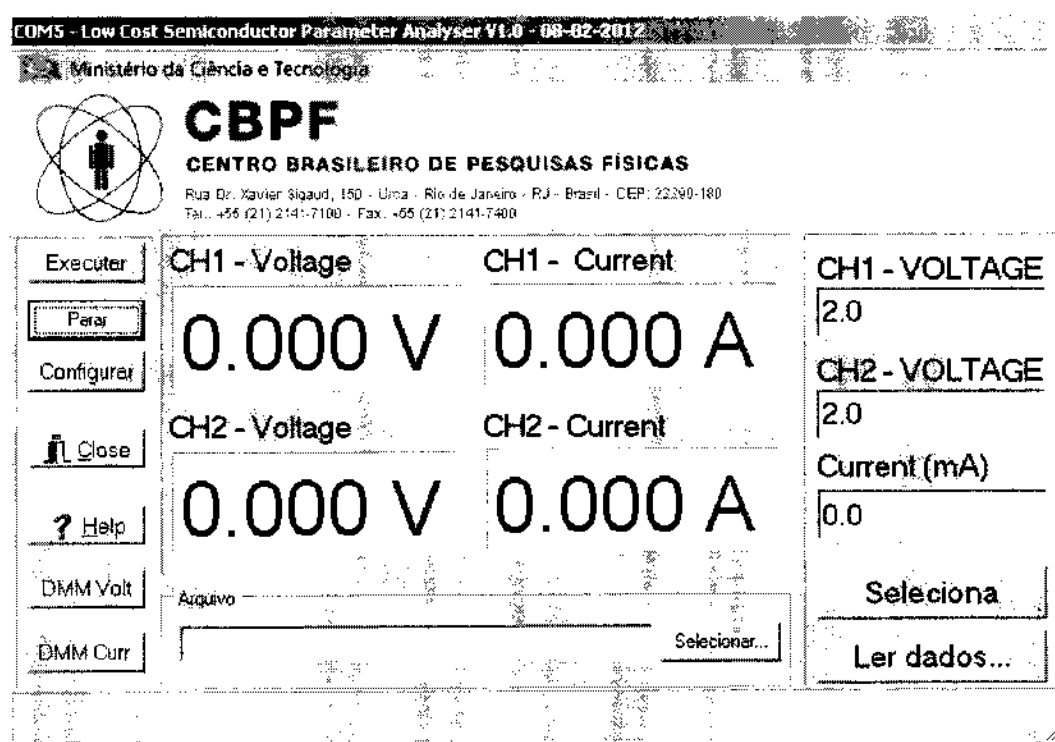


Figura 5.2 Interface do programa desenvolvida para a comunicação via RS232 com o analisador de parâmetros para dispositivos semicondutores. Esse software também permite a comunicação via USB com o multímetro digital.

Essa figura 5.2 mostra que por meio deste aplicativo, é possível configurar as tensões nos canais 1 e 2 assim como realizar medidas de corrente e tensões através do amperímetro e do voltímetro presente neste módulo. Na primeira versão, o programa permite selecionar a tensão inicial, a tensão final e o incremento da tensão para cada um dos canais. É possível também selecionar a maneira como esses valores serão variados ao longo do tempo. A maneira mais trivial é que as duas fontes sejam ajustadas ao mesmo tempo, sendo que, uma das fontes pode ou não permanecer com um valor constante. Por outro lado, a outra opção é o ajuste encadeado e nesse caso, N passos são executados para uma determinada fonte para cada passo da outra e assim por diante.

A princípio o programa está sendo desenvolvido para que seja executado no sistema operacional Windows. Entretanto, o mesmo código pode ser facilmente adaptado para outros sistemas operacionais, pois o programa está sendo desenvolvido considerando o padrão ANSI para a linguagem C. A camada do programa responsável pela comunicação serial RS-232 está sendo realizada a partir da biblioteca IO Suite Library disponibilizada gratuitamente pela Agilent. É relevante citar que, essa biblioteca vem sendo desenvolvida ao longo dos anos com o objetivo de facilitar o desenvolvimento de programas de automação e controle de equipamentos relacionados à instrumentação em geral para usuários do Windows. Para a completa caracterização do analisador de parâmetros em semicondutores é necessário realizar um estudo dos três blocos separadamente. Esses blocos são: (a) fonte de tensão, (b) voltímetro e (c) amperímetro.

5.2.1 Fonte de tensão D.C programável

A figura 5.3 apresenta os resultados relacionados à curva de calibração da tensão programável na saída do MCP4822. Neste caso, a tensão saída é ajustada por meio da porta SPI com valores entre 0 e 4.095 V em intervalos de 1.0 mV. Esses resultados permitem assim investigar a precisão da fonte de tensão para cada um dos canais disponíveis no módulo.

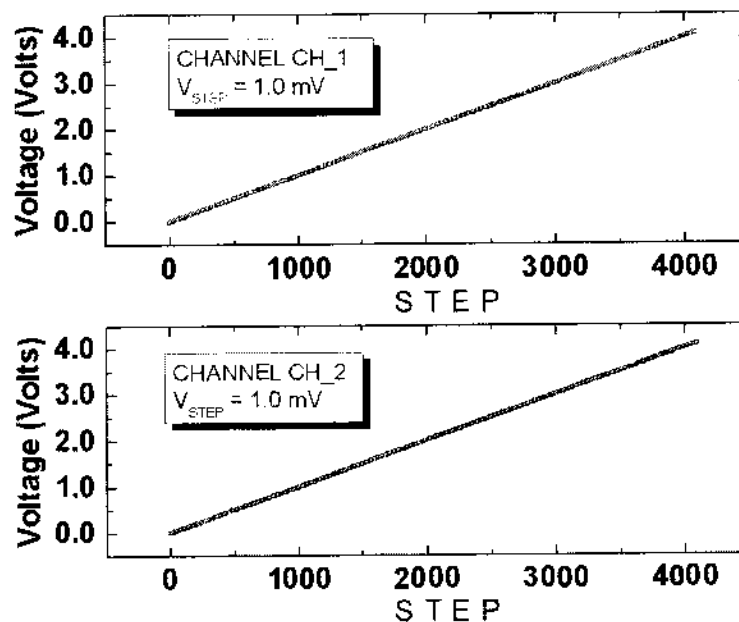


Figura 5.3. Curva de calibração para a tensão de saída. A tensão saída foi programada com valores entre 0 e 4.095 V com intervalos de 1.0 mV.

A figura 5.4 apresenta o mesmo estudo em termos de estabilidade e consiste simplesmente em verificar se o módulo mantém ao longo do tempo a tensão configurada pelo programa. Neste caso, as tensões de saída dos canais são monitoradas pelo DMM por período de 10 segundos, sendo que, para ambos os canais esse valores são configurados entre 0 e 4 V com intervalo de 0.5 V. A partir dos resultados pode-se concluir que o módulo eletrônico é capaz de gerar uma tensão de saída estável entre 0 e 4.095 V com uma resolução de 1mV. Esses resultados nos levam a concluir que este bloco eletrônico pode ser utilizado eficientemente para aplicar tensões em dispositivos semicondutores. Futuramente, pretende-se ainda investigar a eficiência deste bloco quando submetido a diferentes tipos de cargas, tais como resistores, capacitores e indutores. Essa caracterização permitirá, por exemplo, determinar com mais precisão os limites de operação desse módulo eletrônico.

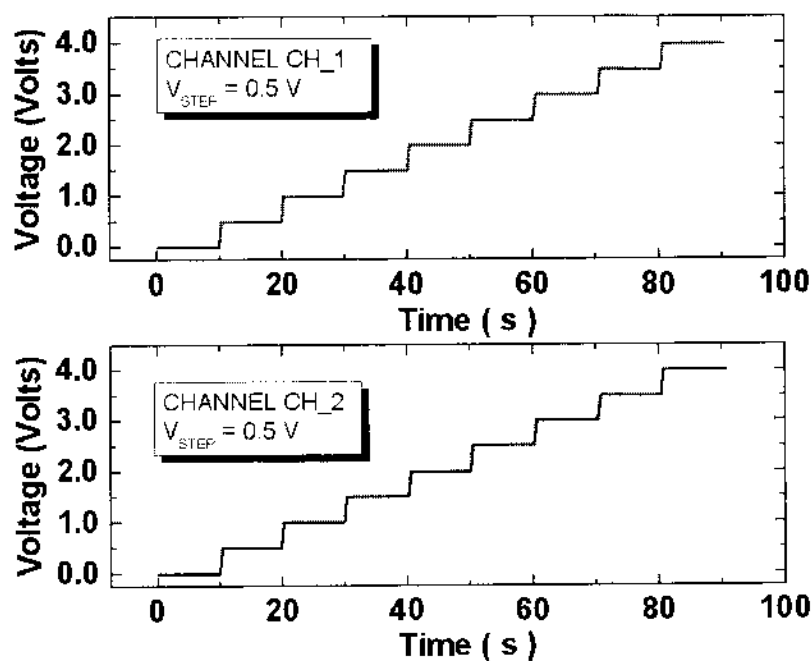


Figura 5.4 A caracterização da estabilidade da fonte de tensão programável pode ser realizada por meio do gráfico da tensão de saída em função do tempo. Nesse caso, o valor da tensão em ambos os canais é monitorada pelo multímetro digital durante um período de 10 s.

5.2.2 Voltímetro

Cada fonte de tensão está acoplada a um voltímetro capaz de monitorar a tensão de saída a ser aplicada ao dispositivo sob teste. Esse voltímetro consiste simplesmente em um *buffer* cuja entrada e a saída estão conectadas à saída da fonte de tensão e ao amplificador operacional com ganho programado respectivamente. A idéia principal é que por meio desse circuito eletrônico a tensão de saída seja monitorada pelo próprio módulo eletrônico. Para testar a operação do voltímetro, a figura 5.5 apresenta os resultados obtidos para diferentes medida da tensão.

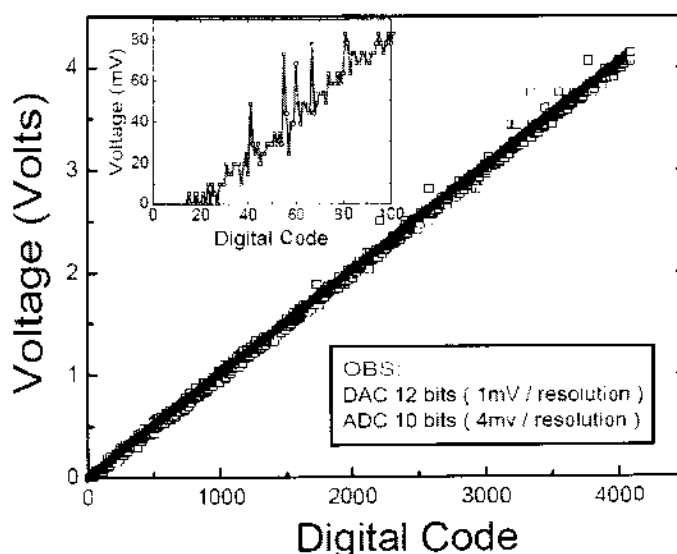


Figura 5.5. Apresenta a medida da tensão em função da palavra enviada para o DAC de 12 bits através da porta SPI. A tensão aplicada está entre 0 e 4 V com passos de 1mV.

Uma incompatibilidade entre a resolução do DAC usado para gerar a tensão de saída e a do ADC interno do microcontrolador pode ser observada a partir dos resultados apresentados. Nesse caso, o DAC da fonte de tensão e o ADC interno do microcontrolador apresentam uma resolução de 12 bits e 10 bits respectivamente. Nessa configuração o ADC interno do microcontrolador não possui uma resolução suficiente para quantificar variações na ordem de 1 mV provenientes da fonte de tensão. Para contornar nesse momento essa incompatibilidade, é possível realizar o mesmo experimento, mas optando agora por uma variação de tensão na ordem de 20 mV como mostra a figura 5.6. Nesse caso, os resultados apresentados mostram que o voltímetro acoplado à fonte de tensão pode ser utilizado para quantificar as tensões de saída da fonte de tensão programável caso seja levado em consideração uma resolução de 10

bits. Os dados são adquiridos quando o microcontrolador recebe um comando por meio da porta serial. Na prática, quando o microcontrolador receber um comando para leitura de dados este realiza a aquisição e conversão do sinal analógico presente na entrada do ADC e em seguida envia o resultado para o computador por meio da porta RS232. É importante comentar que aplicativo deve antes configurar o canal de leitura desejado assim como o ganho do amplificador operacional programável.

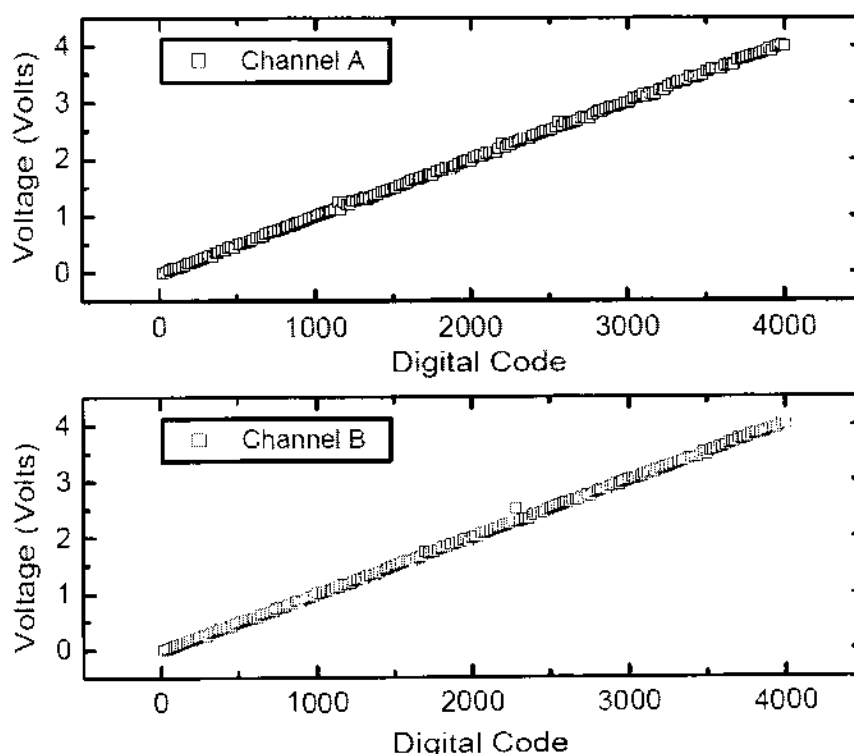


Figura 5.6. Apresenta a medida da tensão em ambos os canais em função da palavra enviada para o DAC de 12 bits através da porta SPI. A tensão aplicada em ambos os canais está entre 0 e 4 V com passos de 20mV.

5.2.3 Amperímetro

A figura 5.7 apresenta a caracterização elétrica do amperímetro responsável pela medida da corrente elétrica. Serão realizados testes de precisão e de estabilidade. Os resultados apresentam a medida da corrente elétrica através de um resistor com uma resistência de 1.92K quando submetido a uma tensão de 0 até 4 Volts com intervalos de 100 mV.

Além disso, para investigar a estabilidade do amperímetro, a corrente elétrica é monitorada durante 10 segundos para cada valor de tensão aplicada

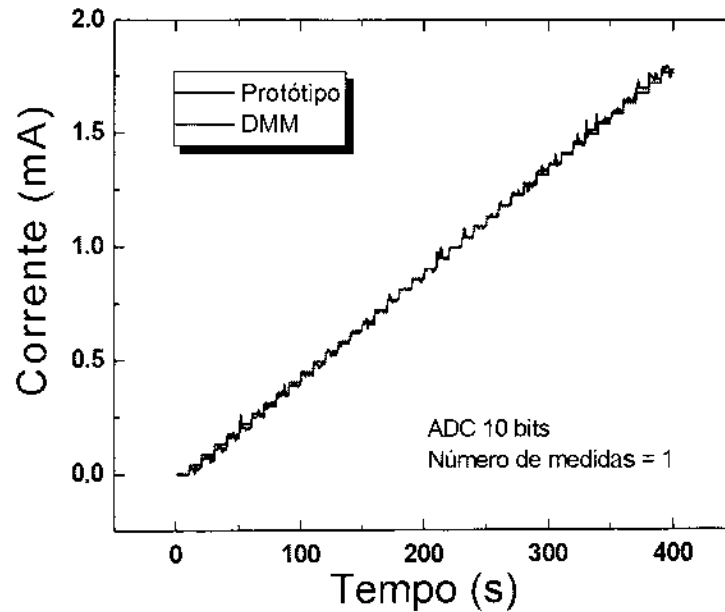


Figura 5.7. Medida da corrente elétrica através de um resistor em função do tempo para diferentes valores de tensão. Os dados destacados em vermelho correspondem às medidas realizadas por meio de um DMM

Finalmente, o valor da corrente elétrica é monitorada por meio do protótipo e comparado com o valor de corrente obtido utilizando um multímetro digital de precisão - DMM. Uma primeira análise mostra que o valor da corrente elétrica indicada pelo protótipo flutua ao longo do tempo, mas mantém uma coerência com os valores apresentados pelo DMM. Para evitar esse comportamento é possível realizar a medida da corrente considerando uma média de 10 medidas como mostra a figura 5.8. Note agora, que para $N = 10$ a média é suficiente para reduzir de maneira satisfatória a presença de ruídos.

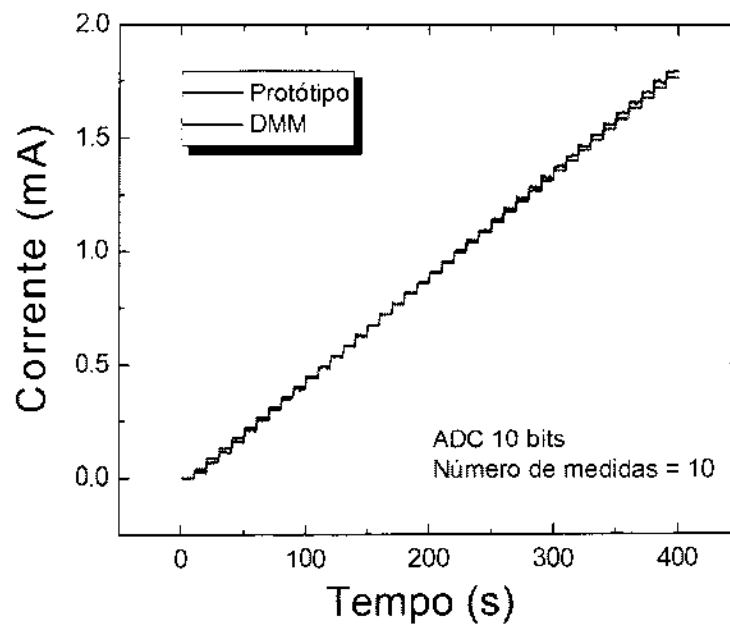


Figura 5.8. Medida da corrente elétrica através de um resistor em função do tempo para diferentes valores de tensão. Os dados destacados em vermelho correspondem às medidas realizadas por meio de um DMM

5.2.4 Curvas de caracterização do MOSFET

Por meio deste módulo eletrônico realizou-se a caracterização elétrica do MOSFET CD4007B com o objetivo de determinar as características desse dispositivo. Por exemplo, a figura 5.9 apresenta em detalhes o valor da corrente entre a fonte e o dreno do MOSFET (I_{DS}) em função da tensão entre o dreno e a fonte (V_{DS}) para diferentes valores de tensões na porta (V_{GS}).

Os resultados mostram a presença de uma corrente de saturação cuja amplitude está relacionada com a tensão na porta. Ou seja, quanto maior o valor de V_{GS} , maior o valor de I_{DS} . É importante destacar que para uma valor de V_{GS} igual a 2.5 Volts e $V_{DS} = 2$ Volts a corrente de saturação é de 0.8 mA. Esse valor de corrente, nessa configuração específica, será a seguir usada para comparar com os resultados obtidos das medidas de I_{DS} do EGFET em função do valor de pH da solução.

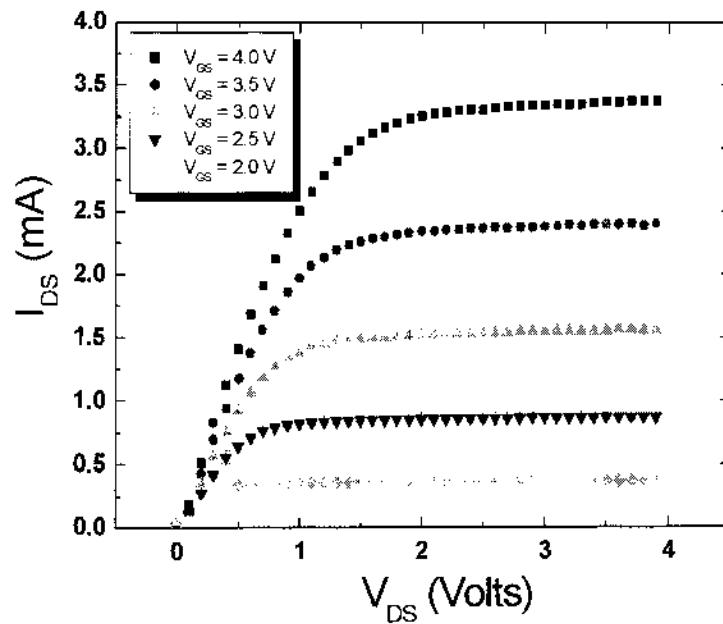


Figura 5.9. Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} operando na região de saturação.

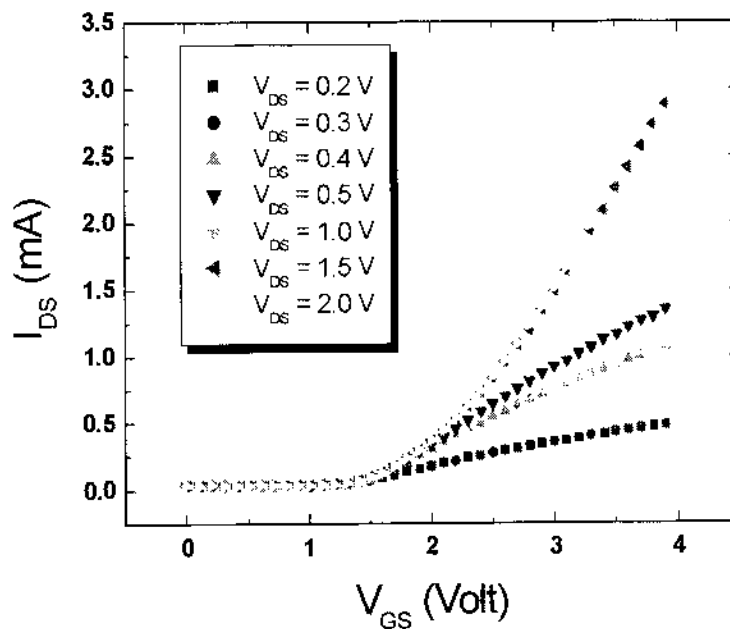


Figura 5.10 Curva característica de I_{DS} versus V_{GS} para diferentes valores de V_{DS} operando na região linear.

A figura 5.10 apresenta a curva de I_{DS} versus V_{GS} para diferentes valores de V_{DS} . Para pequenos valores de V_{DS} ($V_{DS} < 0.3$ Volts) considera-se que o MOSFET esteja

operando na região ôhmica de tal maneira que o valor da resistência é função do valor de V_{DS} . Esses dados são importantes para determinar a tensão de limiar (*treschold*) do MOSFET assim como a sensibilidade do EGFET. Note que, para V_{DS} maior que 0.3 essa linearidade é perdida.

5.3 Protótipo II

A figura 5.11 apresenta a foto do protótipo desenvolvido para realizar medidas de pH (valor de tensão) por meio tanto do eletrodo de vidro como da membrana de FTO

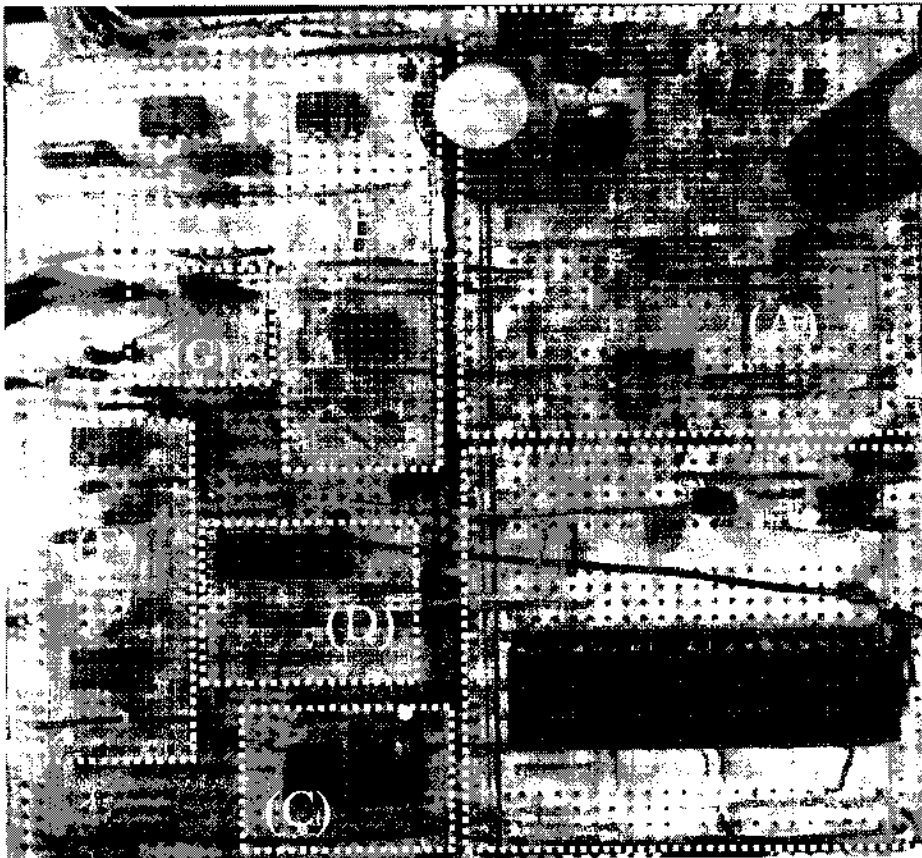


Figura 5.11 Foto do protótipo desenvolvido para realizar medidas pH , realizar aquecimento e medir temperatura.

E possível identificar os seguintes blocos: Fonte de alimentação (A), microcontrolador (B), e um conversor de padrão RS232 para TTL e vice-versa(C), amplificador de ganho

programável PGA (D), dois amplificadores operacionais (E), um DAC de 12 bits para controle de off-set (E), amplificador de instrumentação para sensor eletroquímico (F), entrada para um sensor de temperatura (H).

O primeiro módulo periférico a ser apresentado tem a função de medir tensão referente aos sensores eletroquímicos, em particular o EGFET, como já havia sido mencionado. A descrição do circuito pode ser feita então, adotando-se a seqüência do sinal. Desta forma, o sensor é conectado ao circuito através de um conector BNC (A), segue para um amplificador de instrumentação do tipo INA121 (B). A saída deste amplificador segue para um circuito diferencial, construído a partir de um amplificador operacional em um dos lados do LM358 (C). Este circuito diferencial recebe além do sinal do INA, uma tensão de offset aplicada pelo DAC. Na saída deste circuito, o sinal, somado ao offset, é conduzido ao filtro de segunda ordem montado no lado oposto do mesmo circuito integrado, e da saída deste filtro para um buffer construído a partir de um amplificador operacional, também com LM358 (D).



Figura 5.12 – Esta figura apresenta o módulo para medida de pH através de um amplificador de instrumentação integrado INA121.

O segundo módulo periférico é um medidor de temperatura, por termopar, com compensação térmica na região de junção. Esta compensação é feita pelo circuito

integrado LT1025 (B). A saída deste integrado segue para uma das entradas do amplificador de instrumentação INA 121 (E). Na outra entrada deste amplificador encontra-se acoplado o termopar. A partir da saída do INA, o sinal faz uma trajetória semelhante a que foi descrita no módulo anterior, ou seja, o sinal é conduzido a um circuito diferencial (D), segue para um filtro de segunda ordem (C) e finalmente passa pro um buffer (D) antes de ser entregue ao conector de saída (F).

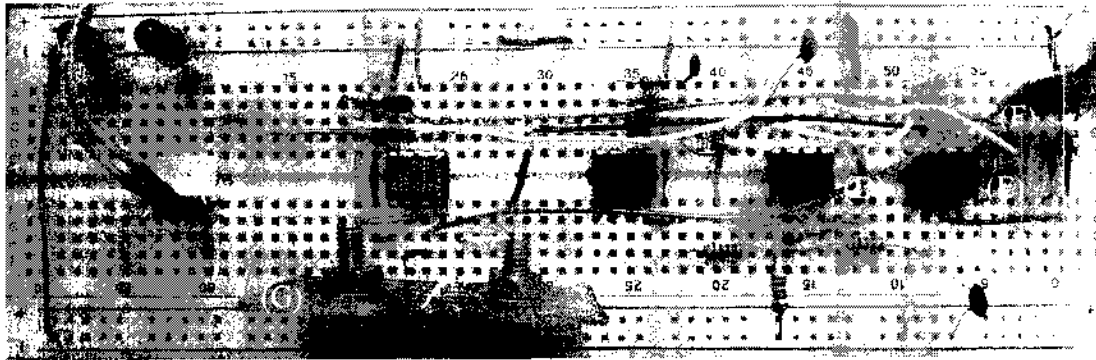


Figura 5.13 - Esta figura os módulos para medida de temperatura com compensação de temperatura e interface óptica.

O optoacoplador MOC 3011 (A) é utilizado como interface entre o microcontrolador e o circuito de potência. O comando para acionar o circuito de potência, vindo do microcontrolador chega ao optoacoplador, através do conector (F).

O terceiro módulo a ser apresentado é justamente o circuito de potência. Este circuito recebe um comando (tensão) no gate do TRIAC, que ao ser acionado permite que a corrente alternada da rede chegue ao resistor de carvão, responsável pelo aquecimento.



Figura 5.14 - Esta figura o módulo para aplicar potência ao resistor responsável pelo aquecimento.

Em termos de software, a figura 5.15 apresenta a interface da primeira versão do programa desenvolvido em linguagem C++ a partir da IDE *Builder*. Esse aplicativo tem

como objetivo permitir que o usuário controle o medidor de pH por meio de qualquer computador pessoal. Em poucas palavras, essa interface permite que o usuário possa acessar diversas funções do equipamento por meio de uma comunicação RS-232.

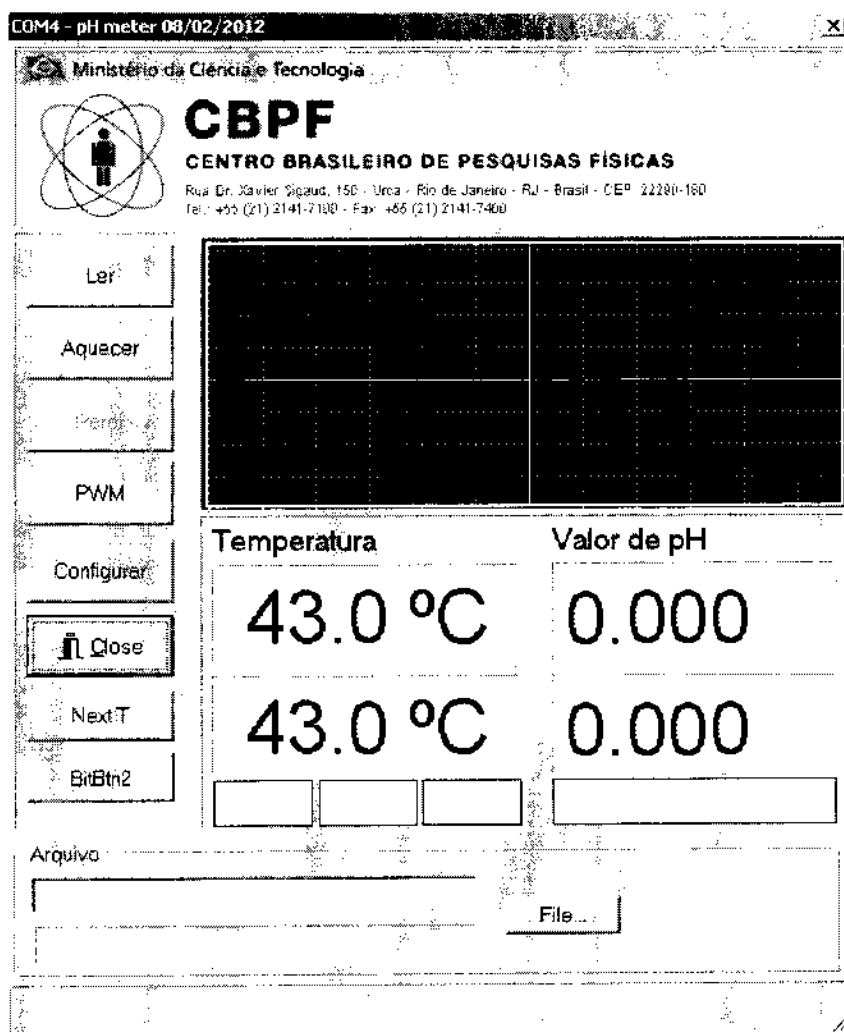


Figura 5.15 - Interface do programa utilizado para controle e transferência de dados com o medidor de pH. Esse programa é desenvolvido em linguagem C++ em conjunto com a biblioteca IO Suite Library disponibilizada gratuitamente pela da Agilent.

Assim como nos outros periféricos, a ideia principal é que por meio deste aplicativo seja possível acessar todos os periféricos conectados ao microcontrolador. Em outras palavras, novamente o microcontrolador pode ser pensando como uma ponte entre o computador pessoal e os periféricos conectados ao microcontrolador. Algumas funções básicas capazes de modificar o funcionamento do hardware foram desenvolvidas. São elas: alterar taxa de comunicação da porta RS-232, ajustar o valor do DAC responsável

por estabelecer o valor de *off-set*, selecionar o ganho assim como o canal do amplificador operacional, realizar leituras por meio do ADC interno do microcontrolador. Partindo dessa concepção, é possível desenvolver diversos tipos de medidas utilizando simplesmente essas rotinas. Por exemplo, o aplicativo disponibiliza ao usuário a possibilidade de monitorar a variação da tensão, ou seja, o valor de pH em função do tempo.

5.3.1 Resposta dos condicionador de sinal

A figura 5.17 apresenta os resultados obtidos relacionados à caracterização elétrica do condicionador de sinal desenvolvido utilizando-se o TL082, enquanto que, a figura 5.18 apresenta a mesma medida através do circuito desenvolvido por meio do INA121. Os testes foram realizados em ambos os casos aplicando-se uma tensão conhecida na entrada do circuito através de uma fonte de tensão programável. Neste caso, foram aplicadas tensões de -400 mV até 400 mV em um intervalo de 50 mV.

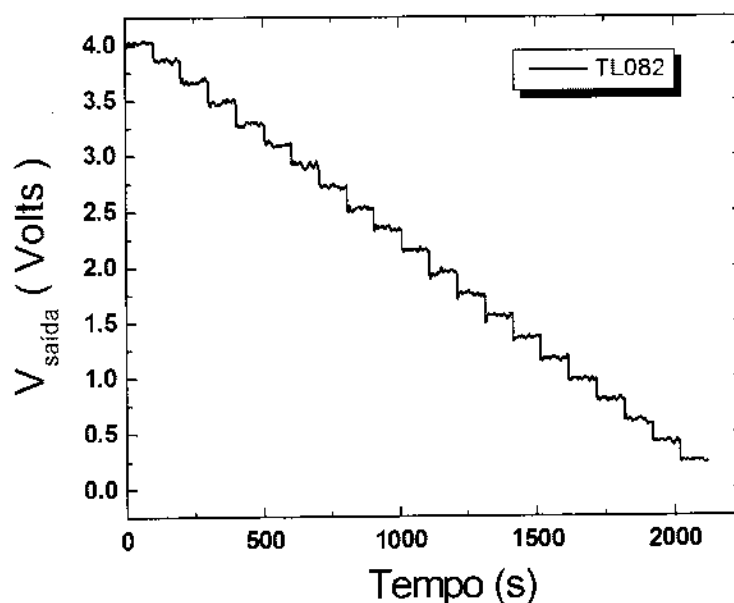


Figura 5.16 Medida de resposta do condicionador de sinal desenvolvido através do TL082 para medidas de pH. Os testes foram realizados por meio de uma fonte de tensão programável.

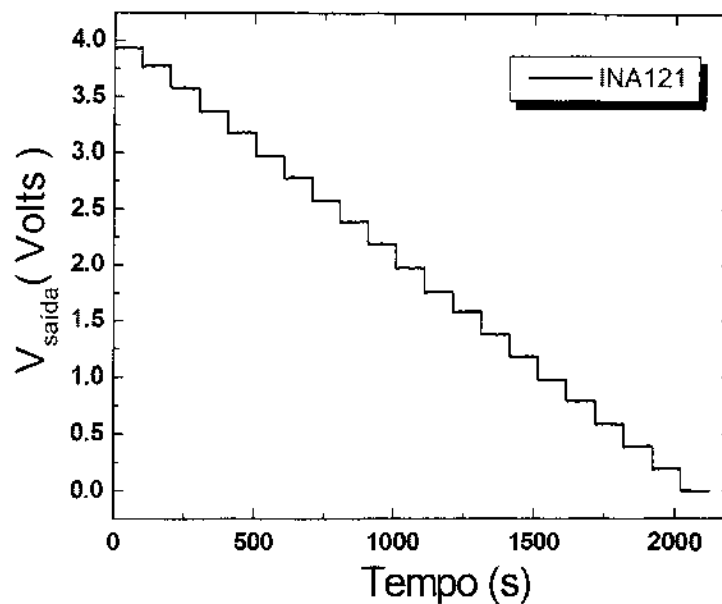


Figura 5.17. Medida de resposta do condicionador de sinal desenvolvido através do INA121 para medidas de pH. Os testes foram realizados por meio de uma fonte de tensão programável.

Os resultados mostram que para segundo circuito a resposta do sensor permanece estável ao longo do tempo, enquanto que, para o primeiro é possível observar oscilações com valores de tensão consideráveis. Além dessas oscilações, a partir da figura 5.18 é possível concluir que o primeiro circuito apresenta uma resposta não linear com relação à tensão de entrada. Dessa forma, o restante dos resultados será apresentado considerando o uso do segundo circuito condicionador.

O gráfico da figura 5.19 foi construído a partir dos valores obtidos das tabelas 01 e 02. Estas tabelas apresentam a média dos valores de tensão de saída para uma determinada tensão de entrada, o desvio padrão, a faixa de valores máximo e mínimo e por fim a amplitude da variação na saída. Repare que os valores de tensão de entradas são aplicados por uma fonte de tensão estável e, portanto permanecem fixos. Como comparação pode-se escolher um determinado valor de tensão de entrada qualquer e verificar a amplitude de variação na saída. Por exemplo, $V_{in} = 0,5$ volts. Observa-se que a tabela 01 referente ao circuito integrado TL082 apresenta variação de 69,7mV. Para o mesmo valor de tensão de entrada o INA apresenta uma variação na saída de 6,9 mV, portanto 10 vezes menos. Outra verificação que pode ser feita é a razão entre os

valores de entrada que variam de 5 em 5 mv e por linearidade a saída deve apresentar a mesma razão. No entanto podemos observar que a razão entre os valores das tensões de saída para o TL082 apresentam grande variação e, portanto falta de linearidade.

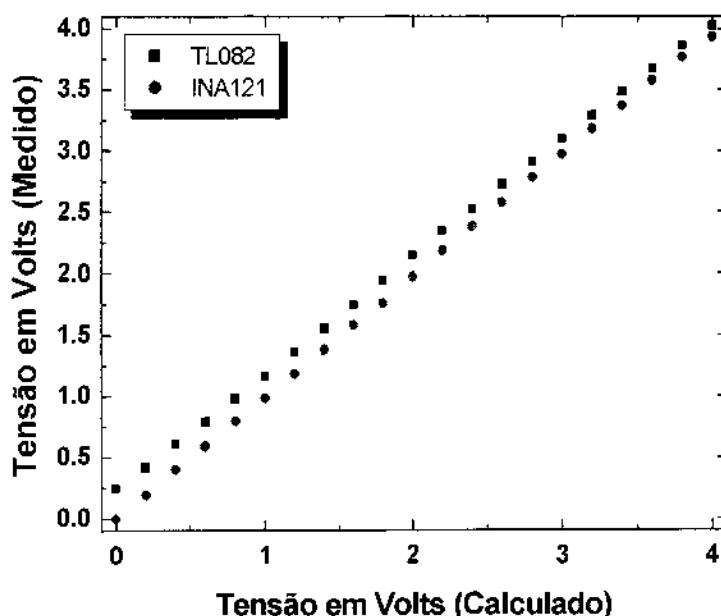


Figura 5.18 Curva de calibração de ambos os condicionadores de sinais. Esses dados foram obtidos do experimento anterior.

Muitos fatores podem ter contribuído para esta diferença de linearidade entre os circuitos em questão. No entanto, vale destacar que a construção do amplificador de instrumentação com o circuito operacional TL082 além de estar mais exposto ação de ruídos por ter suas conexões feitas através do protoboard, diferentemente do INA 121, onde todas as conexões referentes as partes integrantes do amplificador de instrumentação encontram-se encapsuladas no dispositivo.

Tabela 01 - Caracterização do Amplificador de Instrumentação, desenvolvido com amplificadores operacionais TL082

Vin	Média	Sd(Er±)	Se(Er±)	Min	Max	Range
0,50	4,02564	0,01131	0,00113	3,9786	4,0483	0,0697

0,45	3,86571	0,01584	0,00158	3,8262	3,9081	0,0819
0,40	3,67559	0,01586	0,00158	3,647	3,7138	0,0668
0,35	3,4877	0,01752	0,00174	3,4422	3,521	0,0788
0,30	3,2899	0,01707	0,0017	3,2542	3,3206	0,0664
0,25	3,10444	0,01646	0,00164	3,0734	3,1518	0,0784
0,20	2,92389	0,02314	0,0023	2,8674	2,9662	0,0988
0,15	2,7277	0,01362	0,00136	2,6986	2,755	0,0564
0,10	2,52794	0,01393	0,00139	2,493	2,5558	0,0628
0,05	2,34909	0,01552	0,00154	2,321	2,3802	0,0592
0,00	2,15341	0,01096	0,00109	2,1266	2,1826	0,056
-0,05	1,94762	0,02172	0,00216	1,8898	1,9906	0,1008
-0,10	1,75435	0,01561	0,00155	1,703	1,7914	0,0884
-0,15	1,55601	0,01905	0,0019	1,491	1,581	0,09
-0,20	1,36175	0,01183	0,00118	1,3298	1,3838	0,054
-0,25	1,17003	0,01298	0,00129	1,1406	1,201	0,0604
-0,30	0,97895	0,01148	0,00114	0,9478	0,9994	0,0516
-0,35	0,79719	0,01099	0,00109	0,7766	0,8234	0,0468
-0,40	0,60554	0,01917	0,00191	0,5666	0,6514	0,0848
-0,45	0,41799	0,01304	0,0013	0,3798	0,4398	0,06
-0,50	0,24975	0,00851	8,47146E-4	0,2254	0,2618	0,0364

Tabela 02 - Caracterização do Amplificador de Instrumentação, INA 121

Vin	Média	Sd(Er±)	Se(Er±)	Min	Max	Range
0,50	3,93351	0,00143	142,41067μ	3,9294	3,9362	0,0068
0,45	3,77373	0,00357	354,76553μ	3,7594	3,7778	0,0184
0,40	3,57789	0,00281	279,96499μ	3,5714	3,585	0,0136
0,35	3,37349	0,00216	214,91928μ	3,3666	3,3774	0,0108
0,30	3,18364	0,00297	295,93037μ	3,1718	3,1882	0,0164
0,25	2,97783	0,00171	169,67605μ	2,9738	2,9814	0,0076
0,20	2,7848	0,00351	349,4663μ	2,7754	2,7902	0,0148
0,15	2,57793	0,00237	235,59863μ	2,5706	2,5818	0,0112
0,10	2,38807	0,00199	197,80424μ	2,381	2,3918	0,0108

0,05	2,18814	0,0017	169,08711 μ	2,1846	2,1922	0,0076
0,00	1,97543	0,00284	282,54477 μ	1,9682	1,9802	0,012
-0,05	1,7633	0,00299	297,80177 μ	1,7522	1,7682	0,016
-0,10	1,58323	0,00249	247,8803 μ	1,5754	1,587	0,0116
-0,15	1,38278	0,00151	146,85247 μ	1,379	1,3862	0,0072
-0,20	1,18496	0,00253	252,07291 μ	1,1794	1,1914	0,012
-0,25	0,98043	0,00125	124,52407 μ	0,9774	0,9838	0,0064
-0,30	0,79754	0,0012	114,29139 μ	0,795	0,8006	0,0056
-0,35	0,59052	0,00291	289,61247 μ	0,5834	0,5962	0,0128
-0,40	0,39367	0,00247	245,79993 μ	0,3846	0,3986	0,014
-0,45	0,19705	0,00207	205,55943 μ	0,1906	0,2014	0,0108
-0,50	0,00153	6,14672E-4	61,16216 μ	3E-4	0,0027	0,0024

5.4 Protótipo III

O protótipo desenvolvido para a caracterização elétrica do EGFET em modo A.C está apresentado na figura 5.19. Como discutido no capítulo anterior, os principais blocos desse protótipo são um o gerador de sinal senoidal, dois detectores de pico e um medidor de fase. Por meio desta figura é possível identificar os seguintes componentes: microcontrolador PIC18F45K20, MAX232 para a comunicação RS232, DAC de 8 bits em que a saída está conectada a um amplificador operacional em modo seguidor de tensão, um filtro passa-baixa projetado com dois resistores digitais e dois capacitores, um amplificador operacional com ganho programável e uma fonte de tensão simétrica.

A eficiência deste módulo é investigada -se que os dois canais do osciloscópio estão conectados em dois pontos diferentes utilizando um osciloscópio digital TDS200 conectado como mostra o esquema apresentado na figura 5.20. Nota do circuito eletrônico. Dessa maneira, o sinal amostrado pelos canais CH1 e CH2 corresponde ao sinal gerado por meio do DAC antes e depois do filtro respectivamente

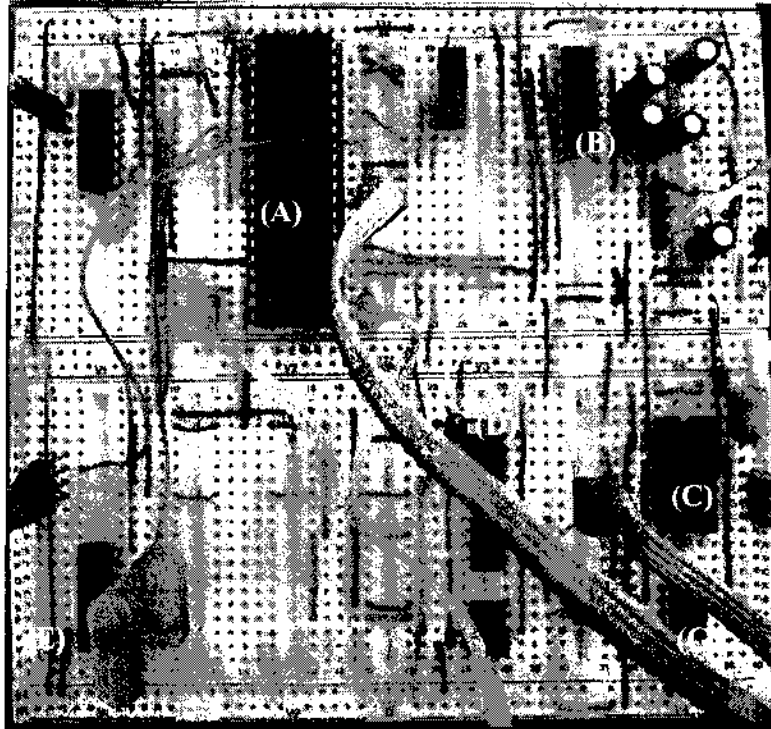


Figura 5.19 Foto do protótipo desenvolvido para o módulo a ser utilizado durante a caracterização elétrica do EGFET em modo A.C Os blocos em destaque são: (B) comunicação serial, (C) DAC08000, (D) filtro passa baixa programável, (G) buffer, (A) microcontrolador, (F) PGA e (E) clock externo.

Para realizar a caracterização elétrica deste módulo foi desenvolvido em linguagem C/C++ um aplicativo cuja interface está apresentada na figura 5.21. Esse aplicativo permite configurar a frequência do sinal gerado, os valores de resistência para o filtro-passa baixa e o valor da tensão utilizado como referência para o DAC. O código do programa para o microcontrolador está apresentado no apêndice D

É possível realizar leituras das tensões provenientes dos dois detectores de pico assim como da tensão elétrica do amperímetro. Pensando na automação dos experimentos para a caracterização do módulo, o programa também permite a comunicação com um osciloscópio digital por meio da porta USB

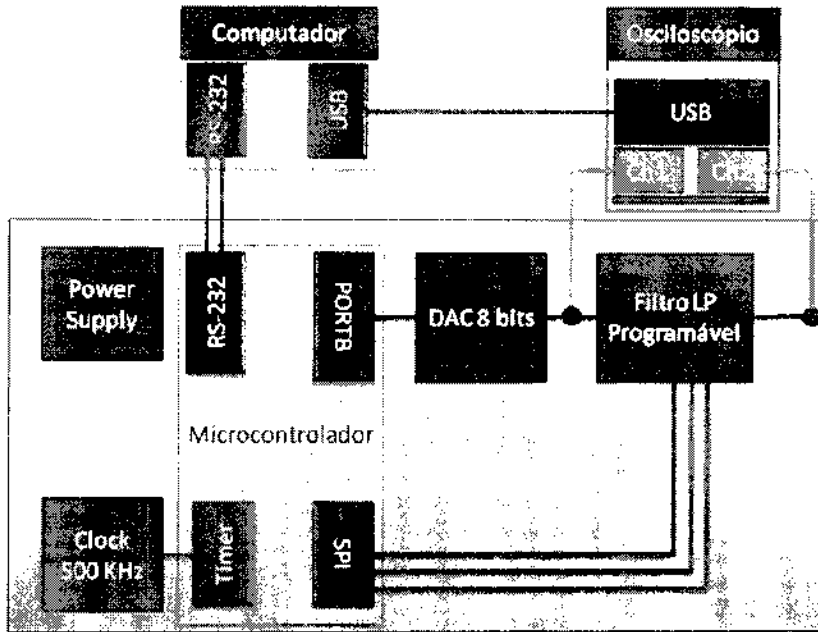


Figura 5.20 Esquema utilizado para caracterizar o gerador de sinal por meio de um osciloscópio conectado a um computador pessoal por meio de uma interface USB.

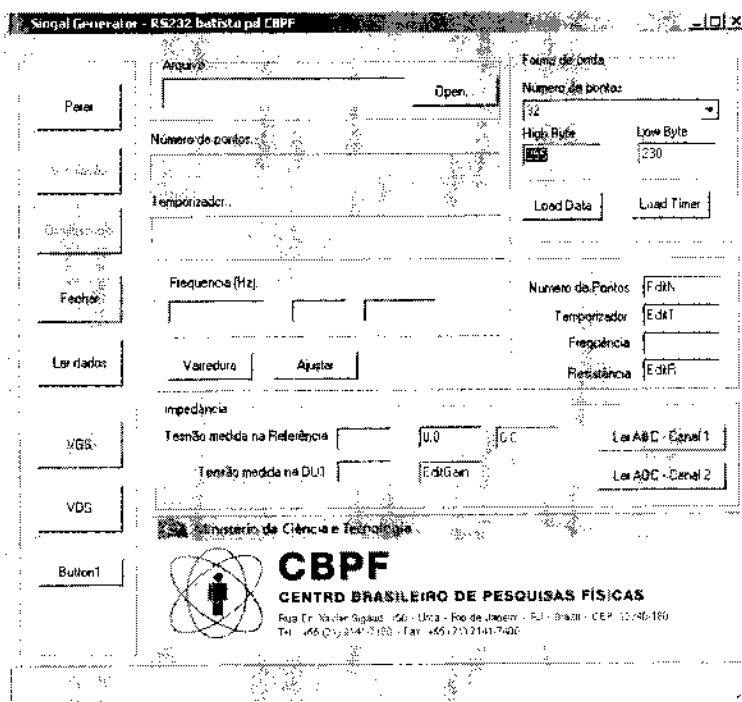


Figura 5.21 Interface do programa desenvolvida para a comunicação via RS232 com o gerador de sinal. O aplicativo também disponibiliza uma comunicação com osciloscópio digital através da porta USB.

5.4.1 Análise do gerador de sinal

A figura 5.22 apresenta o sinal senoidal gerado pelo módulo amostrado antes e depois do filtro passa-baixa. Nota-se que, o sinal antes do filtro passa-baixa apresenta um ruído proveniente do sistema adotado para a geração do sinal senoidal. Entretanto, esse ruído é significativamente reduzido após o filtro passa-baixa.

Essa mesma análise pode ser compreendida quando ambos os sinais são representados em termos de suas componentes em frequência como mostra a figura 5.23. Esse resultado enfatiza relevância da presença do filtro para a redução tanto dos harmônicos como de ruídos proveniente do método utilizado para a geração de um sinal senoidal.

Espera-se que a frequência do sinal de saída dependa de dois importantes fatores: o número de pontos e o intervalo de tempo entre os pontos. Isto é, quanto mais pontos forem usados para a geração de sinal, melhor será a qualidade do mesmo e quanto menor o intervalo de tempo entre os pontos maior será a frequência do sinal.

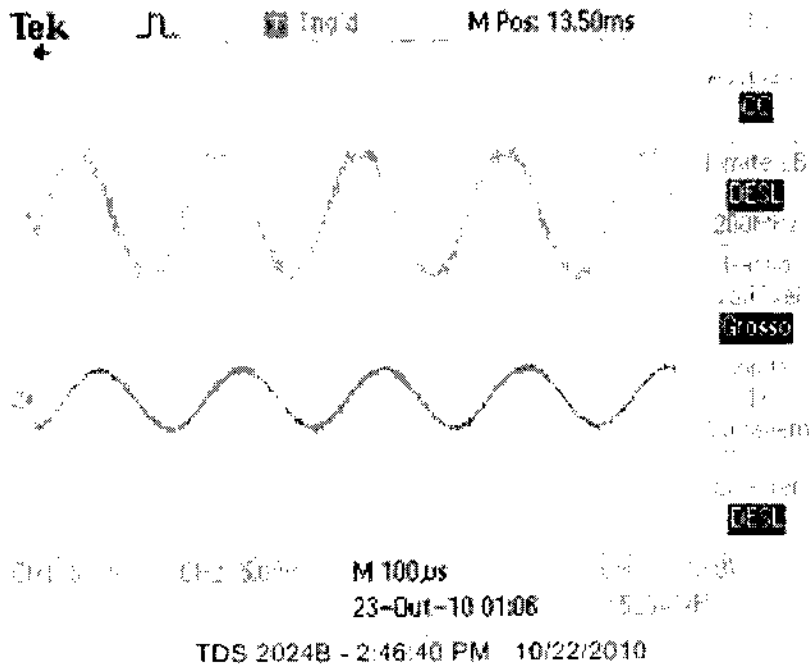


Figura 5.22 Sinal senoidal gerado pelo microcontrolador e obtido por meio do osciloscópio antes (a) e depois da filtragem (b).

A título de exemplo, a figura 5.24 mostra que ao fixar o valor dos registradores do temporizador ao mesmo tempo em que o número de pontos do sinal senoidal é modificado, observa-se sinais senoidais com diferentes frequências.

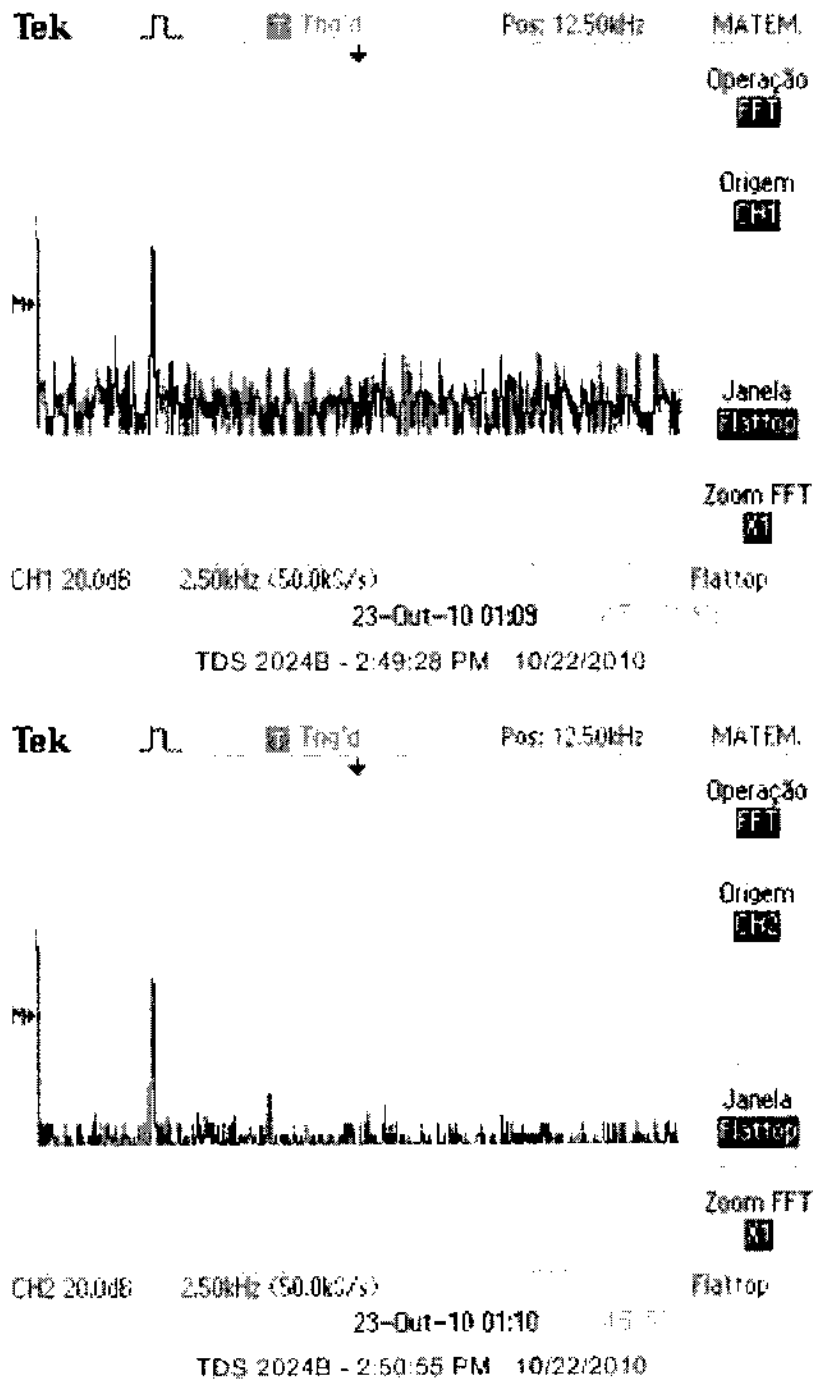


Figura 5.23 O espectro do sinal senoidal gerado pelo microcontrolador e obtido por meio do osciloscópio em modo FFT antes (a) e depois da filtragem (b).

Entretanto, nota-se também que a amplitude do sinal senoidal gerado pelo dispositivo diminui na medida em que a frequência do mesmo aumenta, devido à atenuação do filtro utilizado após o DAC. Nesse caso, a frequência de corte do filtro não é alterada

É possível aumentar ainda mais o número de pontos do sinal gerado, pois essa grandeza está limitada apenas pela quantidade de memória disponível no microcontrolador. Entretanto, essa solução não é adequada, pois o número de pontos está de certa forma vinculada ao intervalo de tempo entre dois pontos. Este por sua vez, está limitado pela velocidade de processamento do microcontrolador e também pela frequência do sinal aplicado ao temporizador do microcontrolador utilizado como base para a geração do sinal.

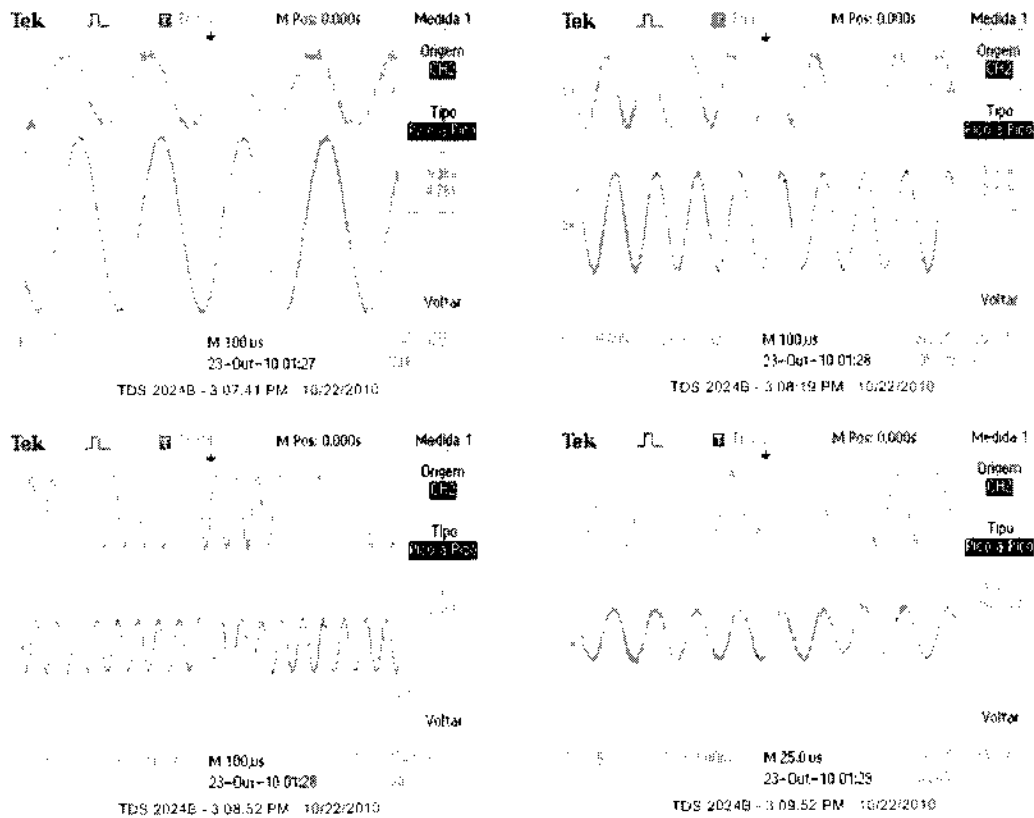


Figura 5.24 Sinal senoidal gerado pelo módulo e digitalizado por um osciloscópio. Esses sinais foram obtidos para diferentes números de pontos ($N_p = 128, 64, 32$ e 16), sendo que o intervalo de tempo entre dois pontos manteve constante.

Como discutido no capítulo anterior o diferencial nesse trabalho é que tanto a amplitude do sinal gerado assim como a quantidade de ruído pode ser controlada por meio do ajuste da frequência de corte do filtro programável. Essa por sua vez pode ser alterada selecionando o valor da resistência dos resistores R1 e R2. Cada um desses resistores digitais possuem um valor de resistência entre 390Ω e $100\text{ K}\Omega$. Isto é, a mínima frequência de corte do filtro é de 160 Hz , enquanto que, a máxima frequência está em 40 KHz . Conclui-se então que é possível estabelecer um vínculo entre a frequência de corte do filtro passa-baixa e a frequência do sinal desejado e, portanto eliminando os sinais com frequência indesejáveis.

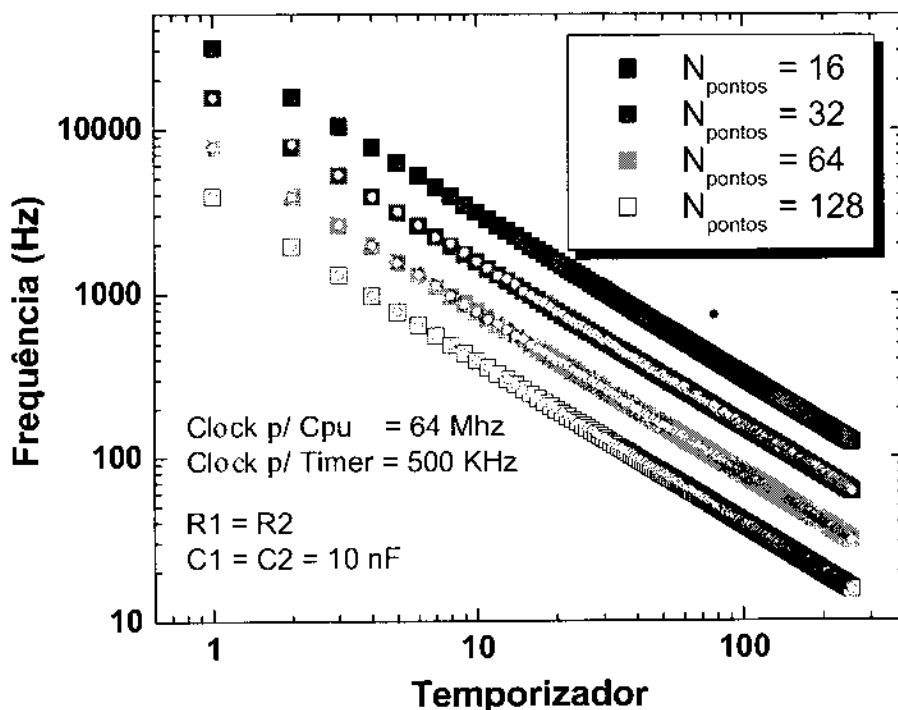


Figura 5.25 Medida da frequência do sinal gerado pelo módulo em função do valor carregado no temporizador e do número de pontos. A resistência dos resistores R1 e R2 responsáveis pelo filtro passa baixo é ajustada de acordo com a frequência esperada.

De uma forma geral, a figura 5.22 ilustra a medida da frequência do sinal gerado pelo módulo em função do número de pontos. Os dados representados por símbolos abertos foram obtidos por meio do osciloscópio, enquanto que, os dados com símbolos fechados são simulados levando em consideração o *clock*, o valor do temporizador e o número de pontos.

É importante frisar que, a coordenada x representa o valor atribuído ao temporizador do microcontrolador c , portanto, a máxima frequência do sinal gerado corresponde a um valor de x próximo de zero, ou seja, o menor intervalo de tempo disponível no microcontrolador.

Esses resultados foram obtidos considerando quatro opções para o número de pontos: (a) $N_p = 16$, (b) $N_p = 32$, (c) $N_p = 64$ e (d) $N_p = 128$. Nota-se claramente que, quanto menor o número de pontos maior a frequência máxima do sinal. É importante destacar que para esse experimento a frequência de corte do filtro passa baixa está acompanhando a frequência do sinal desejado.

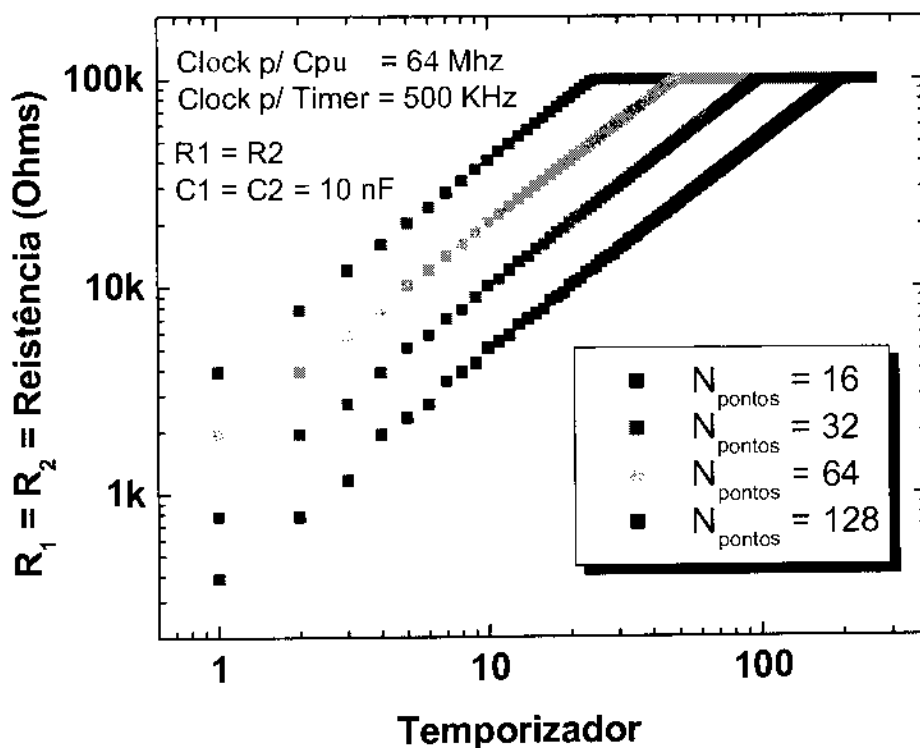


Figura 5.26 Ajusta do valor da resistência do filtro passa-baixa de acordo com a frequência desejada.

Isto é, o aplicativo é capaz de alterar o valor da resistência de acordo com a frequência selecionada para que a frequência de corte esteja próxima a frequência de saída. A figura 5.23 apresenta os valores das resistências dos dois resistores digitais utilizados no

filtro programável. Em resumo, a frequência do sinal pode ser variada entre 50 Hz até 30 KHz.

Entretanto, esse intervalo é discreto e não-linear e conseqüentemente não é possível obter qualquer valor de frequência. Na prática, isso significa que à medida que a frequência do sinal aumenta o número de frequências disponíveis diminui. Essa característica está relacionada ao algoritmo escolhido para a geração do sinal, mas isso não trará grandes dificuldades para a caracterização do EGFET desde que essa deve ser realizada com frequências de até 10 KHz

Por meio deste protótipo está inviável realizar ao mesmo tempo a geração da onda senoidal assim como o monitoramento do sinal de pico para o cálculo da impedância. Essa dificuldade aumenta na medida em que a frequência do sinal senoidal aumenta, desde que, o intervalo no qual os bytes são transferidos da memória RAM para o DAC diminui.

5.4.2 Gerador de sinal por meio do DDS

Dada essas condições, optou-se por substituir tanto o DAC quanto o filtro programável por um gerador de sinal senoidal encapsulado em um único circuito integrado (DDS) como mostra a figura 5.27

Dessa forma, a figura 5.28 investiga a precisão da frequência do sinal gerado pelo circuito eletrônico desenvolvido através do AD9835. Nesse caso, o experimento consiste em medir a frequência do sinal gerado através de um equipamento comercial. Assim, esses dados foram obtidos ajustando a frequência do DDS de 1000 Hz até 500 KHz com intervalos de 1000 Hz.

A partir dos resultados apresentados na figura 5.28 é possível determinar a precisão da frequência gerada. Nota-se (ver figura 5.28) que a maior diferença é obtida para uma frequência de 500 KHz. Entretanto, em toda essa região o erro relativo encontra-se menor que 0.01 %.

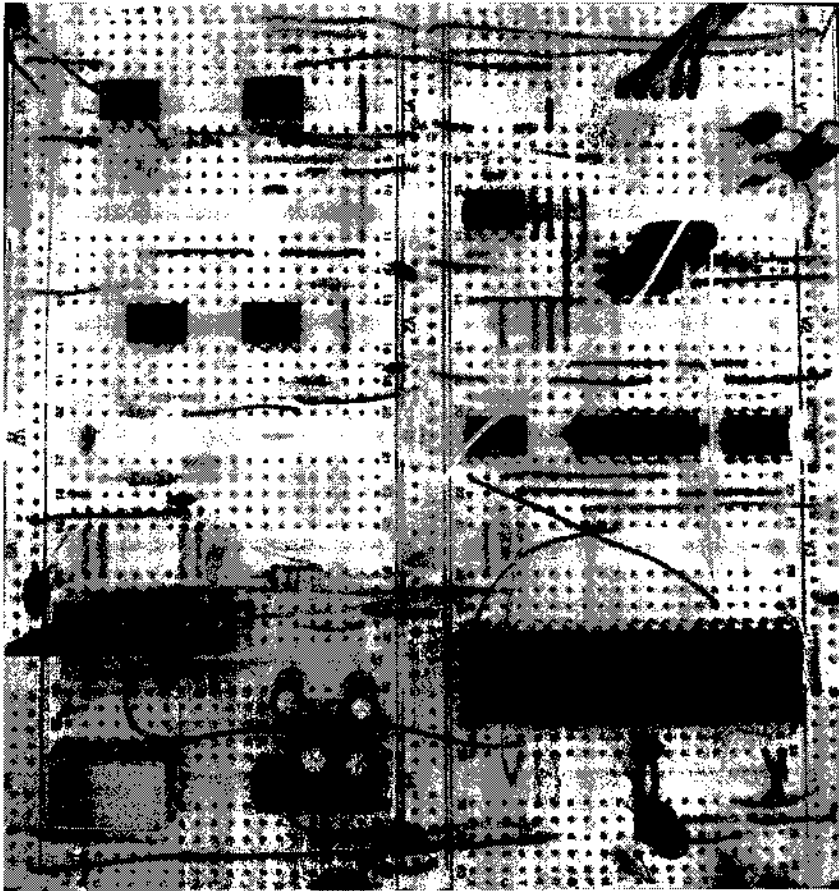


Figura 5.27 - Detalhe da montagem do circuito com DDS. Onde (A) é o clock de referência e (B) a placa de circuito impresso onde se encontra o circuito integrado AD9835, em montagem SMD.

A figura 5.28 apresenta os dados obtidos do estudo tanto da estabilidade como da resolução em frequência do sinal gerado pelo circuito eletrônico. Note que este circuito eletrônico é capaz de gerar sinais senoidais com resolução na ordem de 1Hz. Além disso, os resultados também mostram que a frequência do sinal está estável com relação ao tempo.

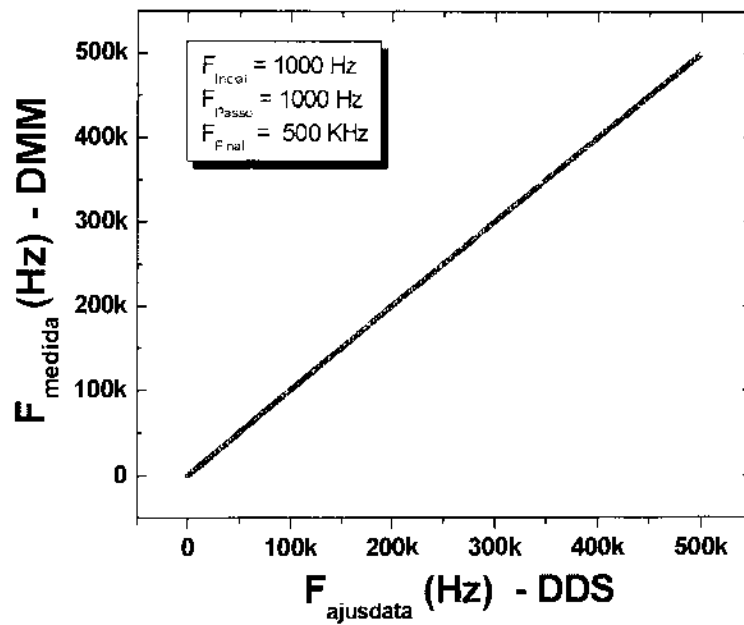


Figura 5.28. Medida da frequência do sinal gerado pelo circuito eletrônico desenvolvido a partir do AD9835. A frequência é ajustada entre 1 K e 500 KHz em intervalos de 1KHz. As medidas foram realizadas utilizando um multímetro digital Fluke.

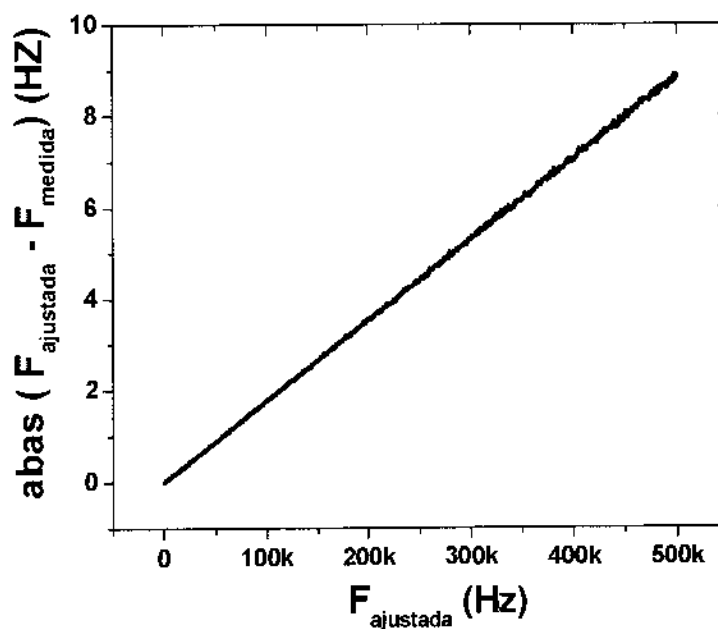


Figura 5.29 Cálculo da diferença absoluta entre a frequência ajustada no DDS e a frequência medida pelo DMM em função da frequência ajustada

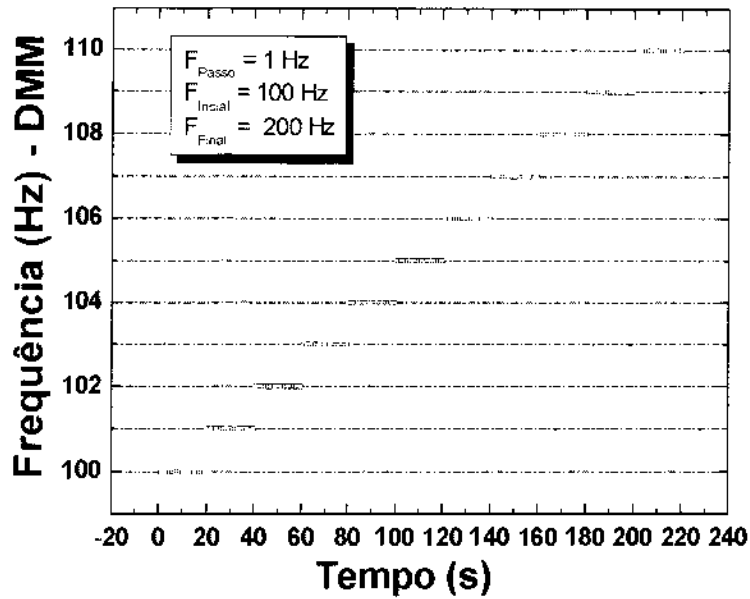


Figura 5.30 Medida da frequência gerado pelo circuito eletrônico em função do tempo para diferentes valores de frequência separadas em intervalos de 1Hz.

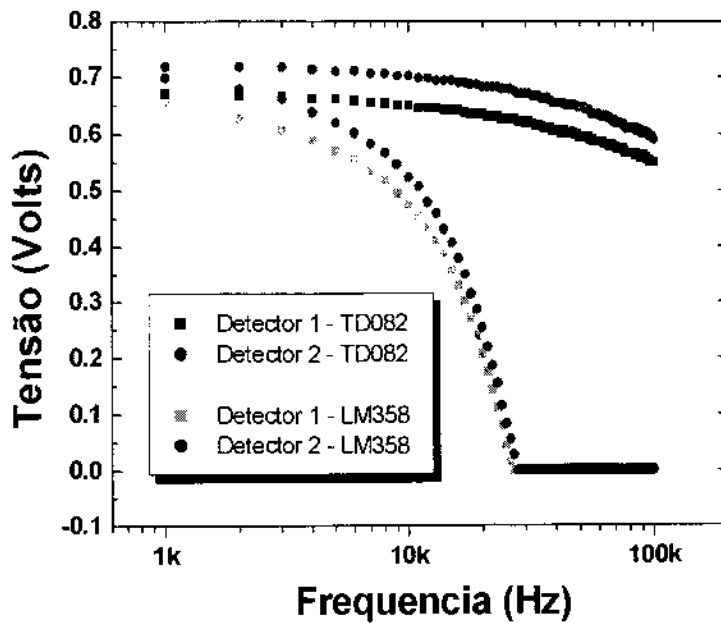


Figura 5.31 Estudo da resposta dos detectores de pico em função da frequência do sinal aplicado.

A figura 5.30 apresenta o resultado obtido da investigação da resposta em frequência dos circuitos responsáveis pela detecção de pico do sinal gerado. À medida que a frequência aumenta nota-se uma redução na tensão de saída dos detectores de pico.

Como mostra a figura, essa redução na tensão está relacionada ao tipo de amplificador operacional utilizado

5.5 Conversor USB Serial

Até então, vínhamos utilizando a comunicação no padrão RS232. Neste ponto, um módulo conversor foi construído e se passou a utilizá-lo. A figura 5.28 apresenta o módulo conversor construído. Neste circuito, o conector USB está conectado ao microcontrolador PIC18F14K50 e o conector DB9, referente ao padrão RS232 está conectado ao circuito integrado MAX232. A comunicação entre o PC e a interface é realizada com padrão USB e entre a interface e o microcontrolador permanece RS232.

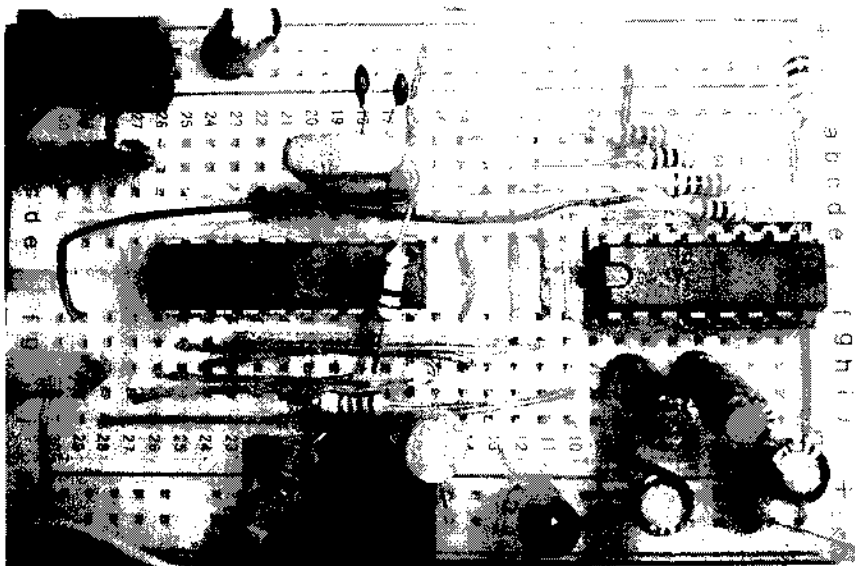


Fig. 5.32 – Detalhe do conversor USB – RS232

Capítulo 6

Resultados – PARTE II

6.1 EGFET em modo D.C com eletrodo de vidro

O funcionamento do EGFET é investigado tendo um eletrodo de vidro do tipo combinado conectado à porta do MOSFET. O eletrodo de vidro está sendo adaptado ao EGFET para permitir que o desempenho do módulo eletrônico seja avaliado na caracterização elétrica desse sensor, desde que, este apresente uma sensibilidade de 55 mV/pH em uma faixa de 2 a 12. O fio relacionado ao sinal de pH é conectado à porta do MOSFET, enquanto que, a outra conexão (terra ou tensão de referência) permanece desconectado do circuito. Embora se reconheça as diferenças construtivas entre um eletrodo combinado e um eletrodo meia célula, espera-se que o eletrodo combinado, nesta configuração, atue como um eletrodo de meia célula. Para completar o sistema de medidas é necessário que um eletrodo de referência também seja imerso na solução. Nesse caso, a tensão que outrora era aplicada à porta do V_{GS} é agora aplicada ao eletrodo de referência e será denominada, então por V_{REF} .

As figuras 6.1 e 6.2 apresentam as curvas características do EGFET obtidos com o eletrodo de vidro imerso em soluções com diferentes valores de pH. A corrente I_{DS} apresentada na primeira figura é obtida fixando um valor de V_{REF} em 2.5 Volts ao mesmo tempo em que valor de V_{DS} varia de 0 até 4V em intervalos de 100 mV. Nota-se que, a corrente a intensidade de I_{DS} depende do valor de pH da solução, de tal maneira, que na medida em que o pH varia de 2 a 12 o valor de I_{DS} reduz de 1.25 para 0.6 mA. Como esperado, a partir desses resultados pode-se verificar uma relação linear entre a raiz quadrada de I_{DS} e os valores de pH como mostra o detalhe na figura 6.3.

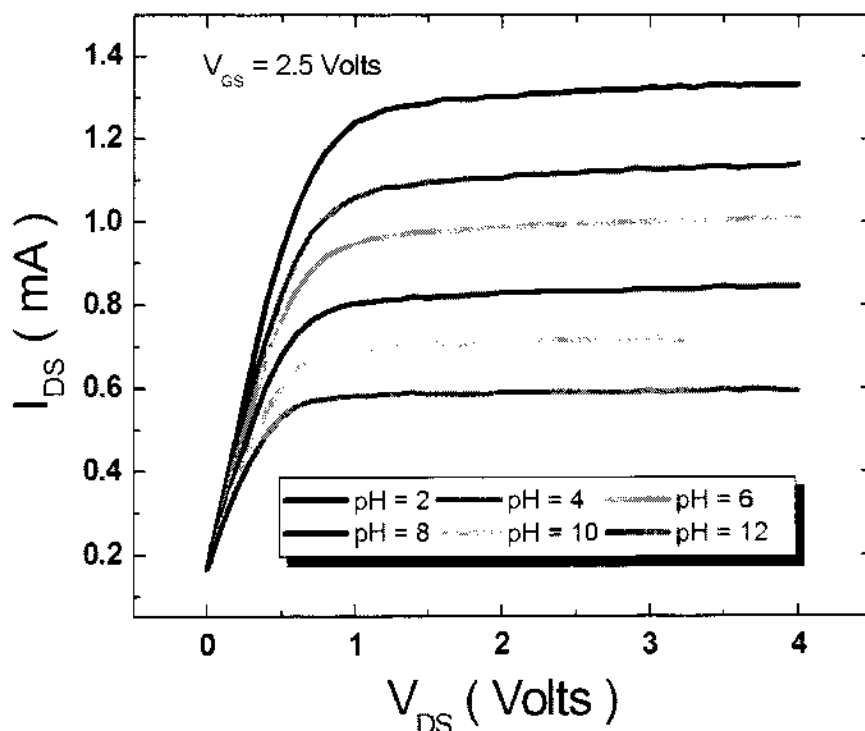


Figura 6.1 Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} (região linear). Esses dados foram obtidos utilizando o CD 4007B.

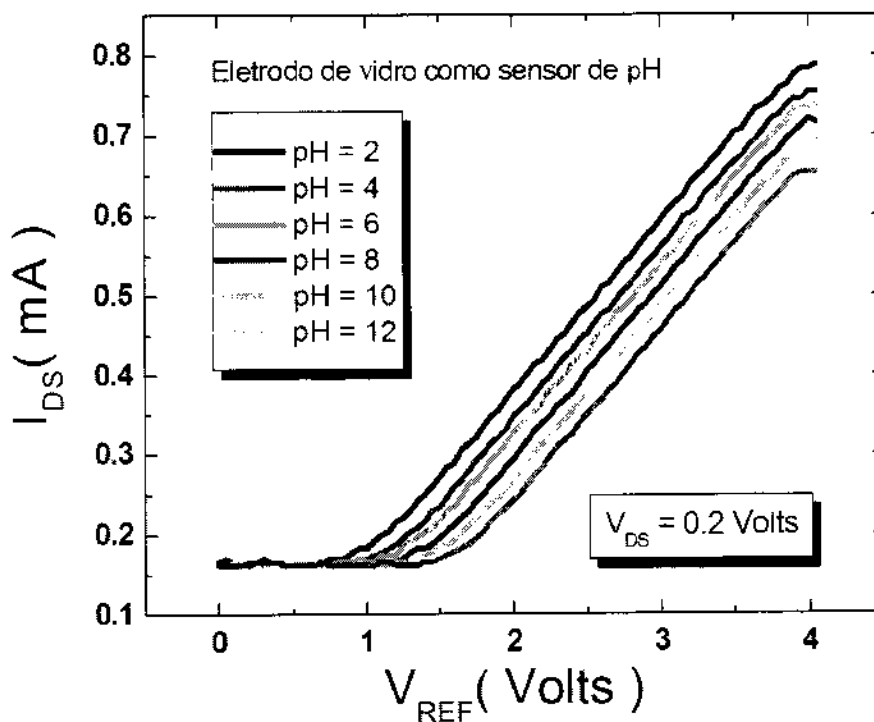


Figura 6.2. Curva característica de I_{DS} versus V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} (região linear). Esses dados foram obtidos utilizando o CD 4007B.

Já a segunda figura corresponde ao experimento em que a corrente I_{DS} é medida com V_{DS} constante ($V_{DS} = 0.2$ Volts) para determinar, a partir da relação linear entre V_{REF} e pH, o valor da sensibilidade do dispositivo. Como mostra o detalhe na figura 6.4, a sensibilidade de sensor pode ser obtida determinando o valor de V_{REF} em função de pH para uma corrente de 0.3 mA.

Note que, as curvas de corrente deslocam-se para a direita na medida em que os valores de pH variam de 2 para 12. Para o ISFET, esse comportamento é compreendido como uma alteração na tensão limiar do dispositivo [REF]. Entretanto, para o EGFET, esse comportamento provavelmente não deva ser explicado dessa maneira.

A partir dos resultados apresentados na figura 5.28 é possível observar que a corrente de saturação para um $V_{REF} > 2$ Volts é superior ao valor de 0.8 mA quando o $pH > 7$. Da mesma forma que para o valor de $pH < 7$ o valor da corrente é inferior a 0.8 mA. Esse valor de corrente corresponde a uma corrente de saturação para o MOSFET com uma tensão de V_{GS} igual a 2 Volts (ver figura 5.9).

É possível levantar a hipótese de que esse deslocamento seja consequência da tensão aplicada à porta do MOSFET proveniente do eletrodo de vidro. Assim, o eletrodo de vidro adiciona uma tensão positiva à porta do MOSFET para $pH < 7$ e negativa para $pH > 7$ fazendo com que o valor de corrente seja deslocado para cima ou para baixo.

Esse comportamento também é observado na figura 5.29, pois curva desloca-se para a esquerda ($pH < 7$) ou para a direita ($pH > 7$) com relação a curva do MOSFET. Assim, espera-se que um valor de pH igual a 7, tanto a curva de saturação como a de linear do EGFET terão o mesmo valor que a do MOSFET, pois a tensão do eletrodo será de aproximadamente 0 Volts.

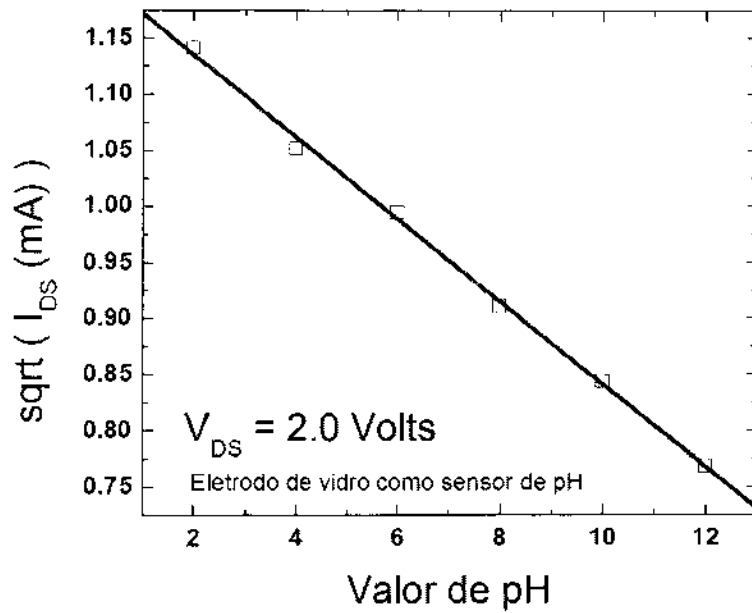


Figura 6.3. Curva da raiz quadrada da corrente IDS do EGFET tendo o eletrodo de vidro como sensor. O valor de corrente é obtida da figura 6.1 considerando $V_{DS} = 2 \text{ Volts}$

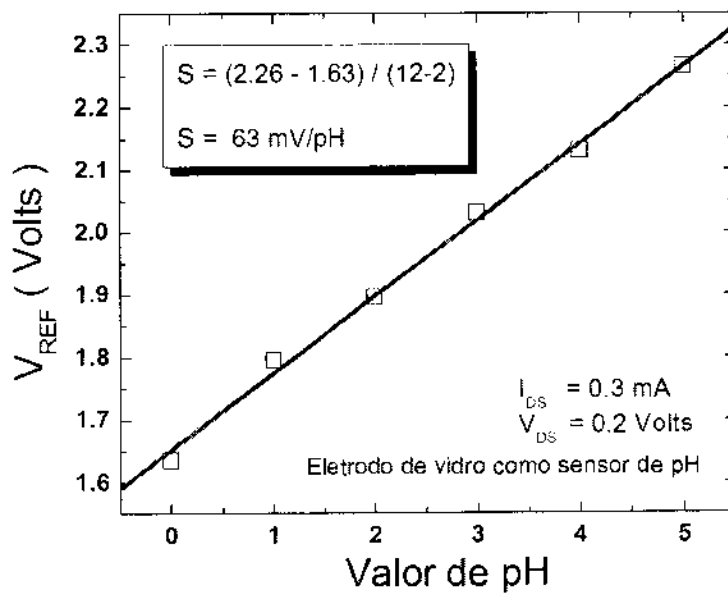


Figura 6.4. Sensibilidade do EGFET tendo o eletrodo de vidro como sensor. Os dados são obtidos 6.2 considerando $I_{DS} = 0.30 \text{ mA}$

6.2 EGFET em modo D.C com o FTO

A título de aplicação do protótipo I serão apresentados os resultados preliminares obtidos durante as primeiras investigações do filme fino de FTO (óxido de estanho dopado com flúor) sendo utilizado como membrana conectada à porta do MOSFET para a detecção e quantificação de íons de hidrogênio.

Este sensor é construído a partir da deposição do Óxido de Estanho dopado com flúor, sobre uma das superfícies de uma lâmina de vidro. Para conectar o sensor ao gate do MOSFET, utilizou-se um cabo coaxial, de modo que apenas a parte interna do cabo fosse conectada ao sensor, mantendo a malha externa desligada pelo lado do sensor.

No entanto, os fios centrais deverão transportar o sinal e a malha externa deverá ligar-se a terra pelo lado do circuito. Desta forma, pretende-se minimizar interferências. Para fixar os fios centrais ao sensor, utilizou-se uma cola condutora, a base de prata. Após a secagem da aplicação de “cola prata”, um revestimento de cola epóxi é aplicado sobre esta região.

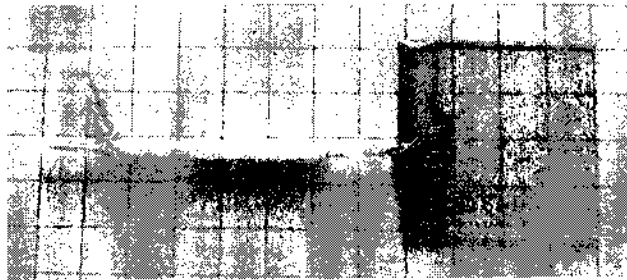


Figura 6.5 Detalhe da montagem do sensor FTO, destacando a utilização da cola prata, cabo coaxial e dimensões do sensor. O Papel quadriculado no qual o sensor está apoiado tem um espaçamento de 5mm

Na outra extremidade do cabo que está conectado ao sensor, os fios centrais são soldados a um conector do tipo BNC. A malha externa é conectada a outro tipo de conector denominado “guarra-de-jacaré”. As figuras 6.6 e 6.7 apresentam as curvas características desse dispositivo obtidas tendo os mesmos parâmetros do experimento com eletrodo de vidro. Nota-se claramente, que ambas as figuras mostram a dependência da corrente do MOSFET com relação ao valor de pH da solução

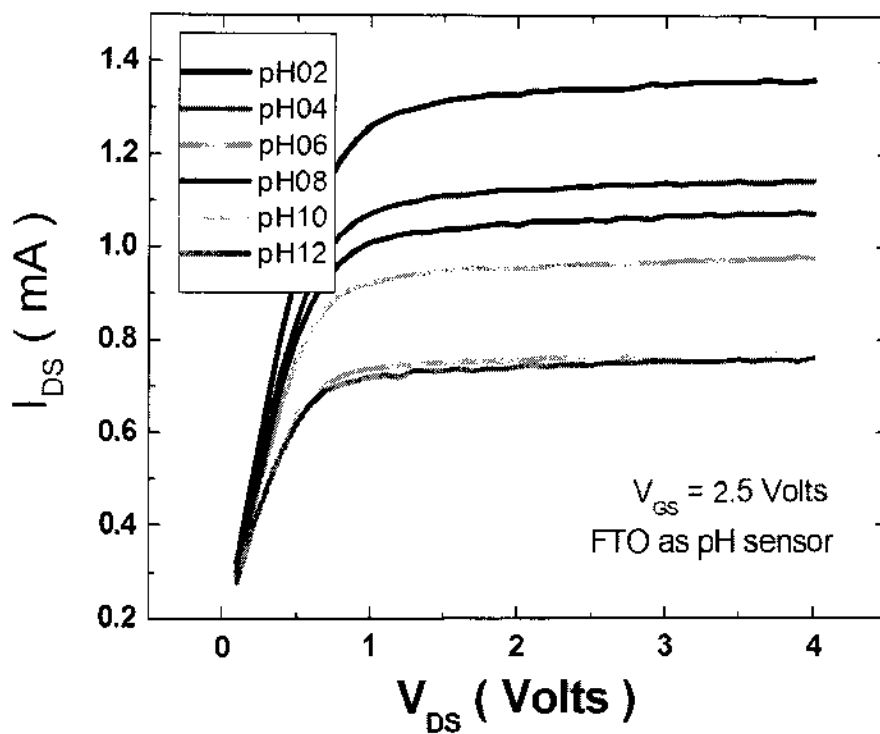


Figura 6.6 Caracterização elétrica do MOSFET com o FTO como sensor de pH.

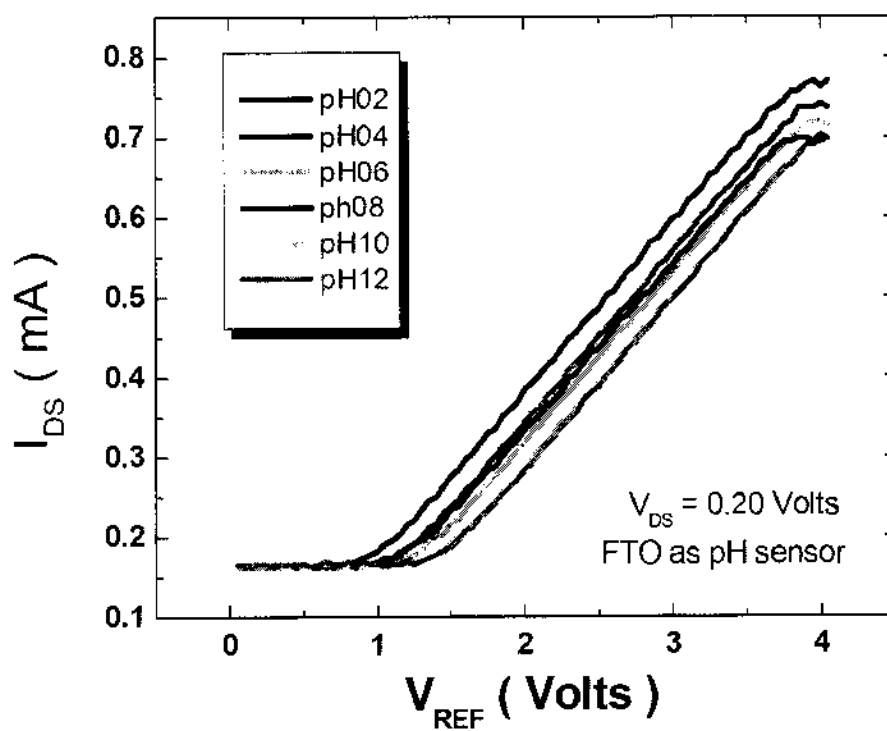


Figura 6.7. Caracterização elétrica do MOSFET com o FTO como sensor de pH.

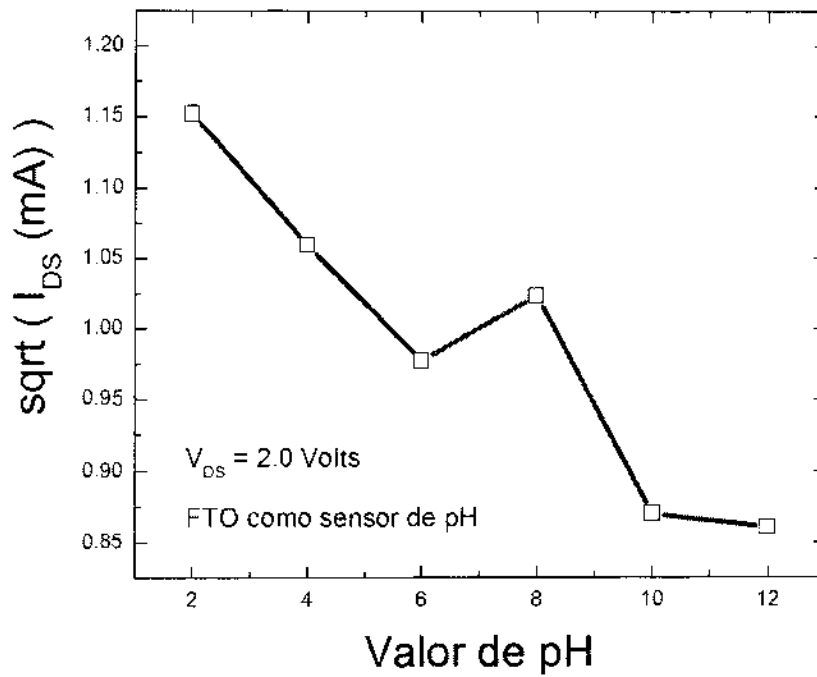


Figura 6.8. Curva da raiz quadrada da corrente I_{DS} do EGFET tendo o FTO como sensor.

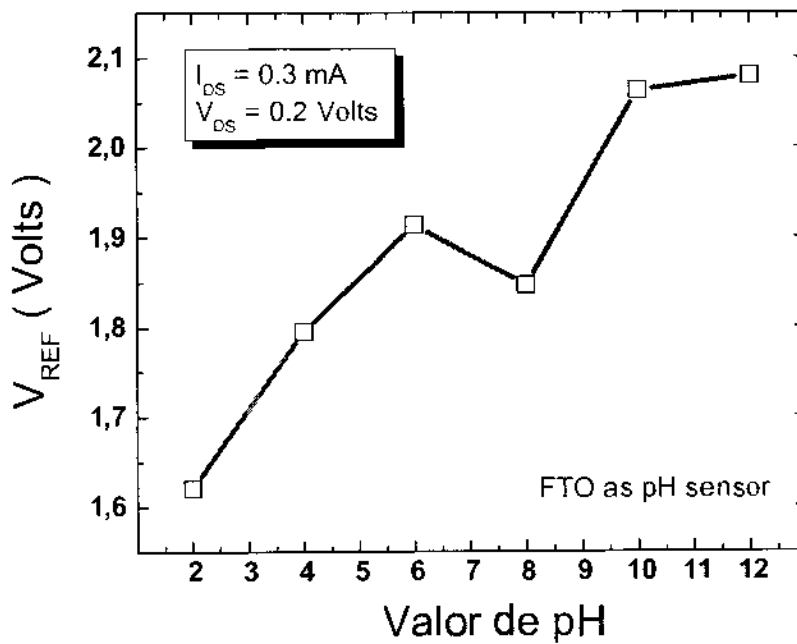


Figura 6.9. Sensibilidade do EGFET tendo o FTO como sensor.

Na figura 6.8, está apresentada a relação da raiz quadrada da corrente em função da tensão VGS. Novamente, a sensibilidade da membrana de FTO como sensor de pH pode ser determinada através da relação entre a tensão VREF e o valor de pH para uma corrente de 0.3 mA apresentada na figura 6.9.

6.3 Estabilidade do EGFET em modo D.C

A figura 6.10 apresenta os resultados obtidos utilizando o medidor de pH com correção de temperatura em que a resposta do sensor de pH é monitorada em função do tempo. Neste caso, o eletrodo de vidro é conectado diretamente na entrada do condicionador de sinal desenvolvido por meio do INA121, desde que este, apresenta uma alta impedância de entrada. Neste experimento o eletrodo de vidro é imerso em solução de pH igual a 2, 4, 6, 8, 10 e 12.

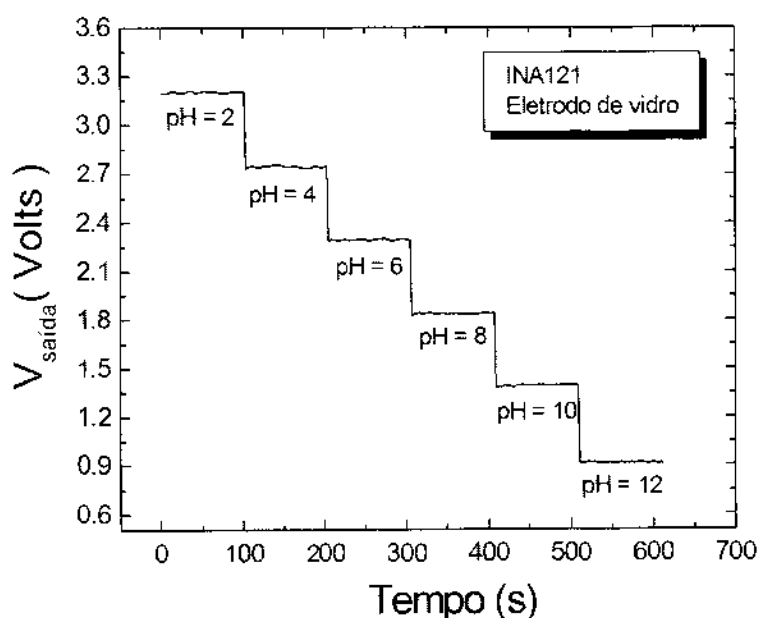


Figura 6.10 Medida da resposta do medidor de pH com correção de temperatura tendo o eletrodo de vidro como sensor. O eletrodo de vidro é conectado diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121.

A partir do gráfico observa-se que o sensor possui uma estabilidade com relação ao tempo para todos os valores de pH. A primeira vantagem dessa medida com relação as anteriores é que o circuito eletrônico apresenta como saída um valor de tensão que pode ser calibrado com relação ao valor de pH.

A tabela abaixo apresenta em detalhe uma pequena análise estatística dos resultados obtidos considerando o eletrodo de vidro conectado diretamente ao circuito eletrônico projetado por meio do INA121 para condicionar o sinal de pH.

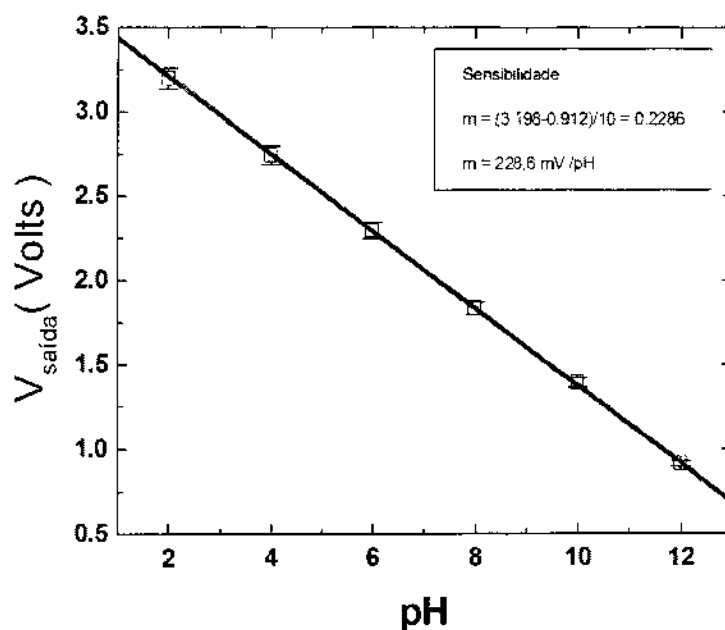


Figura 6.11 Cálculo da sensibilidade do eletrodo de vidro imerso em diferentes valores de pH apresentada na figura 6.10. O eletrodo de vidro é conectado diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121.

Tabela 6.1 - PH medido com circuito INA121					
pH	Média	Sd(yEr±)	Sc(yEr±)	Min(y)	Max(y)
2	3,19828	0,0046	4,577E-4	3,1898	3,2078
4	2,7453	0,00541	5,38672E-4	2,7334	2,7558
6	2,29561	0,00362	3,60664E-4	2,2882	2,3042
8	1,8369	0,00347	3,45077E-4	1,8278	1,8438
10	1,39315	0,00397	3,95088E-4	1,3806	1,4002
12	0,91236	0,00267	2,64845E-4	0,9058	0,9186

Esse circuito também pode ser utilizado para realizar medidas de pH tendo como sensor uma membrana de FTO. Nesse caso, essa membrana é conectada diretamente ao circuito condicionador da mesma maneira que o eletrodo de vidro. A única diferença é que um eletrodo de referência deve também ser utilizado tendo sua entrada aterrada. Como discutido ao longo do texto, essas medidas são importantes pois permite estudar a estabilidade da resposta do sensor em função do tempo. Os resultados mostram que a resposta do FTO se mantém estável ao longo do tempo para todos os valores de pH.

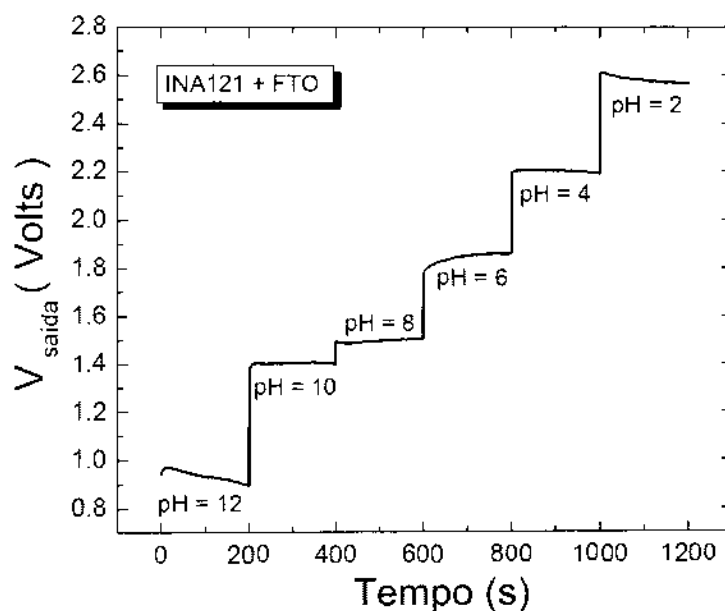


Figura 6.12 Medida da resposta do medidor de pH com correção de temperatura tendo a membrana de FTO como sensor conectada diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121.

Por outro lado, a membrana de FTO apresenta uma resposta não-linear impossibilitando por exemplo a discriminar eficientemente os valores de pH maior que 8. Esse comportamento não-linear pode ser melhor visualizado por meio do gráfico apresentado na figura 6.13.

Finalmente, devido a ausência de uma infra-estrutura adequada, o estudo da resposta desses sensores em função da temperatura serão apresentados em trabalhos futuros. Apresentaremos a seguir apenas uma curva de aquecimento em função do tempo. Nesse caso, o sensor de temperatura foi previamente calibrado tendo como referência um medidor de temperatura comercial.

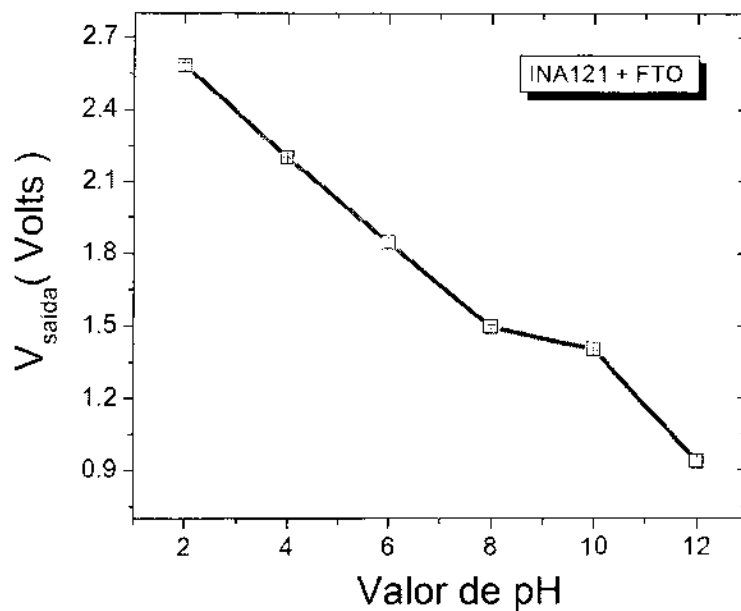


Figura 6.13 Cálculo da sensibilidade FTO imersos em diferentes valores de pH apresentada na figura 6.12. A membrana é conectada diretamente ao condicionador de sinal desenvolvido com o INA121.

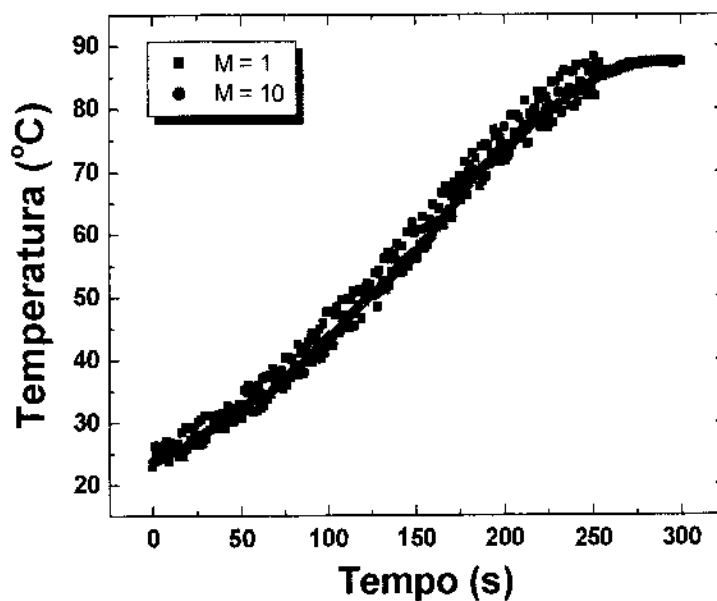


Figura 6.14 Medida de temperatura em função do tempo quando o sistema está em aquecimento.

6.4 Caracterização elétrica do EGFET em modo A.C

Os primeiros resultados obtidos com o estudo da resposta do EGFET em corrente alternada estão apresentados na figura 6.14. Primeiramente, essa figura apresenta a curva de resposta do MOSFET comercial utilizado na construção do EGFET. Nesse caso, um detector de pico (detector 1) está monitorando a tensão aplicada à porta do MOSFET, enquanto que, o outro (detector 2) detecta o valor de pico da corrente entre o dreno e a fonte do MOSFET. Nesse caso, o MOSFET está polarizado com uma tensão D.C no porta de 2.5 Volts e uma tensão entre o dreno e a fonte de 2.0 Volts. Assim, capacitores estão sendo utilizados para o desacoplamento D.C, permitindo então, que apenas a componente AC seja levada em consideração.

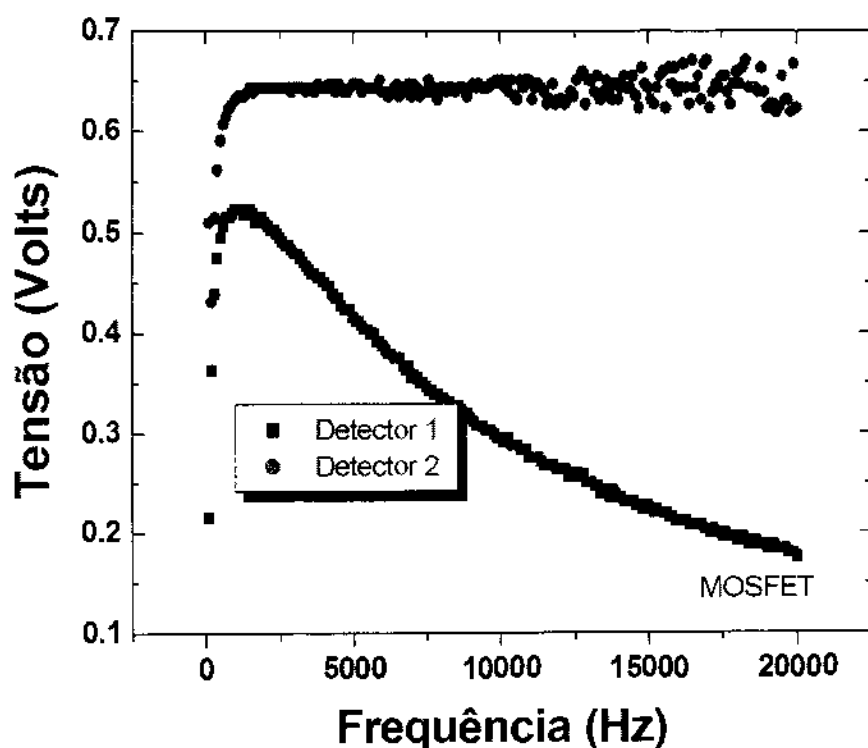


Figura 6.15 – Monitoramento da tensão senoidal aplicada ao MOSFET. Um detector de pico monitora a tensão aplicada à porta, enquanto que, o outro a corrente.

A resposta do MOSFET pode ser obtida dividindo ambos os valores apresentados pelos detectores em função da frequência como mostra a figura 6.16. Os resultados mostram que nessa configuração a amplitude do sinal é reduzida pela metade para uma frequência de 10 KHz. Finalmente, a figura 6.17 apresenta a mesma análise considerando agora um eletrodo de

vidro conectado ao MOSFET comercial. Nesse caso o eletrodo de vidro está imerso em uma solução com pH igual a 2 e 12. Entretanto, nesses resultados preliminares nenhuma alteração na resposta em frequência tem sido notada em função do valor de pH.

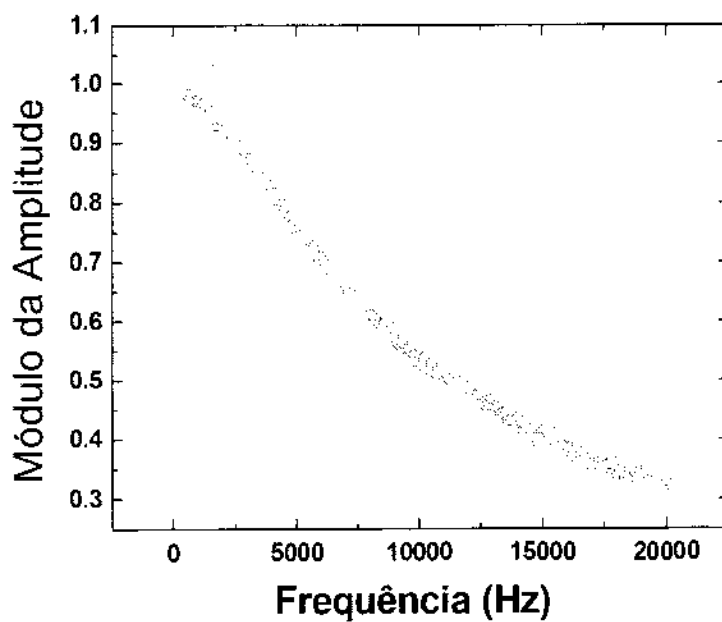


Figura 6.16 Resposta em frequência do MOSFET.

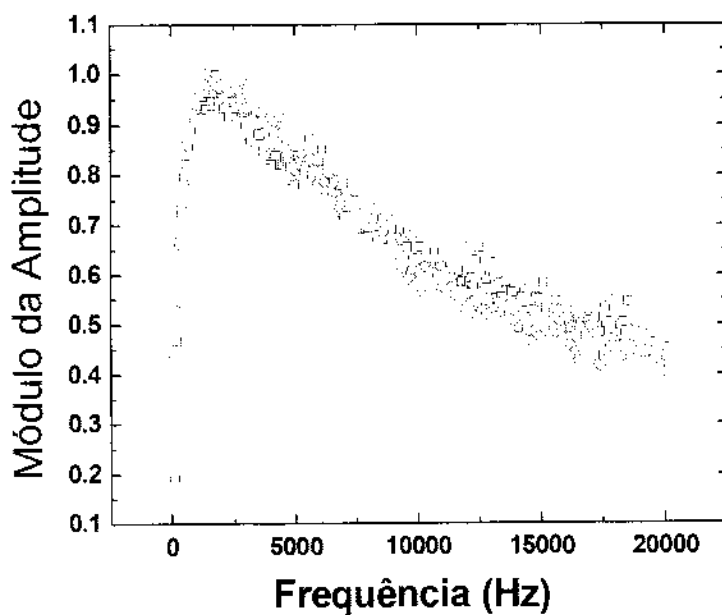


Figura 6.17 Resposta em frequência do EGFET para pH igual a 2 e 12.

Capítulo 7

Conclusão

Este trabalho esteve envolvido com o desenvolvimento de instrumentos de medida para caracterização elétrica de EGFET. Nesse sentido, apresenta-se o projeto de três módulos eletrônicos, tendo como princípio o funcionamento deste sensor. Todos esses módulos foram desenvolvidos tendo como principal componente um microcontrolador PIC18F14k20 fabricados pela empresa Microchip. Todos os módulos podem ser controlados através de uma comunicação USB. Foram desenvolvidos programas tanto para o microcontrolador como para o computador pessoal.

O primeiro módulo é capaz de caracterizar o EGFET em modo D.C. Para isso este módulo contém duas saídas de tensão analógicas e um medidor de corrente. Os resultados apresentados mostram que esse módulo é capaz de obter de maneira satisfatória a curva do MOSFET. Além disso, foram realizados testes na caracterização do EGFET tendo como membrana um eletrodo de vidro e uma membrana de filme fino FTO. Nota-se que por meio deste módulo é capaz de apresentar o funcionamento do EGFET como sensor de pH. Por exemplo, usando o eletrodo de vidro obtém-se uma resposta de 55mV/pH. Para o caso do FTO nota-se que o mesmo não é capaz de diferenciar soluções com pH maior que 10. Concluímos então que este módulo eletrônico está preparado para ser utilizado na pesquisa para o desenvolvimento de sensores de pH tendo como princípio o efeito de campo, por exemplo, o ISFET, EGFET.

O segundo módulo foi projetado para medir o valor de tensão proveniente de sensores ao longo do tempo e em função da temperatura. Para isso, esse módulo é composto por dois circuitos condicionadores de sinais, um para sensor de pH e outro para temperatura. O aquecimento é realizado por um circuito eletrônico tendo como base uma modulação por largura de pulso. Esse sistema tem como objetivo proporcionar uma instrumentação capaz de monitorar a medida da tensão, ao contrário da corrente proveniente da adsorção de cargas. Nessa perspectiva, este módulo eletrônico pode ser utilizado para investigar a histerese e estabilidade do sensor. Além disso, este módulo também pode ser utilizado como um medidor de pH padrão com correção de temperatura.

Finalmente, o terceiro módulo consiste em investigar a resposta em frequência de EGFET quando imerso em solução com diferentes valores de pH. Para isso, é necessário aplicar sinal senoidal ao sensor ao mesmo tempo em que a resposta deve ser monitorada. Nesse sentido, foi desenvolvido primeiramente, um gerador senoidal por meio de um DAC paralelo seguido por um filtro passa baixa cuja frequência de corte pode ser ajustada. Para medir a resposta do sensor utiliza-se dois detectores de pico. Entretanto nota-se que esse sistema torna-se inviável para altas frequências ($> 30\text{KHz}$) devido a velocidade do microcontrolador. Como solução optou-se então por utilizar um circuito integrado capaz de gerar um sinal senoidal com frequência de até 25MHz e resolução de 0.1Hz . Esse sistema mostrou-se eficiente pois a geração do sinal não é realizada pelo microcontrolador. Os testes preliminares para caracterização do EGFET em modo A.C não mostraram nenhuma influência na resposta em frequência em função do valor de pH. Entretanto, um estudo mais detalhado desse sistema deve ser realizado. Acredita-se que esse sistema possa ser utilizado para o estudo de adsorção de proteínas em filmes finos.

Todos os esquemas elétricos apresentados nessa dissertação foram elaborados utilizando um programa específico para desenho de esquemas elétricos (Altium). Como trabalho futuro, incentiva-se a elaboração dos desenhos relacionados as placas com os circuitos eletrônicos desenvolvidos. Nesse sentido, nota-se que existe a possibilidade de montar diferentes módulos eletrônicos dependendo da aplicação.

Referência

-
- [01] W.Göpel, J. Hesse, J.N. Zemel, *Sensors A Comprehensive Survey - Chemical and Biochemical Sensors, Part I Vol 02*, pp02 (1991).
- [02] W.Göpel, J. Hesse, J.N. Zemel, *Sensors A Comprehensive Survey - Fundamentals and General Aspects, Vol 01*, pp 560 (1989).
- [03] Bansi D. Malhotra, Asha Chaubey, *Biosensors for clinical diagnostics industry, Sensors and Actuators B 6931* (2003) 1-1
- [04] M.I. Schöning, A. Poghossian, *Recent advances in biologically sensitive field-effect transistors, Analyst 127* (2002) 1137-1151.
- [05] P. Berbggeld, *Thirty years of ISFETOLOGY What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years. Sensors and Actuators B (88)* 1-20
- [06] S. M. Sze, *Semiconductor Sensors*, 1994 John Wiley & Sons, Inc.
- [07] J. Van Der Spiege, I. Lauks, P. Chan and D. Babic, *The Extended Gate Chemically Sensitive Field Effect Transistor as Multi-Species Microprobe ,Sensors and Actutators*, 4 (1983) 291-298.
- [08] Le-Te Yin, Jung-Chuan Chou, Wen-Yaw Chung, Tai-Ping Sun, Shen-Kan Hsiung, *Separate structure extended gate H⁺-ion sensitive field effect transistor on a glass substrate, Sensor and Actuators B 71* (2000) 106-111.
- [09] Li-Lun Chi, Jung-Chuan Chou, Wen-Yaw Chung, Tai-Ping Sun, Shen-Kan Hsiung, *Study on extended gate field effect transistor with tin oxide sensing membrane, Sensor and Actuators B 63* (2000) 19-23.
- [10] Batista PD et all, *ZnO extended-gate field-effect transistor as pH sensors, Applied Physics Letter 87*, 1435508 ,2005
- [11] Batista et all, *SnO2 Eextended Gate Field-Effect Transistor as pH sensor, Brazilian Journal of Physics*, vol 36, no. 2A, 2006.

- [12] Jung-Chuan Chou et al., **Preparation of the SnO₂ Gate pH-Sensitive Ion Sensitive Field-Effect Transistor by the Sol-Gel Technology and Its**
- [13] Batista PD, Mulato M, **Polycrystalline fluorine-doped tin oxide as sensing thin film in EGFET pH sensor**, *J Mater Sci* (2010) 45:5478–5481.
- [14] Mazidi, Muhamaad Ali, Mckinlay, Ralin D, Causey, Danny ,**PIC MICROCONTROLLER and EMBEDDED SYSTEM using assembly and C for PIC 18.**
- [15] Di Jasio, Lucio; Wilmshurst, Tim; Ibrahim, Dogan; Marton, John; Bates, Martin P.; Smith, Jack; Smith, D.W.; Hallebuycyk, Chuck, **PIC Microcontrollers, Newnes Know it al series**, Elsevier Inc. , 2008
- [16] Sergio M. Rezende, **A Física de Materiais e dispositivos eletrônicos**, Editora da Unvirsidade Federal de Pernanbuco – Recife 1996.
- [17] Sedra, Adel S. , **Microeletronica** , Person Hall 2007.
- [18] Daniel P. Foty, **MOSFET Modeling with Space Principles and Practice**, 1997.
- [19] Andrei B. Kharitonov, Julian Wasserman, Eugenii Katz, and Itamar Willne, **The Use of Impedance Spectroscopy for the Characterization of Protein-Modified ISFET Devices: Application of the Method for the Analysis of Biorecognition Processes**, *J. Phys. Chem B* 2001, 105, 4205–4213
- [20] J. M. Chovelo, N. Jaffrezic-Renault, Y. Cros, J.J Fombon, D. Pedone, **Monitoring of ISFET encapsulation aging by impedance measurements**, *Sensors and Actuators B*, 3 (1991) 43-50.
- [21] Jung-Chuan Chou, Chen-Yu Weng, Hsjian-Ming Tasi, **Study on temperature effects of Al₂O₃ gate pH-ISFET**, *Sensors and Actuators B* 81 (2002) 152-157.
- [22] Jung-Chuan Chou, Chen-Yu Weng, **Sensitivity and hysteresis effect in Al₂O₃ gate pH-ISFET**, *Materials Chemistry and Physics* 71, 2001.
- [23] Jung Chuan Chou, Yii Fang Wang, **Temperature Characteristics of a-Si:H Gate ISFET**, *Materials Chemistry and Physics* 70, 2001.
- [24] Jung-Chuan Chou, Ching-Nan Hsiao, **Drift behavior of ISFET with a-Si:H-SiO₂ gate insulator**, *Materials Chemistry and Physics* 631, 2000.
- [25] J. Castelló, R. Garcia-Gil, J.M. Espí **A PC-based low cost impedance and gain-phase analyzer**, *Measurement*, 41, 2008.

- [26] Serdar Karadeniz, Necmim Serin, *Useful and low cost instrument for capacitance measurements*, Review of Scientific Instruments 71, 2000.
- [27] AN737, *Using Digital Potentiometers to Design Low-Pass Adjustable Filters* Microchip Technology Inc., 2004
- [28] MCP41XXX/42XXX *Single/Dual Digital Potentiometer with SPI™ Interface*, 2003 Microchip Technology Inc.
- [29] PIC18F23K20/24K20/25K20/26K20/43K20/44K20/45K20/46K20 Microchip Technology Inc. *Operational Data Sheet 28/40/44-Pin Flash Microcontrollers with nano Watt XLP Technology*, 2010.
- [30] MCP6S21/2/6/8, *Single-Ended, Rail-to-Rail I/O, Low Gain PGA*, Microchip Technology Inc., 2003
- [31] *Analysis of the Sallen Key Architecture*, application report, Texas Instruments Incorporated, 2002.
- [32] MCP1525/41, *2.5V and 4.096V Voltage References*, Microchip Technology, 2005
- [33] PIC14F/LF1XK50, *20-Pin USB Flash Microcontrollers with nanoWatt XLP Technology*, Microchip Technology Inc, 2010
- [34] MCP4802/4812/4822, *8/10/12-Bit Dual Voltage Output Digital-to-Analog Converter with Internal VREF and SPI Interface*, Microchip Technology Inc, 2010.
- [35] TL082, *Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier*, National Semiconductor Corporation, 2004
- [36] Keithley, *Low Current Measurements*, Application Note Series, 2007.
- [37] INA121, *FET-Input, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER*, Burr-Brown Corporation, 1997
- [38] BTA40 and BTA/BTB41 Series, *40A TRIACS*, STMicroelectronics, 2001
- [39] LT1025, *Micropower Thermocouple Cold Junction Compensator*, Linear Technology Corporation, 1988.
- [40] AD9835, *50 MHz Direct Digital Synthesizer, Waveform Generator*, Analog Devices, Inc., 1998

- [41] *DAC0800/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters, National Semiconductor Corporation, 1999.*
- [42] *LM340/LM78XX Series, 3-Terminal Positive Regulators, 2001 National Semiconductor Corporation*
- [43] *LM79XX Series, 3-Terminal Negative Regulators, National Semiconductor Corporation, 2001*