



UFAM - Engenharia Elétrica

**MODELO ELÉTRICO ALTERNATIVO E CIRCUITO DE
CONDICIONAMENTO COM COMPENSAÇÃO DO EFEITO DA
TEMPERATURA PARA SENSORES ISFET SENSÍVEIS A PH**

Manaus

Julho de 2018



UFAM - Engenharia Elétrica

LUCIANO LOURENÇO FURTADO DA SILVA

**MODELO ELÉTRICO ALTERNATIVO E CIRCUITO DE
CONDICIONAMENTO COM COMPENSAÇÃO DO EFEITO DA
TEMPERATURA PARA SENSORES ISFET SENSÍVEIS A PH**

Dissertação apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof^o. Dr. Carlos Augusto de Moraes
Cruz

Manaus

Julho de 2018

S586m Silva, Luciano Lourenço Furtado da
Modelo elétrico alternativo e circuito de condicionamento com
compensação do efeito da temperatura para sensores ISFET
sensíveis a pH / Luciano Lourenço Furtado da Silva. 2018
77 f.: il. color; 31 cm.

Orientador: Carlos Augusto de Moraes Cruz
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade
Federal do Amazonas.

1. Isfet. 2. Sensor de pH. 3. Limite de Nernst. 4. Compensação de
Temperatura. I. Cruz, Carlos Augusto de Moraes II. Universidade
Federal do Amazonas III. Título

Dedico este trabalho a toda minha família e aos meus amigos.

“A coisa mais importante na vida é estar ao lado daqueles que você ama.”

Resumo da dissertação apresentada à Coordenação do curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

MODELO ELÉTRICO ALTERNATIVO E CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO
COM COMPENSAÇÃO DE EFEITO DE TEMPERATURA PARA SENSORES
ISFET SENSÍVEIS A PH

Luciano Lourenço Furtado da Silva

Julho/2018

Orientador: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Curso: Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Nas últimas décadas, uma atenção especial vem sendo dada ao estudo de biosensores baseados em silício no campo de aplicações bioanalíticas, devido as suas características favoráveis de operação que incluem: boa sensibilidade, velocidade de processamento, miniaturização e baixo custo. Entre estes, o Transistor de Efeito de Campo Sensível a Íons (ISFET) é um dos biosensores mais populares e é tido como o primeiro sensor químico à base de silício miniaturizado. O ISFET utilizado convencionalmente como sensor de pH, tem sido amplamente utilizado para medir a concentração de íons de hidrogênio de uma substância (H^+ ou OH^-) [1] [2].

Este trabalho apresenta um modelo alternativo para sensores ISFET com base nas limitações de simulação do modelo clássico apresentado por Martinoia [3] [4]. O modelo alternativo pode ser empregado tanto em simulações de regime permanente quanto transientes, incluindo também o efeito da temperatura, onde se deseja investigar o sinal elétrico resultante de um circuito de leitura utilizado para o tratamento inicial do sinal transduzido por um sensor ISFET sensível a pH . O estágio eletroquímico de um

ISFET é responsável por emular a sensibilidade a íons do dispositivo. O modelo alternativo é capaz de representar esse estágio por meio de uma topologia de circuito mais simples do que as encontradas na literatura, sem perda de generalidade. Os resultados de simulação empregando o modelo de ISFET proposto são compatíveis com os apresentados na literatura, afirmando assim sua eficácia.

Este trabalho apresenta ainda um circuito de condicionamento de sinais para sensores ISFET sensíveis a pH com compensação do efeito da temperatura. Quando comparada às topologias de circuito convencionais encontradas na literatura, além da compensação do efeito de temperatura, a interface analógica proposta apresenta pelo menos duas vantagens. A primeira está relacionada à simplicidade e, conseqüentemente, ao tamanho reduzido do circuito; o segundo é o ganho adicional conferido ao sinal de saída do sensor. Seu desempenho foi investigado através de simulações realizadas em simulador SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasys) utilizando os modelos BSIM3v3. Os modelos BSIM3 (**B**erkeley **S**hort channel **I**nsulated field effect transistor **M**odel) são modelos públicos desenvolvidas na Universidade de Berkeley, Califórnia; tais modelos são amplamente utilizados em simulações de circuitos analógicos e digitais que se utilizam de dispositivos MOS de dimensões submicrométricas.

As topologias de circuitos de leitura convencionais para sensores ISFET não conferem ganho de sensibilidade e têm sua saída limitada à sensibilidade do elemento transdutor, conforme previsto pelo modelo de Nernst [2] e observado por Martinoia [3] [4]. Os resultados de simulação mostram que em sua concepção básica, a topologia de circuito proposta neste trabalho concede ganhos adicionais ao sinal de saída do sensor, aumentando sua sensibilidade em até quarenta vezes o limite teórico de Nernst; numa concepção alternativa o ganho concedido chega a até dez vezes o limite do sensor, mas com a compensação do efeito da temperatura.

Abstract of Dissertation presented to Postgraduate Coordination in Electrical Engineering of Universidade Federal do Amazonas as part of the requirements needed to obtain a Master's degree in Electrical Engineering

ALTERNATIVE ELECTRICAL MODEL AND TEMPERATURE EFFICIENT
CONDITIONING CIRCUIT FOR PH SENSITIVE ISFET SENSORS

Luciano Lourenço Furtado da Silva

July/2018

Advisor: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Course: Postgraduate in Electrical Engineering

In recent decades, special attention has been paid to the study of silicon-based biosensors in the field of bioanalytical applications, due to their favorable operating characteristics, which include: good sensitivity, processing speed, miniaturization and low cost. Among these, the Ion Sensing Field Effect Transistor (ISFET) is one of the most popular biosensors and is regarded as the first miniaturized silicon-based chemical sensor. The ISFET conventionally used as a pH sensor has been widely used to measure the concentration of hydrogen ions of a substance (H^+ or OH^-) [1] [2].

This work presents an alternative model for ISFET sensors based on the simulation limitations of the classic model presented by Martinoia [3] [4]. The alternative model can be used in both permanent and transient regime simulations, including also the effect of temperature, where it is desired to investigate the electrical signal resulting from a reading circuit used for the initial treatment of the signal

transduced by a pH sensitive ISFET sensor. The electrochemical stage of an ISFET is responsible for emulating the device's ion sensitivity. The alternative model is able to represent this stage through a simpler circuit topology than those found in the literature, without loss of generality. The simulation results using the proposed ISFET model are compatible with those presented in the literature, thus affirming its effectiveness.

This work also presents a signal conditioning circuit for ISFET sensors sensitive to pH with temperature compensation. As compared to the conventional circuit topologies found in the literature, besides the temperature effect compensation, the proposed analog interface has at least two advantages. The first is related to simplicity and, consequently, to the reduced size of the circuit; the second is the additional gain conferred to the sensor output signal. Its performance was investigated through simulations performed in SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasys) simulator using the BSIM3v3 models. The BSIM3 (Berkeley Short Channel Insulated field effect transistor Model) models are public models developed at the University of Berkeley, California; such models are widely used in simulations of analog and digital circuits that use MOS devices of submicron dimensions.

The conventional reading circuit topologies for ISFET sensors do not confer sensitivity gain and have their output limited to the sensitivity of the transducer element, as predicted by the Nernst model [2] and observed by Martinoia [3] [4]. The simulation results show that in its basic design, the circuit topology proposed in this work grants additional gains to the sensor output signal, increasing its sensitivity up to forty times the theoretical limit of Nernst; in an alternative design the gain granted reaches up to ten times the sensor limit, but with the compensation of the effect of the temperature.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	16
1.1 Sistemas Analógico-Digitais para Sensoriamento Químico e Biomédico utilizando o ISFET.....	18
1.2 Objetivos da Pesquisa	19
1.3 Organização deste trabalho	20
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA: SENSORES ELETROQUÍMICOS.....	21
2.1 O ISFET.....	22
2.2 Princípios básicos de operação do ISFET.....	22
2.3 A modulação de potencial do eletrólito e sua influência na Tensão de Limiar do ISFET funcionando como sensor de pH.....	24
2.4 Limitações em dispositivos ISFET	27
2.5 Macro Modelo Comportamental do ISFET para simulações em SPICE.....	29
3. UM MODELO ELÉTRICO ALTERNATIVO PARA SIMULAÇÕES DE SENSORES ISFET SENSÍVEIS A PH	34
3.1 Formulações do novo modelo.....	34
3.2 Resultados de simulação	39
3.3 Resultados Experimentais x Resultados de Simulação.....	43
4. CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO COM COMPENSAÇÃO DO EFEITO DA TEMPERATURA PARA SENSORES ISFET SENSÍVEIS A PH	45
4.1 Análises da topologia de circuito proposta	46
4.2 Investigações dos resultados de simulação da interface proposta	49
4.3 Elementos de Projeto de um Sensor ISFET sensível a pH de Alta Sensibilidade e Largo Alcance Dinâmico	53
4.3 Circuitos de Condicionamento de Sinais para Sensores ISFET com Compensação do Efeito da Temperatura	63
5. CONCLUSÃO.....	70
5.1 Trabalhos Futuros	72
PUBLICAÇÕES.....	74
REFERÊNCIAS	75

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: MOSFET (a) e ISFET (b) de canais tipo N.....	16
Figura 2: Dispositivo ISFET.	22
Figura 3: Distribuição de potencial entre o eletrodo de referência e o material isolante de porta (Figura baseada na figura 4.3 da referência [7])	24
Figura 4: Variação do potencial de Nernst em função da temperatura.	28
Figura 5: Variação do potencial do potencial eletroquimicamente induzido em função da temperatura. ..	28
Figura 6: Modelo comportamental do ISFET reproduzido de [3] [4].....	30
Figura 7: Esquema do Modelo Comportamental do ISFET proposto em [3].	31
Figura 8: Esquema de simulação para circuito de Leitura CVCC – Constant Voltage Constant Current. .	31
Figura 9: Mensagem de erro apresentada pelo simulador quando o modelo apresentado em [20] é utilizado para realização de simulações transientes em simuladores SPICE.	31
Figura 10: Potencial de saída do CVCC em função do potencial de eletrodo de referência, pH e temperatura.	33
Figura 11: Novo modelo de circuito elétrico proposto para simulações de ISFET's.	34
Figura 12: Distribuição de potenciais na porta do transistor NMOS do modelo proposto.	35
Figura 13: Capacitâncias do estágio eletroquímico do modelo do modelo de circuito elétrico para o ISFET sensível a pH, proposto neste trabalho.	38
Figura 14: Circuito de Leitura CVCC utilizando o modelo de ISFET proposto neste trabalho.	39
Figura 15: Valores de polarizaçãoda Corrente de dreno, I_{DS} , e tensão fonte-dreno, V_{DS} , do circuito CVCC apresentado na figura 14.....	40
Figura 16: Tensão de Saída, V_{OUT} , em função do potencial de eletrodo de referência, V_{REF} , para o circuito CVCC com o modelo clássico do ISFET (a) e com o modelo proposto neste trabalho (b).....	40
Figura 17: Saída do circuito de leitura CVCC em resposta a um pulso na fonte de corrente I_1 , conforme esquema mostrado na figura 14.	41
Figura 18: Curvas de polarização do circuito de leitura CVCC para vários valores de pH e temperatura. 42	
Figura 19: Potencial de saída do esquema mostrado na figura 14, em função da temperatura, para os valores de pH 2, 6 e 10.	42
Figura 20: Esquema experimental para caracterização DC do dispositivo ISFET.	43
Figura 21: Resultados de Simulação x Resultados Experimentais de um ISFET.....	44
Figura 22: Circuitos de leitura convencionais para ISFET's: a) Tensão Constante Corrente Constante (CVCC) e b) Par Diferencial ISFET/MOSFET.....	45
Figura 23: ISFET combinado ao circuito proposto de condicionamento proposto neste trabalho: Active ISFET Sensor.	46
Figura 24: Vista superior de um isfet de n portas em paralelo.	49
Figura 25: Potencial de saída do circuito de leitura proposto em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para um parâmetro de ganho de sensibilidade estabelecido em $G = 3$	50
Figura 26: Curvas de sensibilidade, $V (out) \times pH$, do circuito de leitura CVCC e da interface analógica proposta.	51
Figura 27: Curvas de polarização do eletrodo de referência, com parâmetro de sensibilidade estabelecido de modo a duplicar a sensibilidade do sensor.....	52

Figura 28: Curvas de sensibilidade da interface analógica proposta para os níveis de eletrodo de referência estabelecidos em 1.0 Volt e 1.39 Volts, ambas com parâmetro de ganho estabelecido em $G = 2$	53
Figura 29: Curvas de polarização do eletrodo de referência utilizando a interface analógica proposta e parâmetro de ganho estabelecido em $G = 1,45$	54
Figura 30: Curvas de polarização do eletrodo de referência, $V (out) \times V_REF$, utilizando a interface analógica proposta, com parâmetro de ganho estabelecido em $G = 40$	54
Figura 31: Esquema de funcionamento do Sensor ISFET Sensível a pH de alta sensibilidade e largo alcance dinâmico desenvolvido neste trabalho.	56
Figura 32: Simulações transientes do sinal lido na saída do circuito Active ISFET Sensor, em função da varredura de potencial aplicada ao eletrodo de referência, para os valores de pH 3, 3.5, 4, 8, 8.5 e 9.	57
Figura 33: Potência Consumida pelo Circuito de Condicionamento “Active ISFET Sensor” para em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para vários valores de pH	58
Figura 34: Simulações transientes utilizando o Circuito Active ISFET Sensor para pH emulado igual a 10.	59
Figura 35: Simulações Transientes utilizando o Circuito Active ISFET Sensor para pH emulado igual a 3: Potencial de varredura do eletrodo de referência, Potencial de saída do circuito, corrente demanda e consumo.	60
Figura 36: Potencial de saída do circuito de leitura Active ISFET Sensor em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para pH 3 e 10, nas temperaturas de 15 a 25 °C.	61
Figura 37: Potencial de saída do Active ISFET Sensor em função da temperatura, para os valores de pH 3 e 10.	62
Figura 38: Circuito condicionador “Active ISFET Sensor” com compensação do efeito de temperatura.	63
Figura 39: Potenciais aplicados ao eletrodo de referência para as leituras das faixas de potenciais que representam as faixas de pH entre 4 – 7 e 7 – 10 (a); Tensão de saída do circuito Active ISFET Sensor sem compensação de temperatura (b) e com compensação de temperatura (c).	64
Figura 40: Potencial do eletrodo de referência (a) e tensão de saída compensada (b), para os pH's emulados entre 0 e 12.	68
Figura 41: Consumo do circuito de condicionamento Active ISFET Sensor com compensação de temperatura, para pH 0 e 10.	69

LISTA DE TABELAS

TABELA I: APLICAÇÕES DE SENSORES ISFET.....	18
TABELA II: DIMENSÕES DO SENSOR ISFET E TRANSISTORES NMOS QUE COMPÕES O CIRCUITO DE LEITURA PROPOSTO NESTE TRABALHO.....	49
TABELA III: RESUMO DA REDUÇÃO DO EFEITO DA TEMPERATURA NO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO ACTIVE ISFET SENSOR EM AMBOS OS CICLOS DE LEITURA.....	65
TABELA IV: RESUMO DOS RESULTADO OBTIDOS EM COMPARAÇÃO À OUTROS TRABALHOS RELACIONADOS.....	69

LISTA DE SÍMBOLOS

I_{D0} = Corrente de Saturação

I_{DS} = Corrente de Dreno-Fonte

V_{DS} = Potencial entre Dreno-Fonte

μ_n = Mobilidade de portadores de elétrons na camada semicondutora

C_{ox} = Capacitância do óxido

W/L = Relação de aspecto do dispositivo

V_{Ref} = Potencial aplicado ao eletrodo de referência

V_S = Potencial de fonte

$V_{th(ISFET)}$ = Tensão de Limiar do ISFET

V_{CHEM} = Tensão eletroquimicamente induzida da tensão de limiar do ISFET

K = Constante de Boltzmann $\approx 1,38065 \times 10^{-23}$ [Joule/Kelvin]

T = Temperatura [Kelvin]

q = Carga elementar do elétron $\approx 1,60217 \times 10^{-19}$ [Coulomb]

E_i = Potencial independente da concentração de íons

χ_{sol} = Potencial de junção do líquido

χ_m = Potencial de dipolo na interface eletrólito-isolante

Φ_0 = Potencial eletrólito-isolante

ϕ_{eo} = Potencial químico que é função do pH

a_i = Atividade iônica do íon i

n_i = Carga do íon i

$[H^+]$ = Concentração de íons de hidrogênio

pH = Potencial hidrogênico

C_{GOUY} = Capacitância química de Gouy-Chapman

C_{HELM} = Capacitância química de Stern

C_{eq} = Capacitância química série equivalente do modelo Gouy-Chapman-Stern

V_T = tensão térmica

σ = densidade de carga de junção do diodo

C_0 = capacitância independente da concentração de íons emulada por meio da fonte de corrente constante I_0 .

$C_{f(I_0)}$ = capacitância que varia em função da concentração de íons emulado por meio da fonte de corrente constante I_0 .

C_{Diodo} = capacitância de junção de um diodo

V_{DD} = Potencial da fonte de alimentação

V_{DD} = Tensão de Limiar padrão de um Transistor fabricado em tecnologia CMOS

I_0 = Valor da fonte de corrente utilizada para emular a concentração de íons de hidrogênio. Esta fonte de corrente compõem o modelo de circuito alternativo proposto neste trabalho para sensores ISFET sensíveis a pH.

I_S = Valor da corrente de saturação reversa do diodo que compõe o modelo de circuito alternativo para sensores ISFET sensíveis a pH proposto neste trabalho.

I_L = 1 Ampére. Este parâmetro foi incluído apenas para normalizar o argumento do logaritmo, mantendo-o adimensional quando separado por meio da regra de divisão de logaritmos.

1. INTRODUÇÃO

Esta década tem sido reveladora para o setor da saúde em relação à convergência de tecnologias avançadas baseadas em semicondutores. Equipamentos biomédicos têm sido utilizados para diagnósticos, monitoramento e tratamento de doenças. Os dispositivos biomédicos baseados em semicondutores têm diminuído de tamanho, ficando mais baratos e consomem menos energia, ao mesmo tempo em que melhoram seu desempenho para fornecer processamento de informações e monitoramento em tempo real. Estes resultados têm sido alcançados graças a melhores designs de circuitos analógicos e digitais em conjunto com os avanços nos processos de fabricação de semicondutores e miniaturização de dispositivos, conforme previsto pela lei de Moore [5].

A natureza é analógica, assim como os sensores eletrônicos sensíveis a íons que utilizam o transistor de efeito de campo sensível a íons (ISFET) como elemento transdutor. O ISFET é um dispositivo com estrutura semelhante à de um transistor MOSFET convencional, onde o contato metálico de porta é substituído (figura 1 (a) por uma camada sensível (figura 1 (b)) capaz de detectar um tipo específico de íons, mesmo na presença de outros componentes iônicos. Um eletrodo de referência é colocado em contato com a solução em análise (analito), com o intuito de polarizar o dispositivo. A interação entre a camada sensível e o analito altera a tensão de limiar do ISFET, resultando num sinal elétrico que é proporcional à concentração de íons.

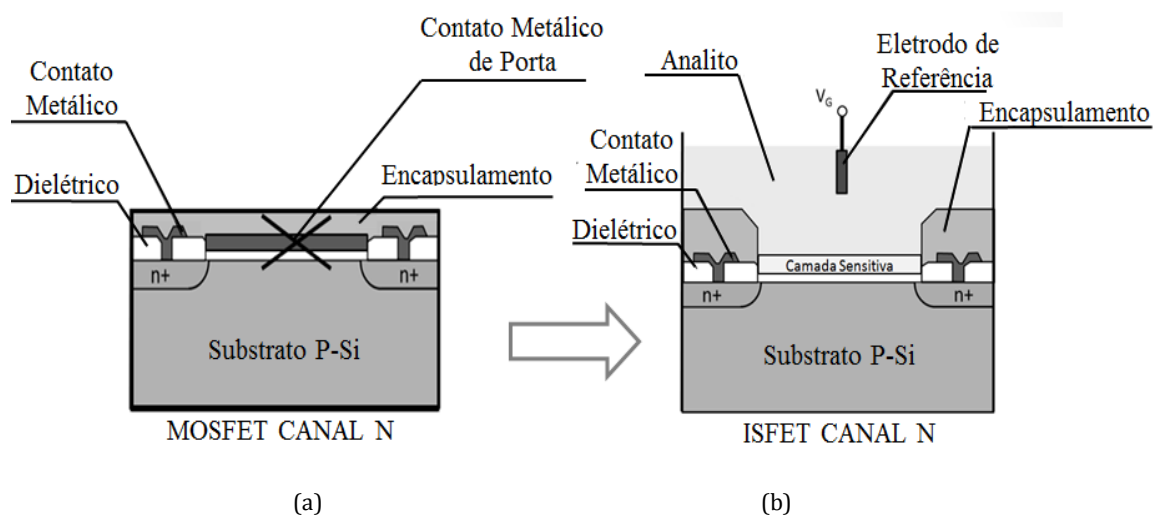


Figura 1: MOSFET CANAL n (a) e ISFET canal n(b).

Circuitos e sistemas digitais estão presentes no dia-a-dia, desde um simples equipamento doméstico até às máquinas mais sofisticadas. Para manter a precisão e simplicidade do mundo real, a representação digital via conversão analógica para digital (ADC) é a solução. A conversão analógica-digital, também conhecida como conversão A/D, tem sido amplamente utilizada em todos os sistemas sensoriais práticos, o que inclui aplicações nos campos da química e biomédica. [6]

O sequenciamento do ácido desoxirribonucleico (DNA) é um exemplo de aplicações biomédicas que evoluíram rapidamente nos últimos anos [7]. Tradicionalmente, utilizam-se métodos de sequenciamento de DNA perigosos a nível de usuário, baseados em eletroforese e sequenciamento óptico [7]. Diferentes técnicas foram desenvolvidas para melhoraria e redução de custo em relação aos métodos convencionais, de maneira similar a lei de Moore para os semicondutores [8]. Um método baseado em semicondutor foi inventado em 2002 com base em transistores de efeito de campo sensíveis a íons (ISFETs) [9]. Baseava-se no fato de que a incorporação de um nucleotídeo a uma cadeia de DNA em crescimento libera um íon de hidrogênio que reduz o pH da solução, sendo este fenômeno detectável por transdutores químicos como um ISFET. Isso marcou a convergência do sequenciamento de DNA para a tecnologia CMOS (complementary-metal-oxide-semiconductors) permitindo a produção de dispositivos de sequenciamento mais baratos, robustos e escaláveis em um ambiente de laboratório em chip (Lab on Chip) [1]. Em 2011, a Ion Torrent anunciou a comercialização de um circuito integrado com uma matriz de 1×10^9 elementos sensores ISFET em um chip descartável, para sua pequena máquina de laboratório comercial que pode sequenciar o DNA de uma bactéria em poucas horas [10]. Há alguns anos, esse mesmo trabalho precisava de semanas [8].

A Tabela I, reproduzida do trabalho de Yan Liu [11], relaciona algumas aplicações onde o ISFET foi utilizado como sensor de íons de Hidrogênio e também de alguns outros tipos de íons. Nela é possível observar a convergência das aplicações mais atuais e sofisticadas em relação ao crescimento da quantidade de sensores utilizados, que, conseqüentemente, formam uma matriz de sensores.

TABELA I: APLICAÇÕES DE SENSORES ISFET.

ANO	REF.	COMPONENTE ALVO	MATRIX DE PÍXEIS	TAMANHO DO PÍXEL μm^2	PROPOSIÇÃO
1997	[70]	Glicose e sacarose	1	N/A	Sensor de Glicose e Sacarose
1997	[71]	Enzima Urease	1	N/A	Determinação da ureia
2001	[69]	H+	12/20	N/A	Detecção de Atividade Celular
2001	[74]	Nitrato	4	250x700	Análise do Núcleo do Solo
2004	[75]	H+, K+, Penicilina	4	N/A	Detecção Físico-química
2007	[68]	H+	1	60x10	Detecção de posicionamento de células
2007	[73]	H+	1	N/A	Monitoramento da Fermentação de Levedura
2008	[76]	H+	256	12.8x12.8	Imageamento de prótons
2008	[72]	H+, Na+, e Cl	6	N/A	Língua Eletrônica para água mineral
2010	[16]	H+	64	50x50	Análise Multifuncional
2010	[14]	H+	40	N/A	Detecção de DNA SNP
2011	[18]	H+	até 13M	passos de 3,8 μm	Sequenciamento do DNA

1.1 Sistemas Analógico-Digitais para Sensoriamento Químico e Biomédico utilizando o ISFET

Os sensores químicos e biomédicos medem naturalmente os dados na forma analógica. É um passo padrão na leitura do sinal de saída a conversão em sinal digital, o que é muito mais conveniente para manipulação de dados, processamento e integração de sistemas. Considerando o ruído e os efeitos de componentes parasitas em circuitos integrados, os sinais analógicos são muito mais suscetíveis ao ruído do que sua contraparte digital. Isso é muito importante para sinais químicos fracos. Além disso, para circuitos analógicos e digitais mistos, a parte analógica é sensível a ruídos e picos provenientes do lado digital. [6]

É um fato bem conhecido que o laboratório em dispositivos de chip que usam grandes matrizes de sensores analógicos deve ser projetado para operação analógica e digital mista [12]. Os decodificadores e multiplexadores de endereços, assim como os seletores de coluna e linha devem ser conduzidos digitalmente, enquanto os elementos de detecção e seus amplificadores de saída são blocos analógicos. Em aplicações desse tipo, é altamente desejável reduzir tanto quanto possível a parte analógica referente a cada elemento de uma matriz e aumentar a sensibilidade de um ISFET de modo a reduzir a complexidade do ADC necessário para a conversão. Contudo, um sensor ISFET de alta sensibilidade será também altamente suscetível a variações de temperatura devidas a sua natureza eletroquímica. Uma solução para estas necessidades será proposta e analisada neste trabalho.

1.2 Objetivos da Pesquisa

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de um circuito de condicionamento de sinais para ser empregado em aplicações de ISFETs sensíveis a pH que necessitem de uma matriz de sensores integrada em chip. Para tanto, a interface proposta deve atender a vários requisitos de projeto, incluindo:

- Alta Sensibilidade;
- Ampla faixa de detecção de pH (largo alcance dinâmico);
- Resposta Linear;
- Baixo consumo;
- Área reduzida.

Por ser um dispositivo de natureza eletroquímica, a resposta do ISFET é altamente dependente da temperatura. Métodos computacionais podem ser empregados para corrigir os desvios na resposta do sensor devido este efeito. Quando disponível este método demanda processamento e consumo de energia adicionais, além de demandar maior parcela da área disponível no chip, tornando-o muito dispendioso em aplicações de recursos limitados como, por exemplo, em aplicações de nós sensores para monitoramento de pH. Logo, além dos requisitos de projeto supracitados, a estabilidade com a temperatura também será incluída como requisito de projeto.

A primeira etapa de desenvolvimento em projetos de circuitos integrados é a definição da topologia de condicionamento que será empregada. Em seguida, simuladores SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) são utilizados para prever o comportamento do esquema proposto em resposta a uma grandeza elétrica. Contudo, a resposta elétrica em dispositivos ISFET sensíveis a pH se dão em decorrência de um fenômeno químico, que é função da concentração de íons de hidrogênio do analito. Portanto, um modelo capaz de emular o comportamento do ISFET por meio de ferramentas de simulação é de suma importância no desenvolvimento de projetos dos circuitos responsáveis pelo condicionamento do sinal, visto que o fenômeno eletroquímico emulado representará o estágio de entrada do circuito condicionador. Além disso, tal modelo deve ser capaz de prever a dependência da resposta do ISFET incluindo o efeito da temperatura, tanto devido a sua natureza eletrônica quanto química.

Baseado em modelos que descrevem a sensibilidade do dispositivo, um macro modelo em SPICE foi introduzido por Martinoia em [3] [4] e implementado em

HSPICE. Com este modelo é possível realizar simulações de estado permanente onde se deseja observar a resposta de um circuito de condicionamento para ISFET com variações do pH emulado. No entanto, conforme será investigado no capítulo 2 deste trabalho, o modelo primário de Martinoia não prevê o efeito da temperatura devido à natureza química do ISFET, além de não ser possível a realização de simulações transientes devido à maneira como o modelo foi concebido e implementado no simulador. A simulação transiente é importante, pois torna possível a análise da resposta de circuitos eletrônicos integrados em função de sinais variáveis no domínio do tempo.

As limitações observadas no modelo primário e, conseqüentemente, a necessidade de alcançar os requisitos de projeto supracitados, motivaram o desenvolvimento de um modelo elétrico alternativo com resultados compatíveis com os modelos existentes, mas capaz de superar suas limitações, tanto em relação à possibilitada de realizar simulações transientes quanto em relação a representação do efeito da temperatura em dispositivos ISFET devido sua natureza eletroquímica.

1.3 Organização deste trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma: o capítulo 2 aborda uma revisão da literatura sobre sensores químicos com ênfase no ISFET como um sensor de pH, abordando os princípios básicos de operação, a consequência da interação química entre o dispositivo e analito, além das não idealidades apresentadas em dispositivos reais. O capítulo 2 é finalizado com a apresentação de um modelo comportamental clássico para sensores ISFET, mas que possui algumas limitações no domínio da simulação transiente e em reproduzir o efeito da temperatura inerente ao estágio eletroquímico do dispositivo.

No capítulo 3 é proposto e analisado um modelo comportamental alternativo adequado para ser empregado em simulações em que o comportamento do ISFET, quando acoplado a um circuito de condicionamento, deseja ser analisado por meio de simulações transientes e que incluam o efeito da temperatura. No capítulo 4, será desenvolvido e analisado um novo circuito de condicionamento para o ISFET, capaz de melhorar o desempenho inicial do sensor com compensação do efeito da temperatura, além de ser possível aplicá-lo em sensores de pH utilizando matrizes de ISFETs integradas em chip.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA: SENSORES ELETROQUÍMICOS

Os sensores eletroquímicos são uma classe de dispositivos capazes de transduzir uma informação química em um sinal na forma de uma grandeza elétrica, desde uma reação até a concentração de um componente específico de uma amostra; o sinal transduzido pode ser tratado por meio de circuitos de condicionamento de sinais e entregue ao usuário final na forma de informação útil por meio de uma interface adequada. Tais sensores são classificados segundo o método de medição e a natureza do sensor eletroquímico, sendo os métodos mais utilizados:

Potenciométrico: sensores potenciométricos são aqueles que transduzem o fenômeno químico em análise na forma de um potencial elétrico lido na saída do circuito de condicionamento; esse potencial varia somente com variações da componente presente no meio monitorado. Sensores eletroquímicos potenciométricos possuem relação corrente-tensão linear, semelhante à relação observada em resistores e transistores de efeito de campo funcionando em regime de triodo.

Amperométrico: sensores amperométricos são aqueles que transduzem o fenômeno químico em análise na forma de uma corrente elétrica com tratamento previamente realizado por um circuito de condicionamento adequado.

Voltamétrico: sensores voltamétricos caracterizam-se da aplicação de uma entrada de potencial variável no tempo que resultará numa corrente elétrica também variável no tempo; as formas das correntes elétricas resultantes diferem entre si dependendo da componente presente no meio em análise. Este tipo de método é muito utilizado em sensores de características capacitivas, onde uma corrente variável é obtida da aplicação de uma tensão de entrada também variável, o que resultará em várias curvas de histerese corrente-tensão que terão formas diferentes em função da componente presente no meio monitorado.

A aplicação do método de medição de um sensor eletroquímico depende de sua natureza e, conseqüentemente, de suas características tensão-corrente. O Transistor de Efeito de Campo Sensível a Íons (Ion-Sensitive Field-Effect Transistor - ISFET) possui resposta tensão-corrente aproximadamente linear, quando funcionando em regime de triodo. Portanto, o ISFET pertence à classe dos sensores eletroquímicos

potenciométricos, onde o método de medida de transdução é realizado de modo a coletar as variações de potencial elétrico na saída de um circuito de condicionamento.

2.1 O ISFET

O dispositivo ISFET foi inventado em meados de 1970 por Piet Bergveld [2]. Trata-se de um dispositivo sensor químico baseado em estrutura semelhante à de um transistor de efeito de campo de estrutura metal-óxido-semicondutor (MOSFET) de tecnologia CMOS convencional. Sua compatibilidade com a tecnologia CMOS e, conseqüentemente, a possibilidade de integração e produção em larga escala, o torna um dispositivo muito atrativo para aplicações que necessitem de um dispositivo sensor químico de dimensões reduzidas, baixa impedância, rápida velocidade de operação, baixo consumo, entre outros.

A sensibilidade a íons surge da substituição da camada de metal na porta de um MOSFET convencional por uma camada especial sensível a uma solução eletrolítica [13]. O eletrólito é então colocado em contato com um eletrodo de referência, como mostrado no esquema apresentado na Figura 2. A interação entre a membrana sensível e a solução provoca o surgimento de uma barreira de potencial que é função da concentração de íons do analito, alterando a tensão de limiar do dispositivo e ocasionando uma modulação da corrente elétrica em seu canal.

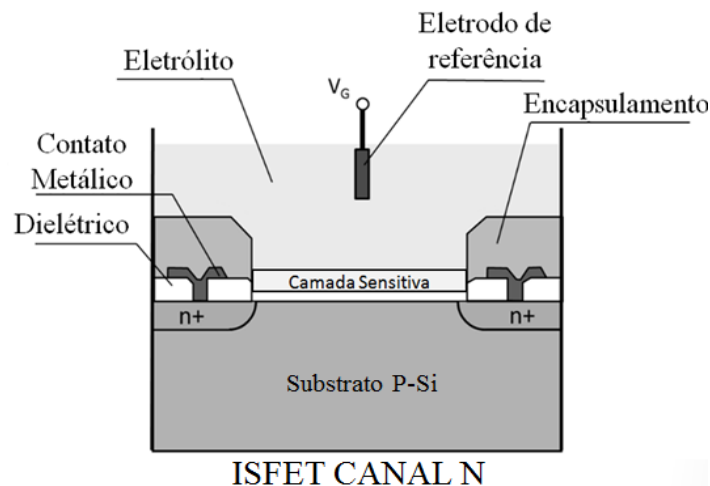


Figura 2: Dispositivo ISFET.

2.2 Princípios básicos de operação do ISFET

A modulação da corrente de dreno de um ISFET ocorre por meio da interação da camada sensível que substitui o contato metálico de porta de um MOSFET convencional e o analito. Contudo, o potencial de porta é agora considerado como sendo

o potencial aplicado ao eletrodo de referência. Portanto, a corrente de dreno e os modos de operação do dispositivo são estabelecidos também pela diferença de potencial aplicada entre o eletrodo de referência e o seu terminal de fonte. Assim como seu homólogo, o ISFET pode operar em vários regimes de operação: sublimiar, saturação e tríodo.

Quando operando na região de sublimiar, a diferença de potencial entre o eletrodo de referência e o terminal de fonte, $V_{Ref} - V_S$, devem estar em torno do valor da tensão de limiar do ISFET para que seja induzido um canal para passagem dos elétrons. Nestas condições a corrente de dreno do dispositivo é dada por:

$$I_{DS} = I_{D0} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{Ref} - V_S - V_{th(ISFET)}}{\frac{K * T}{q}}\right) \text{ quando } (V_{Ref} - V_S \cong V_{th(ISFET)}) \quad (1)$$

onde: I_{D0} representa a corrente de saturação do dispositivo; μ_n representa a mobilidade de portadores no canal; W / L é a relação de aspecto do dispositivo MOS; V_{ref} é o potencial aplicado ao eletrodo de referência; V_S é o potencial aplicado a fonte; e $V_{th (ISFET)}$ é a tensão de limiar do ISFET.

Além do canal induzido, o dispositivo poderá operar nas regiões de tríodo e saturação dependendo da diferença de potencial aplicada entre os terminais de dreno e fonte, de acordo com as relações dadas a seguir.

Na Região de Saturação ($V_{DS} \geq V_{Ref} - V_S - V_{th(ISFET)}$):

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{Ref} - V_S - V_{th(ISFET)})^2 \quad (2)$$

e na Região de Tríodo ($V_{DS} < V_{Ref} - V_S - V_{th(ISFET)}$)

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{Ref} - V_S - V_{th(ISFET)})(V_{DS}) - \frac{1}{2}(V_{DS})^2 \right] \quad (3)$$

Onde: C_{ox} representa a capacitância do óxido e V_{DS} é a diferença de potencial entre fonte-dreno.

2.3 A modulação de potencial do eletrólito e sua influência na Tensão de Limiar do ISFET funcionando como sensor de pH

A distribuição de potencial na interface eletrodo-eletrólito-isolante é mostrada na figura 3. A mudança da diferença de potencial entre o eletrodo de referência e a camada isolante é função do potencial absoluto, V_{ref} , aplicado ao eletrodo de referência, do potencial de junção do líquido χ_{sol} , do potencial de dipolo na interface eletrólito-isolante χ_m , e do potencial eletrólito-isolante Φ_0 . Entre eles, o último termo é o único termo dependente da concentração de íons e é explicado pela teoria de sítios de ligação [2] e pelas teorias das capacitâncias de dupla camada de Gouy-Chapman-Stern [3] [4].

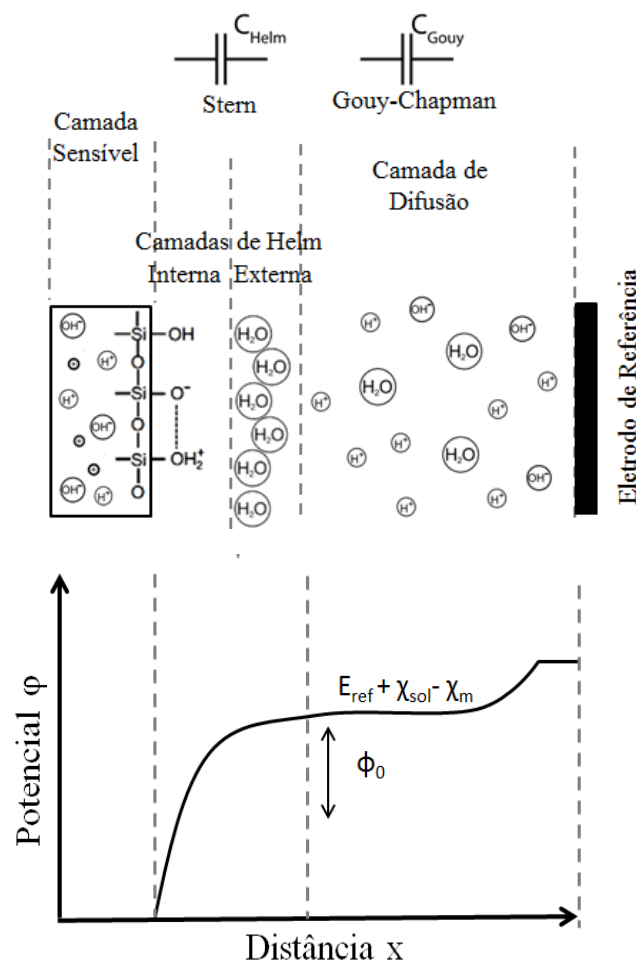


Figura 3: Distribuição de potencial entre o eletrodo de referência e o material isolante de porta (Figura baseada na figura 4.3 da referência [7])

Segundo a teoria dos sítios de ligação, a superfície de qualquer óxido pode aceitar ou doar um próton, pois em sua superfície existem grupos de hidroxila $[OH^-]$, podendo estar negativamente carregado (sítio doador de prótons $[O^-]$) ou positivamente carregado (sítio aceitador de prótons $[OH_2^+]$). Para o óxido de silício $[SiO_2]$, este grupo é chamado de hidróxido de silício $[SiOH]$ [2], o que indica que o óxido de porta dos transistores fabricados em tecnologia CMOS padrão pode ser utilizado como camada

sensível de um ISFET fabricado nessa tecnologia, sem a necessidade de qualquer modificação no processo. À medida que os prótons de hidrogênio depositam-se sobre a superfície do óxido, surge uma densidade de carga na interface que, por questões de neutralidade, tende a ser contrabalaneada por uma carga oposta, modificando a carga inicial da solução em análise. As variações de carga de interface fazem surgir capacitâncias que podem ser calculadas pelo modelo de Gouy-Chapman-Stern. Nesse modelo, a capacitância equivalente é modelada por uma associação em série da capacitância na camada de Helmholtz e a capacitância da camada de difusão.

Os modelos da corrente que flui através de um ISFET, apresentadas nas equações (1) – (3), tem a mesma forma das correntes de dreno de um transistor de efeito de campo NMOS regular. Conforme explanado acima, a região de porta é exposta à solução química de interesse e sua tensão de limiar muda de acordo com a atividade iônica na solução química. A representação da influência deste fenômeno eletroquímico [16] na tensão de limiar é apresentada nas equações (4) e (5) a seguir:

$$V_{th(ISFET)} = V_{th(MOS)} - V_{CHEM} \quad (4)$$

$$V_{CHEM} = E_i + \frac{K T}{n_i q} \ln(a_i) \quad (5)$$

Onde: V_{CHEM} é a componente de tensão eletroquimicamente induzida na tensão de limiar do ISFET e $V_{th(MOS)}$ é a tensão de limiar intrínseca de um MOSFET; E_i representa um potencial independente da concentração de íons do analito, K a constante de Boltzman, T a temperatura absoluta em Kelvin, q a carga elementar de elétron, n_i é a carga do íon i e a_i a atividade iônica.

Para um ISFET funcionando como sensor de pH, a carga do íon de hidrogênio é unitária e a atividade iônica é dada por:

$$a_i = [H^+] = 10^{-pH} \quad (6)$$

Logo, substituindo (6) em (5) e mudando o logaritmo natural para logaritmo de base dez, resulta na equação (7).

$$V_{\text{CHEM}} = E_i - 2,3 * \frac{KT}{q} * \text{pH} \quad (7)$$

Na expressão acima, o produto $2,3 * \frac{KT}{q}$, na teoria química, é chamado de potencial de Nernst [15], que relaciona o potencial galvânico de um conjunto de eletrodos e a atividade química da concentração de íons a ser medida. A uma temperatura fixa, o potencial de Nernst é definido como sendo o máximo valor de sensibilidade do dispositivo ISFET. Resolvendo a equação (7) para um dispositivo ISFET sensível a pH, funcionando a uma temperatura de 300 Kelvins (27 graus Celsius), resulta numa sensibilidade de aproximadamente 59 mV/pH, conforme apresentado abaixo:

$$\frac{\delta(V_{\text{CHEM}})}{\delta \text{pH}} = -59 \text{mV} \quad (8)$$

O efeito da atividade de íons de hidrogênio pode ser incluído no modelo do ISFET substituindo as equações (4) e (7) nas equações (1) - (3), resultando nos modelos apresentados a seguir:

Na Região de Sublimiar ($V_{\text{Ref}} - V_S \cong V_{\text{th(ISFET)}}$)

$$I_{\text{DS}} = I_{\text{D0}} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{\text{Ref}} - V_S - V_{\text{th(MOS)}} - E_i + 2,3 \cdot \frac{K * T}{q} \cdot \text{pH}}{\frac{K * T}{q}}\right) \quad (9)$$

Na Região de Saturação ($V_{\text{DS}} \geq V_{\text{Ref}} - V_S - V_{\text{th(ISFET)}}$):

$$I_{\text{DS}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{\text{ox}} \frac{W}{L} \left(V_{\text{Ref}} - V_S - V_{\text{th(MOS)}} - E_i + 2,3 \cdot \frac{K * T}{q} \cdot \text{pH} \right)^2 \quad (10)$$

e na Região de Triodo ($V_{\text{DS}} < V_{\text{Ref}} - V_S - V_{\text{th(ISFET)}}$)

$$I_{\text{DS}} = \mu_n C_{\text{ox}} \frac{W}{L} \left[\left(V_{\text{Ref}} - V_S - V_{\text{th(MOS)}} - E_i + 2,3 * \frac{KT}{q} * \text{pH} \right) (V_{\text{DS}}) - \frac{1}{2} (V_{\text{DS}})^2 \right] \quad (11)$$

2.4 Limitações em dispositivos ISFET

Apesar de todos os benefícios promissores deste tipo de sensor químico, existem algumas deficiências e comportamentos não desejáveis que limitam seu desempenho e aplicações. Alguns dos problemas podem ser mitigados pela mudança em seu processo de fabricação, como o material da membrana sensível e sua deposição, e alguns podem requerer abordagens de projeto adequadas para o processo CMOS comercial não modificado [7]. O efeito da temperatura, cargas aprisionadas na porta do ISFET e até a escolha do eletrodo de referência, podem causar o deslocamento das características de tensão-corrente do ISFET, resultando em perdas de sensibilidade e redução do alcance dinâmico que podem levar a leituras de pH imprecisas.

Efeito da Temperatura

A influência da temperatura na operação desses tipos de sensores depende em parte ao efeito da temperatura intrínseco aos transistores de efeito de campo (FET) produzidos em tecnologia CMOS e, parte, devido à interação entre as interfaces eletrodo-eletrólito-membrana sensível. A dependência do FET se deve principalmente a mobilidade μ dos portadores de carga, à concentração de portadores de carga e a energia de banda proibida. A diferença de potencial que surge na interface eletrodo-eletrólito também sofre influência da temperatura, mas pode ser negligenciada se utilizado um eletrodo de referência apropriado (para um eletrodo de Ag/AgCl a variação de potencial de interface é desprezível em relação às variações de potencial da interface eletrólito-Membrana sensível [7]). A principal influência sobre o potencial que surge entre a interface eletrólito-isolante se deve às constantes de dissociação e a tensão térmica na equação de distribuição de potencial/carga de Poisson-Boltzmann, afetando diretamente a sensibilidade do ISFET [16]-[18].

A influência da temperatura sobre o potencial de Nernst é mostrada por meio da curva apresentada na figura 4. A equação da reta descreve a correlação entre o potencial de Nernst e a temperatura, onde a constante no valor de 0.0544 volts representa o potencial de Nernst a temperatura de zero graus celsius (273 Kelvin) e o coeficiente angular representa a variação com a temperatura, que vale cerca de 0.2 mV/°C.

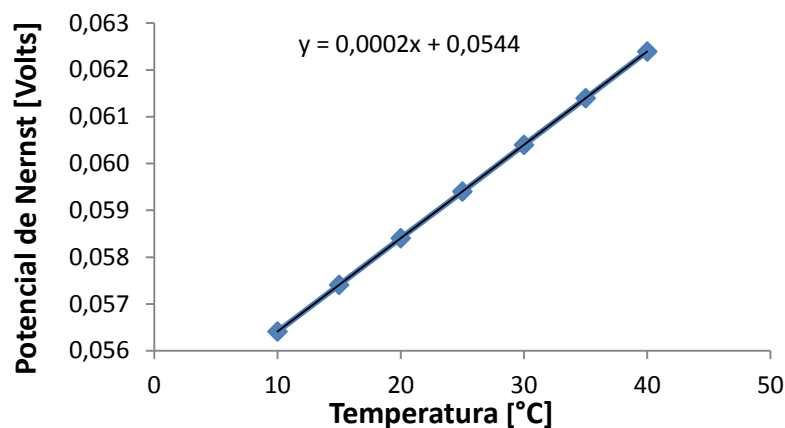


Figura 4: Variação do potencial de Nernst em função da temperatura.

Por meio da expressão (7) é possível observar que a variação do potencial de Nernst e, conseqüentemente, do potencial eletroquimicamente induzido, será muito mais evidente para baixas concentrações de íons de hidrogênio (maior pH), sendo, por exemplo, 10 vezes maior ($2\text{mV}/^\circ\text{C}$) para um analito de pH 10. A curva que representa o efeito da temperatura sobre a parcela do potencial eletroquimicamente induzido na tensão de limiar do ISFET, que é função do pH, é apresentada na figura 5.

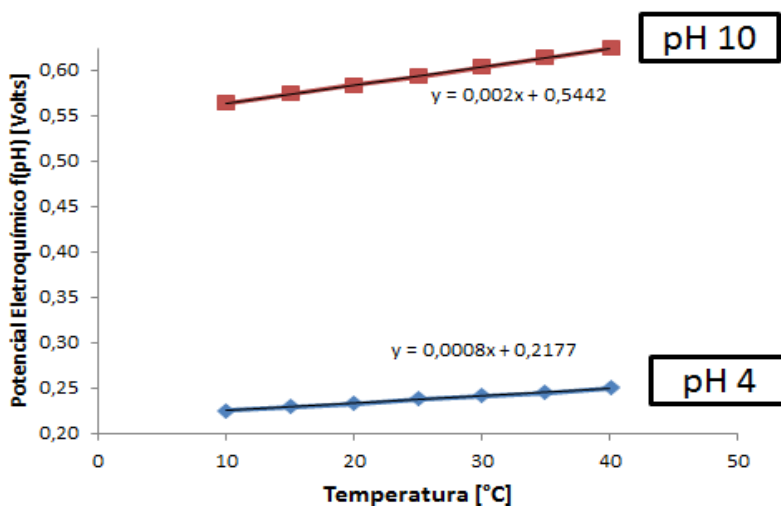


Figura 5: Variação do potencial do potencial eletroquimicamente induzido em função da temperatura.

Nela, podemos observar que as variações são de 0,8 e $2\text{mV}/^\circ\text{C}$ para os níveis de pH 4 e 10, respectivamente. Tomando o potencial de Nernst à temperatura de 27°C como referência, as variações percentuais com relação à temperatura chegam a cerca de

1,36 e 3 % por grau célsius para os valores de pH 4 e 10, respectivamente. Conclui-se que a temperatura de operação tende a modificar as características elétricas do ISFET, o que pode levar a leituras de pH imprecisas. Portanto, altamente desejável que este efeito seja suprimido ao máximo para melhoria do desempenho do sensor.

Outras Não Idealidades

Em tecnologia CMOS, uma camada de óxido de silício pode ser utilizada como membrana sensível a íons de hidrogênio devido a sua natureza física [9]. Na interface isolante-semicondutor surge uma capacitância de porta flutuante do FET, que, conseqüentemente, não tem caminho resistivo para o terra. Portanto, a eventual existência de cargas aprisionadas durante o processo de fabricação pode fazer surgir um potencial de porta flutuante, tendendo a alterar as características de corrente/tensão do ISFET. Outras desvantagens que causam o deslocamento das características do dispositivo e que geram perdas de sensibilidade são: baixa qualidade da camada sensível; oxidação da camada sensitiva devido à interação com o analito; eletrodos de referência inapropriados [16]-[18]; ruído de baixa frequência [19] [20]; Histerese [21] [22]; além de má vedação e encapsulamento dos contatos elétricos.

Embora não seja possível eliminar completamente todos os problemas e efeitos indesejáveis intrínsecos ao funcionamento do ISFET, circuitos de condicionamento de sinais também podem ser utilizados para suprimir estes efeitos e melhorar o desempenho do dispositivo.

2.5 Macro Modelo Comportamental do ISFET para simulações em SPICE

Um modelo capaz de emular o comportamento do ISFET em simuladores é de suma importância no desenvolvimento de projeto de circuitos responsáveis pelo condicionamento do sinal transduzido, visto que o fenômeno eletroquímico emulado representará o estágio de entrada do circuito condicionador.

Baseado em modelos que descrevem a sensibilidade do dispositivo, um macro modelo em SPICE foi introduzido por Martinoia em [3] e [4] e implementado em HSPICE, conforme o esquema mostrado na figura 6. Este modelo considera o ISFET como dois estágios completamente desacoplados: um estágio eletrônico correspondente ao MOSFET e um estágio eletroquímico correspondente à interação entre a interface eletrólito-óxido. O potencial ϕ_{eo} representa um potencial químico que é função do pH

do eletrólito e C_{GOUY} e C_{HELM} as capacitâncias químicas do modelo Gouy-Chapman-Stern.

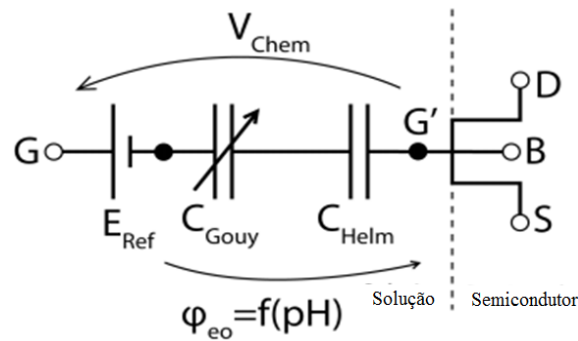


Figura 6: Modelo comportamental do ISFET reproduzido de [3] [4].

Por meio da teoria de sítios de ligação [2] e o modelo das capacitâncias de Gouy-Chapman-Stern [3], é possível obter uma expressão para o potencial químico φ_{eo} como função do pH:

$$\varphi_{eo} = \frac{q}{C_{eq}} [N_{sil} f_a(\varphi_{eo}, pH) + N_{nit} f_b(\varphi_{eo}, pH)] \quad (12)$$

Onde.: C_{eq} representa a capacitância série do modelo; N_{sil} e N_{nit} representam densidades de superfície dos sítios; $f_a(\varphi_{eo}, pH)$ e $f_b(\varphi_{eo}, pH)$ são funções que representam a dependência não linear de φ_{eo} e do pH.

Note que o modelo do potencial do estágio eletroquímico, representado pela equação (12), é uma função do pH e de si mesmo. A equação (12) em conjunto com um MOSFET tipo N são utilizados para representar o macromodelo comportamental de um ISFET, utilizando o esquema de circuito apresentado na figura 6.

Esse modelo tem sido amplamente utilizado em investigações do comportamento do ISFET a variações na concentração de íons de hidrogênio do analito. O código em Verilog desenvolvido em [4] descreve o esquema de circuito mostrado na figura 7. Assim como o esquema mostrado na figura 6, o esquema apresentado na figura 7 consiste de uma fonte DC, B3, em paralelo com uma capacitância interligando a porta do transistor NMOS, M1, a fonte de tensão constante Eref1. A fonte dependente B3 emula a influência do pH por meio das fontes DC VpH1, B1 e B2, e dos resistores RpH1, Rp1 e Rp2. Em [23] Jarmim implementou o circuito CVCC em SPICE utilizando o modelo de Martinoia e apresentou resultados convergentes com os

presentes na literatura, afirmando assim a eficácia do modelo clássico no domínio das simulações de estado permanente.

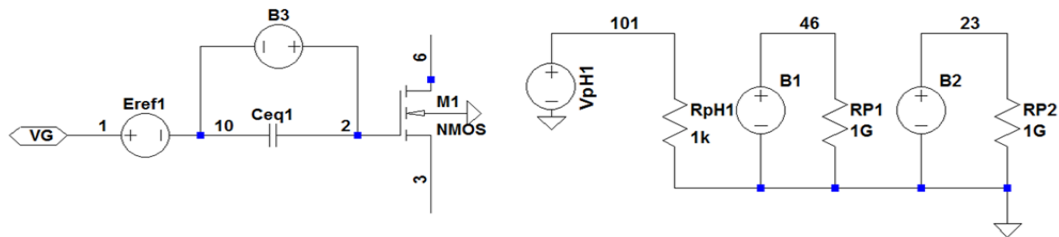


Figura 7: Esquema do Modelo Comportamental do ISFET proposto em [3].

No entanto, quando adaptado em algumas outras versões do simulador SPICE existentes, o modelo clássico apresentou alguns obstáculos para realização de simulações transientes. Na tentativa de realizar uma simulação transiente com o esquema de circuito de leitura CVCC juntamente com o modelo de clássico, conforme esquema mostrado na figura 8, o simulador apresenta a tela de erro mostrada na figura 9.

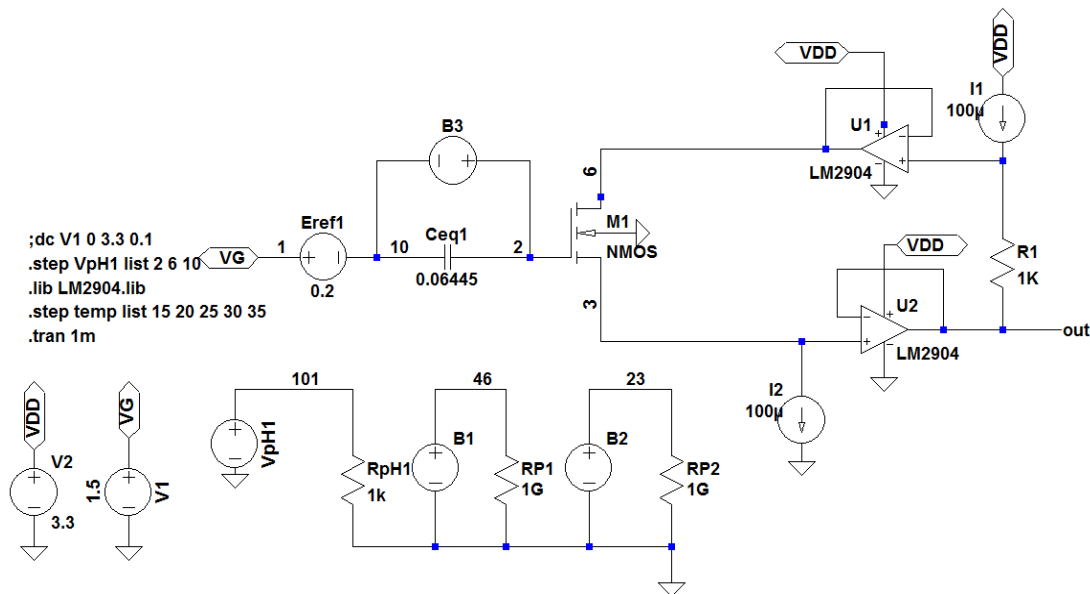


Figura 8: Esquema de simulação para circuito de Leitura CVCC – Constant Voltage Constant Current.

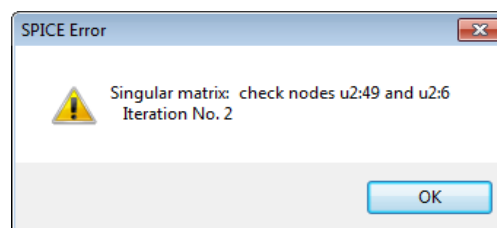


Figura 9: Mensagem de erro apresentada pelo simulador quando o modelo apresentado em [20] é utilizado para realização de simulações transientes em simuladores SPICE.

Esse problema ocorre devido ao fato de que o modelo clássico, mostrado na figura 6 e representado pela equação (12), incorpora uma fonte de tensão dependente, B3, que é função de seu próprio nível de potencial, gerando um ciclo de simulação infinito. A simulação transiente é importante, pois torna possível a análise da resposta de circuitos eletrônicos integrados em função de sinais variáveis no domínio do tempo. No caso de circuitos de condicionamento e ISFET's, dependendo da aplicação, esse tipo de simulação é importante para obter: a máxima velocidade de operação do circuito, a influência das não idealidades do sensor sobre o desempenho do circuito em rápidas variações de potencial, a influência do chaveamento em circuitos de condicionamento de sinais mistos, análise de respostas de circuitos que convertem o pH em informação digital ou para o domínio da frequência, etc.

Outro inconveniente observado neste modelo está na representação do efeito da temperatura sobre o potencial eletroquimicamente induzido emulado. Os resultados de simulação apresentados na figura 10 mostram o potencial de saída do circuito mostrado na figura 8 (nó out) em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência (terminal VG), para os valores de pH 2, 6 e 10, nas temperaturas 15, 20, 25, 30 e 35 graus celsius. Os resultados mostram que o efeito da variação de sensibilidade em função da temperatura é fixo e vale 91.4 milivolts, resultando numa variação média de 4.57 mV/°C). Conforme exposto na seção 1.4, a variação da resposta do potencial eletroquimicamente induzido, em função da temperatura, varia de acordo com a mudança da concentração de íons, sendo mais evidente para os maiores níveis de pH; isto não pode ser observado em simulações que se utilizam do modelo clássico, mostrado na figura 6.

O modelo primário apresentado em [3] é implementado no simulador com vários parâmetros constantes, entre eles a temperatura. Portanto, a variação do potencial observada na saída do circuito mostrado na figura 8, se deve apenas devido a natureza eletrônica do ISFET, além dos demais componentes eletrônicos que tem comportamento variável com a temperatura, mas não pôde ser observada nenhuma variação inerente a sua natureza eletroquímica. É de suma importância que se tenha um modelo capaz de simular o efeito da temperatura no comportamento de sensores ISFET sensíveis a pH, para que se torne possível projetar circuitos de condicionamento de sinais com a finalidade de supressão deste efeito.

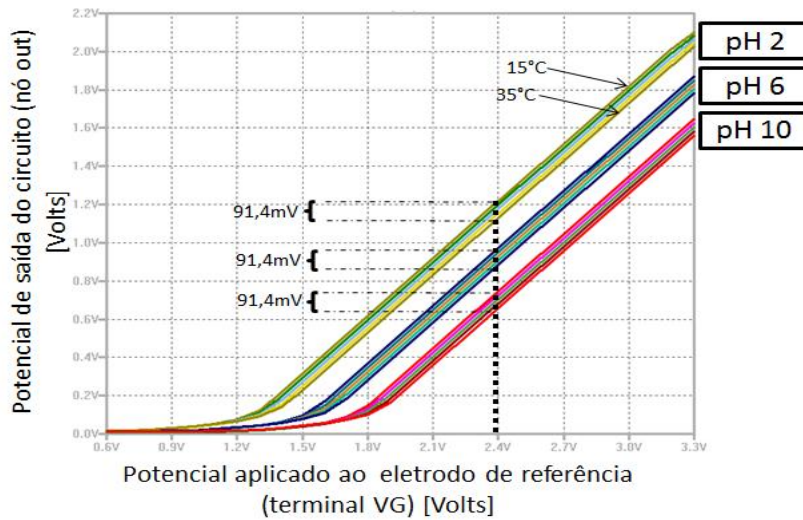


Figura 10: Potencial de saída do CVCC em função do potencial de eletrodo de referência, pH e temperatura.

As limitações observadas no modelo primário e, conseqüentemente, a necessidade de alcançar os requisitos de projeto supracitados, motivaram o desenvolvimento de um modelo elétrico alternativo com as mesmas funcionalidades do modelo clássico, mas que seja capaz de superar suas limitações.

No próximo capítulo será desenvolvido e analisado um modelo elétrico alternativo para sensores ISFET sensíveis a pH, com resultados de simulação de estado permanente semelhantes aos relatados por Jarmin [23]. Além disso, ao contrário do modelo comportamental empregado em [23], o modelo proposto neste trabalho não requer expressões recursivas, como fontes de tensão ou corrente dependentes e, por isso, funciona tanto em simulações DC quanto transientes. Além disso, o modelo proposto é capaz de representar os efeitos da temperatura sobre o potencial eletroquimicamente induzido na tensão de limiar do ISFET, o que torna sua utilização indispensável em ferramentas de simulação no projeto de circuitos de condicionamento de sinais para sensores ISFET sensíveis a pH, que incluem também a supressão do efeito da temperatura como requisito de projeto. Resultados de simulação de estado permanente serão apresentados e comparados aos resultados experimentais de um dispositivo ISFET acadêmico sensível a pH.

3. UM MODELO ELÉTRICO ALTERNATIVO PARA SIMULAÇÕES DE SENSORES ISFET SENSÍVEIS A PH

Neste capítulo será desenvolvido um modelo elétrico alternativo para o ISFET sensível a pH com as mesmas funcionalidades do modelo apresentado em [3] [4], mas com as seguintes vantagens:

- ✓ É implementado de uma forma muito simples;
- ✓ Não necessita de expressões recursivas para representação do estágio eletroquímico do dispositivo;
- ✓ Possibilita a realização de simulações DC e transiente, tudo no mesmo simulador;
- ✓ As simulações podem ser estabelecidas de sorte a incluir o efeito da temperatura;
- ✓ Redução do tempo de projeto devido às vantagens supracitadas.

3.1 Formulações do novo modelo

Conforme exposto no capítulo 2, a corrente de dreno de um ISFET difere da corrente de dreno de um transistor CMOS regular por um fator que depende da parcela da tensão eletroquimicamente induzida em sua tensão de limiar. Para representar este fenômeno químico, que é dependente da tensão térmica e do pH, três elementos são utilizados entre o potencial aplicado à porta de um transistor NMOS regular: uma fonte de tensão constante, V1, em série com um diodo, D, que é conectado em paralelo com uma fonte corrente constante I_0 .

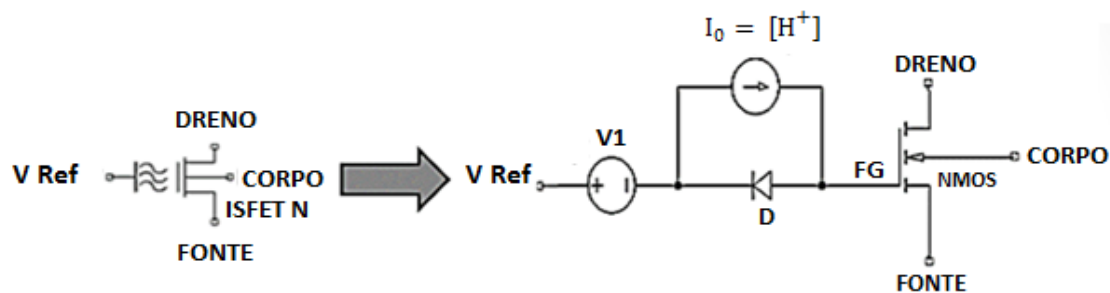


Figura 11: Novo modelo de circuito elétrico proposto para simulações de ISFET's.

O circuito proposto é apresentado na Figura 11. Assim como num MOSFET regular, o esquema proposto apresenta quatro terminais para conexões externas: Dreno,

Corpo, Fonte e V_{REF} , sendo este último o potencial aplicado ao eletrodo de referência. O valor numérico da fonte de corrente ideal, I_0 , emula a concentração de íons $[H^+]$ de uma solução aquosa. A seguir, o circuito equivalente proposto neste trabalho será analisado.

Segundo o modelo de Shockley, a corrente que flui através de um diodo é dada pelo modelo apresentado em (13).

$$I_D = I_0 = I_s \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \quad (13)$$

Neste modelo, V_D representa a diferença de potencial sobre o diodo D , I_s representa a corrente de saturação reversa do diodo e V_T a tensão térmica, dada por:

$$V_T = \frac{K T}{q} \quad (14)$$

Substituindo (14) em (13) e isolando V_D , resulta no modelo apresentado em (15).

$$V_D = 2,3 \frac{K T}{q} \left[\log \left(\frac{I_0 + I_s}{I_L} \right) + \log \left(\frac{I_L}{I_s} \right) \right] \quad (15)$$

O parâmetro $I_L = 1$ Ampère foi incluído apenas para normalizar o argumento do logaritmo, mantendo-o adimensional. Quando o produto dos argumentos de ambos os termos logarítmicos é realizado através da regra do produto logarítmico, I_L será cancelada em ambos os termos.

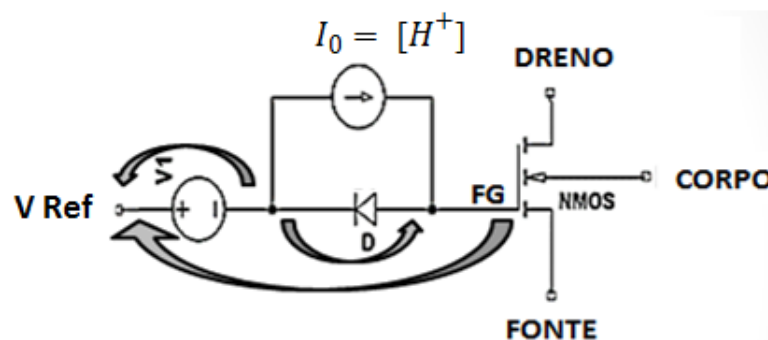


Figura 12: Distribuição de potenciais na porta do transistor NMOS do modelo proposto.

A corrente de dreno-fonte que flui através de um MOSFET é modulada pelas variações do potencial aplicadas entre os terminais de porta e fonte; no caso do

transistor NMOS mostrado na figura 12, seu terminal de porta é representado pelo nó FG. A diferença de potencial entre os terminais V_{REF} e FG é dada por:

$$V_{REF} - V_{FG} = V_1 - V_D \quad (16)$$

Onde: V_{REF} representa o potencial aplicado ao eletrodo de referência; V_{FG} representa o potencial na porta do transistor NMOS; V_1 representa uma fonte de tensão constante utilizada para ajuste da parcela do potencial eletroquimicamente induzido na tensão de limiar, que é independente do pH; V_D representa a diferença de potencial sobre o diodo.

Substituindo (15) em (16) e resolvendo para o potencial V_{FG} , resulta na equação (17) abaixo:

$$V_{FG} = V_{REF} - V_1 + 2,3 \frac{KT}{q} \left[\log \left(\frac{I_0 + I_S}{I_L} \right) + \log \left(\frac{I_L}{I_S} \right) \right] \quad (17)$$

O modelo da corrente de dreno que flui através do dispositivo NMOS mostrado na figura 12, quando operando em regime de saturação, é dado por:

$$I_{DS_NMOS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{FG} - V_S - V_{th(MOS)})^2 \quad (18)$$

De modo a observar a influência da distribuição de potencial na porta do transistor NMOS mostrado no esquema da figura 12, substitui-se (17) em (18) e rearrumando a equação resultante, é obtida a equação (19):

$$I_{DS_NMOS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} \left(\underbrace{V_{Ref} - V_S - V_1}_{\text{Potencial independente da atividade iônica}} + \underbrace{2,3 \cdot \frac{KT}{q} \cdot \log \left(\frac{I_L}{I_S} \right)}_{\text{Potencial dependente da atividade iônica}} + \underbrace{2,3 \cdot \frac{KT}{q} \log \left(\frac{I_0 + I_S}{I_L} \right)}_{\text{Potencial dependente da atividade iônica}} - V_{th(MOS)} \right)^2 \quad (19)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{V_{Eletroquímico}}$
 $\underbrace{\hspace{15em}}_{-V_{th(ISFET)}}$

A equação (19) é semelhante às equações (2) e (9) que representam o modelo da corrente de dreno de um ISFET operando em regime de saturação. A fonte de corrente constante, I_0 , representa a concentração de íons de hidrogênio, $[H^+]$; o potencial eletroquimicamente induzido é representado pela equação (20):

$$V_{\text{Eletroquímico}} = E'_i + 2,3 \cdot \frac{K T}{q} \log \left(\frac{I_0 + I_S}{I_L} \right) \quad (20)$$

O primeiro termo da equação E'_i representa a parcela do potencial eletroquimicamente induzido que é independente da concentração de íons emulada, e é dado por:

$$E'_i = -V1 + 2,3 \cdot \frac{K T}{q} \cdot \log \left(\frac{I_L}{I_S} \right) \quad (21)$$

A fonte de potencial constante $V1$ é utilizada para ajuste do potencial E'_i , dependendo do dispositivo físico que se deseja representar com este modelo. O segundo termo no lado direito da equação (20) é dependente da temperatura e do logaritmo de base dez da fonte de corrente I_0 que, neste modelo, representa a concentração de íons de hidrogênio emulada.

Analisando os termos dentro do logaritmo de base dez da equação (20), em condições onde o valor da fonte de corrente constante I_0 for muito maior que o valor da corrente de saturação, I_S , do diodo, I_0 será predominante sobre I_S , ou seja:

$$\log \left(\frac{I_0 + I_S}{I_L} \right) \approx \log \left(\frac{I_0}{I_L} \right) \quad \text{para } I_0 \gg I_S \quad (22)$$

Logo, para $I_0 = [H^+] = 10^{-pH}$, resulta em:

$$\log \left(\frac{I_0}{I_L} \right) = \log \left(\frac{10^{-pH}}{1} \right) = -pH$$

Contudo, à medida que o valor da fonte de corrente I_0 se aproxima do valor de I_S , as duas correntes terão a mesma influência sobre o potencial eletroquimicamente induzido do modelo. Finalmente, quando I_S se torna muito maior que I_0 , I_S será o fator dominante, fazendo com que não haja variação de potencial em relação à concentração de íons emulada. Em dispositivos reais, o limite máximo de detecção de pH do ISFET varia entre pH 12 a 14, como por exemplo o “*pH ISFET Probe*” da marca “*Sentron*” que possui um alcance de detecção de pH 0 a 14; o ISFET caracterizado em [3] e [4] possui limite de detecção até pH 12. Portanto, no modelo proposto neste trabalho, a

corrente de saturação I_S representará o limite físico apresentado por dispositivos ISFET em relação à menor concentração de íons detectável.

Assim como no modelo clássico, as variações de carga inerentes ao estágio eletroquímico são modeladas por um modelo capacitivo. A capacitância equivalente de um diodo pode ser expressa como uma associação em série de dois capacitores, conforme mostrado na figura 13. O capacitor C_0 tem capacitância fixa, a uma temperatura fixa, e o capacitor $C_{f(I_0)}$ varia em relação do valor da corrente I_0 que atravessa o diodo, também a uma temperatura fixa. A associação completa é dada pelas equações (23) – (25), onde σ representa a densidade de carga de junção do diodo.

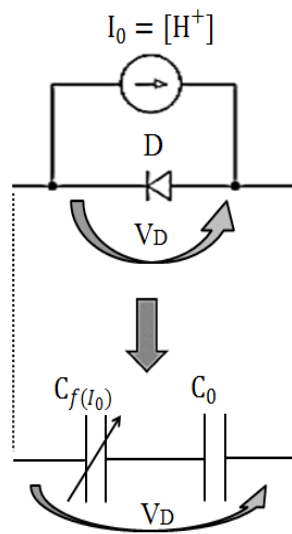


Figura 13: Capacitâncias do estágio eletroquímico do modelo de circuito elétrico proposto neste trabalho para o ISFET sensível a pH,.

$$C_0 = \frac{\sigma}{2,3 * \frac{K T}{q} * \log\left(\frac{I_L}{I_S}\right)} \quad (23)$$

$$C_{f(I_0)} = \frac{\sigma}{2,3 * \frac{K T}{q} * \log\left(\frac{I_0 + I_S}{I_L}\right)} \quad (24)$$

$$C_{\text{Diodo}} = \frac{1}{\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_{f(I_0)}}} = \frac{\sigma}{2,3 * \frac{K T}{q} * \left[\log\left(\frac{I_0 + I_S}{I_L}\right) + \ln\left(\frac{I_L}{I_S}\right) \right]} = \frac{\sigma}{V_D} \quad (25)$$

Portanto, de forma semelhante ao modelo clássico, a capacitância variável, $C_{f(I_0)}$ e a capacitância fixa, C_0 , (ambas representadas pelo diodo em paralelo com a fonte de

correte I_0) são empregadas para representar a variação de carga que ocorre no estágio eletroquímico do ISFET por meio de simulações.

Na próxima seção, serão apresentadas simulações que confirmam a efetividade do modelo elétrico proposto, tanto em simulações DC quanto em simulações transientes, incluindo também o efeito da temperatura. Além disso, resultados experimentais serão comparados com os resultados de simulação de regime permanente para comprovação da eficácia do modelo.

3.2 Resultados de simulação

Simulações BSIM3v3 foram realizadas para avaliar o funcionamento do modelo proposto com o objetivo de representar o comportamento de um ISFET atuando como sensor de pH. Para realizar as simulações, o modelo de ISFET proposto foi empregado como um bloco de entrada acoplado ao circuito de leitura CVCC (Current Voltage Constant Current) que opera estabelecendo uma diferença de potencial constante entre os terminais de dreno e fonte do ISFET, V_{DS} , por meio de amplificadores operacionais, a uma corrente de dreno fonte, I_{DS} , também constante. Essa configuração garante que o potencial no terminal de fonte do ISFET, a uma temperatura constante, somente mude por variações do pH da solução eletrolítica. O esquema do circuito proposto para o ISFET condicionado pelo circuito de leitura CVCC é apresentado na Figura 14.

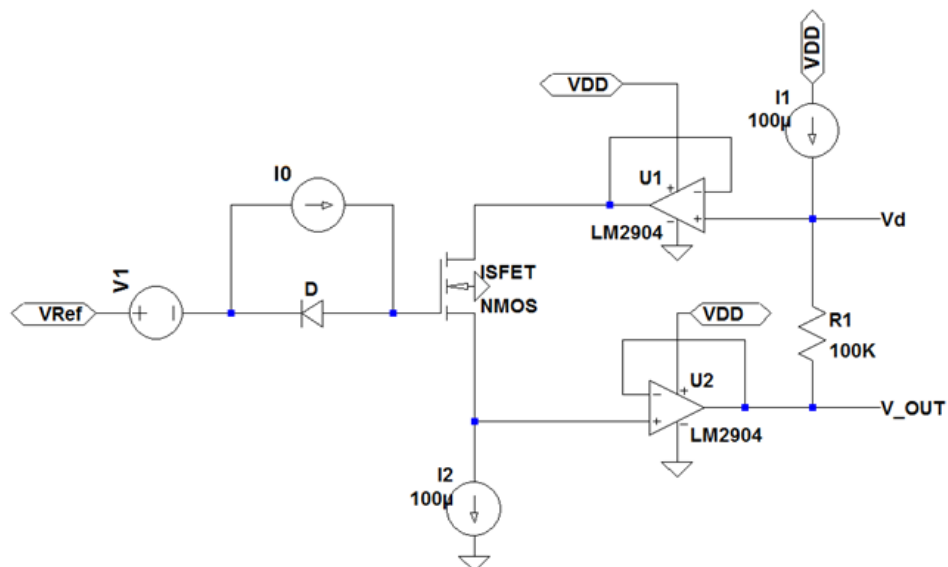


Figura 14: Circuito de Leitura CVCC utilizando o modelo de ISFET proposto neste trabalho.

Para esta simulação, a fonte de corrente I_0 varia de 10^{-3} a 10^{-10} Amperes, emulando a faixa de pH de 3 a 10, respectivamente. Conforme mencionado acima, o

circuito CVCC deve ser polarizado de tal sorte que a o potencial de dreno fonte do ISFET seja constante. De modo a obter um ponto de polarização em que o circuito terá funcionará da maneira desejada, as curvas do potencial de dreno e fonte do ISFET, V_{DS_ISFET} , e sua corrente de dreno, I_{DS_ISFET} , em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, V_{Ref} , são mostrados na Figura 15. Nela é possível observar que, o potencial do eletrodo de referência pode ser estabelecido entre 0.6 e 3.3 volts para que tanto o potencial de dreno-fonte do ISFET quanto sua corrente de dreno tenham valores constantes. Estes resultados mostram que o circuito CVCC pode manter V_{DS_ISFET} e I_{DS_ISFET} constantes para uma ampla faixa de polarização do eletrodo de referência.

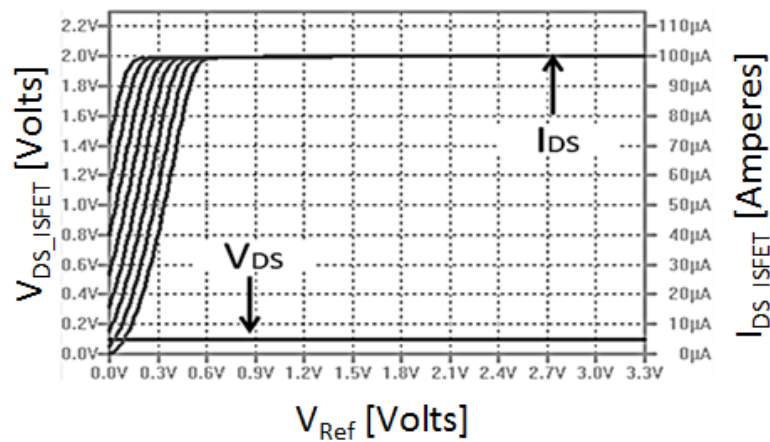


Figura 15: Valores de polarizaçãoda Corrente de dreno, I_{DS} , e tensão fonte-dreno, V_{DS} , do circuito CVCC apresentado na figura 14.

O valor do eletrodo de referência foi fixado em 0.95 Volts; a corrente de saturação, I_s , do modelo do diodo empregado, vale 10 picoampéres. O ISFET foi projetado em tecnologia CMOS padrão de 0.35 μ m utilizando um transistor NMOS, com relação de aspecto, W/L , de 50 μ m/ 50 μ m, respectivamente.

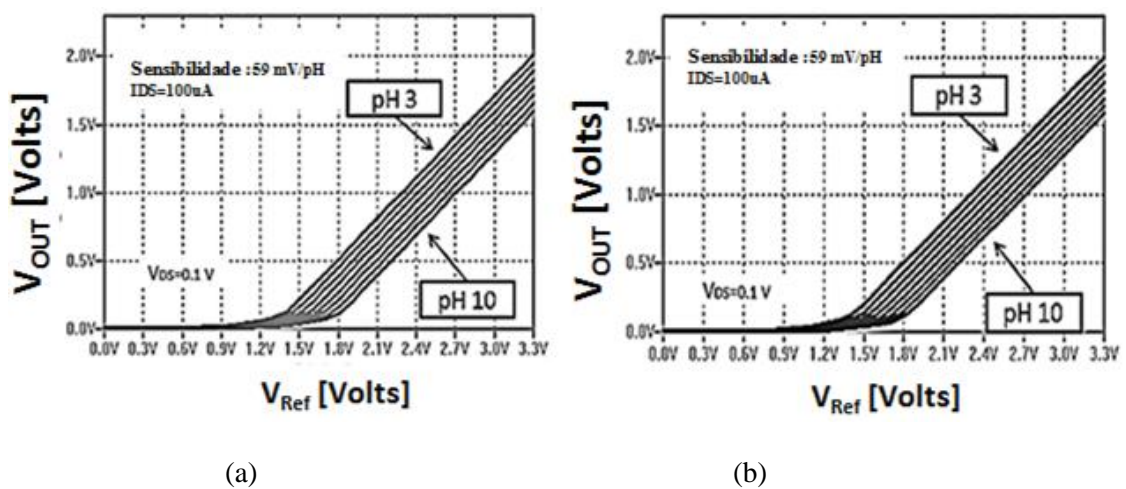


Figura 16: Tensão de Saída, V_{OUT} , em função do potencial de eletrodo de referência, V_{REF} , para o circuito CVCC com o modelo clássico do ISFET (a) e com o modelo proposto neste trabalho (b).

Os valores de tensão para os níveis de pH emulado, com o eletrodo de referência variando de 0 V a 3.3 V com passos de 0.1 Volts, empregando o modelo de ISFET clássico apresentado em [3], e também o modelo elétrico proposto neste trabalho, são mostrados na Fig. 16 (a) e (b), respectivamente. Esses resultados mostram que o modelo proposto é capaz de abordar resultados compatíveis com modelos clássicos do ISFET, confirmando a eficácia do modelo proposto no domínio da simulação em regime permanente.

Para demonstrar a efetividade do modelo proposto em simulações transientes, foi observada a resposta do circuito de leitura CVCC em função de um pulso na fonte de corrente I_1 , utilizando o esquema mostrado na figura 14. As curvas da simulação são apresentadas na figura 17. Parâmetros da onda quadrada: período 2.02 milisegundos; ciclo de trabalho 50%; o nível baixo vale zero microAmperes e o nível alto vale 100 microamperes. Nesta simulação, o potencial V_{REF} foi mantido em 2.0 Volts. Nos resultados gráficos de simulação podemos observar os resultados na saída do circuito, em resposta à aplicação do pulso de corrente. Estes resultados foram apresentados para mostrar que o modelo proposto é capaz de executar a simulação transitória, utilizando a mesma ferramenta de simulação e sem qualquer outro ajuste, além dos parâmetros de simulação.

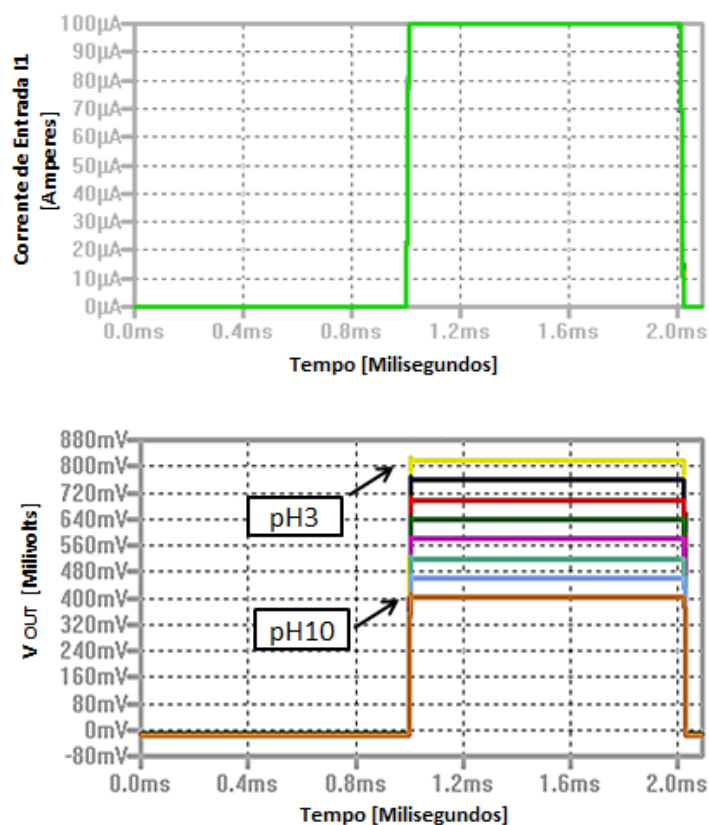


Figura 17: Saída do circuito de leitura CVCC em resposta a um pulso na fonte de corrente I_1 , conforme esquema mostrado na figura 14.

De modo a verificar o efeito da temperatura inerente ao estágio eletroquímico do ISFET, foram realizadas simulações utilizando o esquema mostrado na figura 18, para os níveis de pH emulados 2, 6 e 10, nas temperaturas de 15 a 35 °C com passos de 5 °C. As curvas resultantes da simulação são mostradas na Figura 18; é possível observar uma família de curvas de pH para cada temperatura emulada.

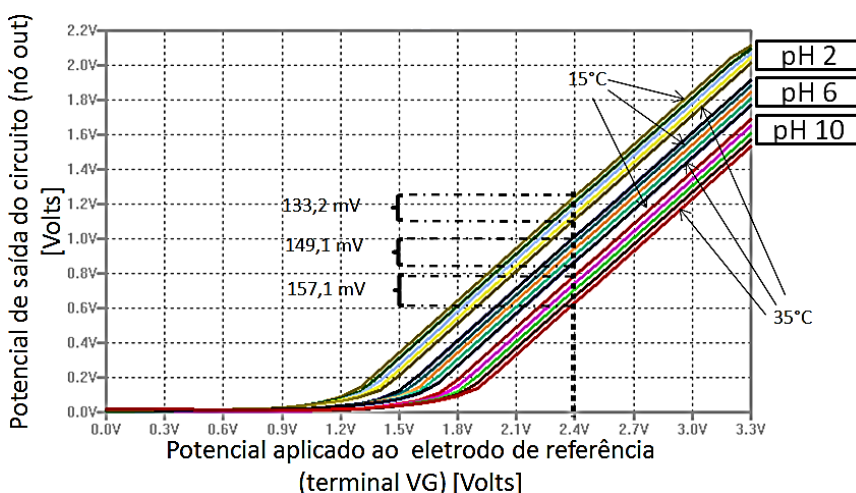


Figura 18: Curvas de polarização do circuito de leitura CVCC para vários valores de pH e temperatura.

Fixando o valor do potencial do eletrodo de referência em 2,4 volts, é possível observar que existe uma diferença entre as famílias de curvas em função da temperatura, e que essa diferença será tão maior quanto for o valor do pH emulado, conforme previsto no capítulo anterior. A partir dos dados obtidos por meio das simulações mostradas na figura 18, foram plotadas as curvas de variação de potencial em função da temperatura na saída do circuito esquematizado na figura 14.

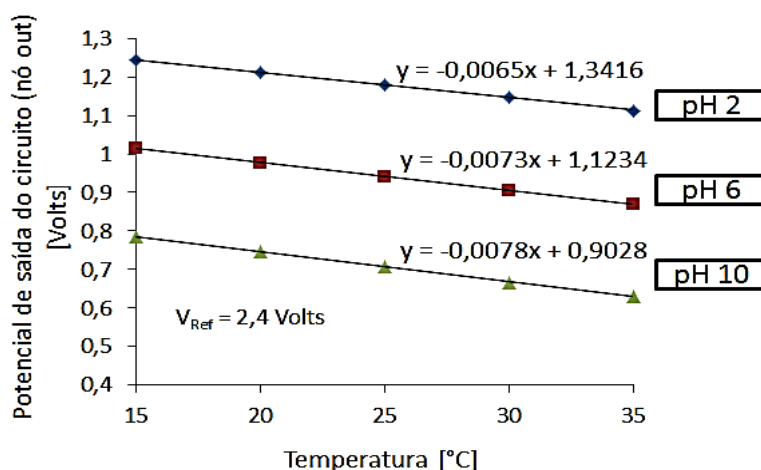


Figura 19: Potencial de saída do esquema mostrado na figura 14, em função da temperatura, para os valores de pH 2, 6 e 10.

A figura 19 mostra que essa diferença é de 6.5 e 7.8 mV/°C para pH 2 e 10, respectivamente. Portanto, a variação de potencial observada na saída do circuito apresentado na figura 14, como função da temperatura, se deve pela variação de temperatura no estágio eletrônico do ISFET e demais componentes do circuito, mas também pela variação do potencial eletroquimicamente induzido. Estes resultados mostram a efetividade do modelo proposto para simulações onde se deseja observar o comportamento de circuitos de condicionamento para o ISFET incluindo o efeito da temperatura.

3.3 Resultados Experimentais x Resultados de Simulação

A verificação experimental também foi realizada para comparar os resultados obtidos pelo modelo de simulação e os resultados produzidos por um dispositivo ISFET real. O ISFET empregado nos experimentos foi caracterizado utilizando um Analisador de Parâmetros de Dispositivos Semicondutores - *B1500 Keithley*. O esquema de montagem do experimento é apresentado na figura 20. Os potenciais de fonte, dreno, corpo e eletrodo de referência são estabelecidos por fontes embarcadas no analisador, chamados de SMU's (Source Measure Units), que por sua vez são programadas pela interface homem-máquina do equipamento.

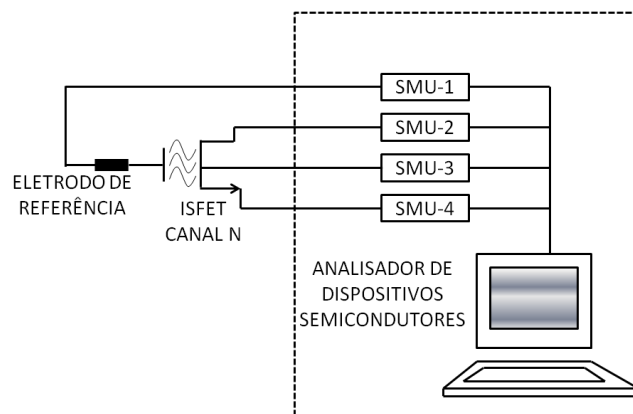


Figura 20: Esquema experimental para caracterização DC do dispositivo ISFET.

O dispositivo ISFET utilizado no experimento consiste de 128 elementos em paralelo, com relação de aspecto $W / L = 50 \mu\text{m} / 50 \mu\text{m}$ cada, tensão de limiar $V_{th} = 1.5$ Volts e uma camada sensível a íons de hidrogênio de nitreto de silício (Si_3N_4). O experimento foi conduzido com água deionizada ($\text{DI H}_2\text{O}$) com $\text{pH} \approx 5$; a simulação foi realizada com o valor da concentração de íons de hidrogênio estabelecida em $[\text{H}^+] = 10^{-5}$.

As curvas da corrente de dreno, I_{DS} , em função do potencial dreno-fonte, V_{DS} , para diferentes níveis de potencial do eletrodo de referência, V_{REF} , para os resultados experimentais e de simulação, são apresentadas na Figura 21. Podemos observar nesta experiência a eficácia do modelo proposto neste trabalho, sendo mais evidente quando o dispositivo funciona em regime de triodo. Fatores como a temperatura ambiente, a temperatura do dispositivo e os limites de potencias aplicados ao dispositivo, além de não idealidades mencionadas no capítulo anterior, podem ter influenciado na diferença entre as curvas de corrente de dreno, sendo esse desvio mais evidente para o potencial de 3.0 volts aplicado ao eletrodo de referência, quando o dispositivo funciona em regime de saturação.

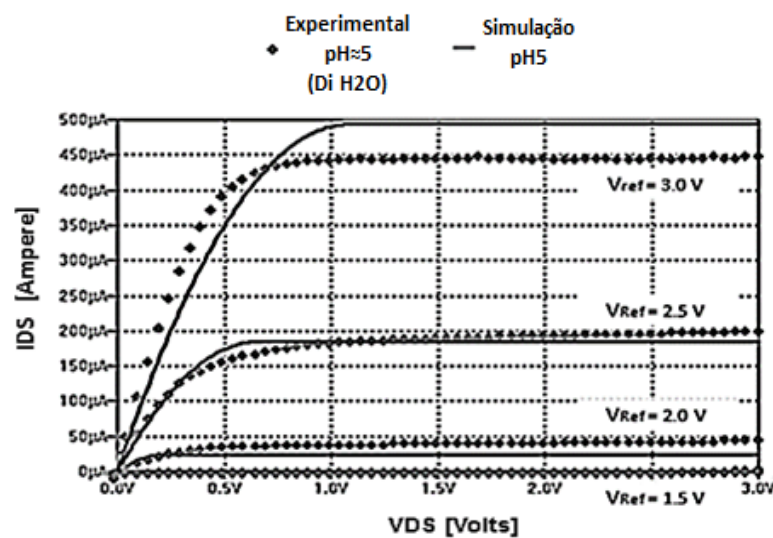


Figura 21: Resultados de Simulação x Resultados Experimentais de um ISFET.

4. CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO COM COMPENSAÇÃO DO EFEITO DA TEMPERATURA PARA SENSORES ISFET SENSÍVEIS A PH

Os circuitos convencionais de leitura de sensores do tipo matriz de ISFET's são o par diferencial ISFET / MOSFET (IMDP) [26] e o Corrente Constante e Tensão Constante (CVCC) [19]. Numa matriz de sensores, os transdutores e seus circuitos de leitura associados compõem cada um dos elementos de uma única célula, chamada de pixel. O esquema de um único elemento da matriz usando as topologias IMDP e CVCC são apresentados na Figura 22 (a) e (b), respectivamente. Essas topologias apresentam resposta de saída passiva sem ganho de sensibilidade que, de acordo com o modelo de Nernst [3] à temperatura ambiente, apresenta um limite máximo teórico de cerca de 59 mV/pH para ISFET's sensíveis a íons de hidrogênio.

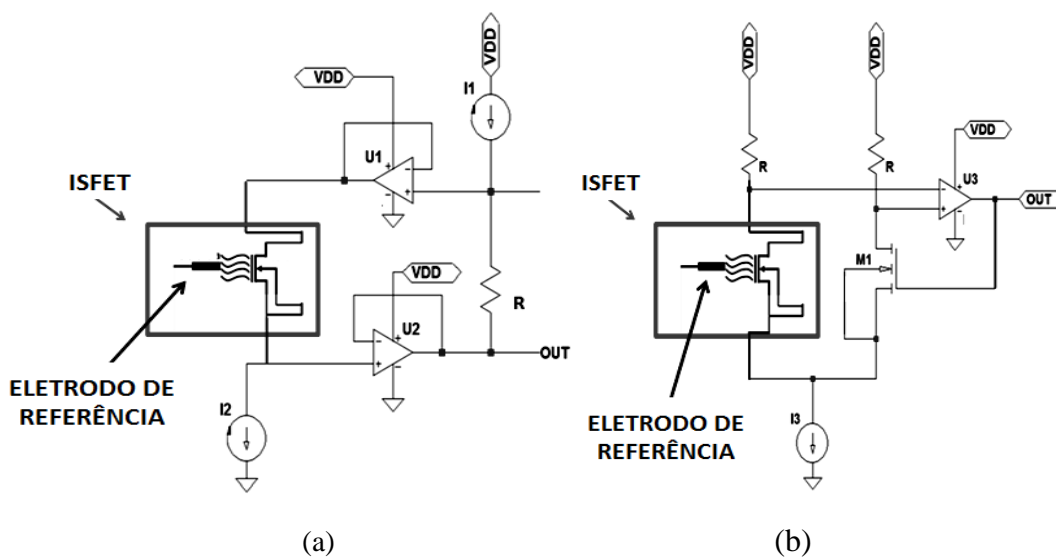


Figura 22: Circuitos de leitura convencionais para ISFET's: a) Tensão Constante Corrente Constante (CVCC) e b) Par Diferencial ISFET/MOSFET.

Contudo, as topologias supracitadas não atendem aos requisitos de projeto de um sensor do tipo Matriz de ISFET's integrada em chip, devido a componentes como resistores e amplificadores operacionais que demandam muito espaço da área disponível no silício. Uma topologia alternativa de circuito de leitura, adequada para aplicações com sensores do tipo matriz de sensores ISFET sensíveis a pH, é proposta neste trabalho. Além disso, em comparação com as soluções anteriores apresentadas na

literatura, apresenta dimensão reduzida, produz resposta linear e fornece um ganho adicional sobre a sensibilidade do dispositivo.

4.1 Análises da topologia de circuito proposta

O esquema do circuito de leitura proposto para condicionamento de sinais das células de um sensor do tipo matriz de ISFETs sensíveis a pH é apresentado na Figura 23. Esta topologia de circuito é comumente empregada em pixels de matrizes de sensores de imagem do tipo APS3T [27], mas com princípios de funcionamento diferentes devido ao elemento sensor utilizado. Este circuito foi escolhido por sua simplicidade de funcionamento e área reduzida, além da grande possibilidade de chaveamento e seleção de células. O circuito consiste de um transistor NMOS, M1, em série com um sensor ISFET de canal N. A tensão resultante no dreno do ISFET é lida por um seguidor de fonte M2 e entregue ao nó de saída (OUT) quando o transistor M3 é ligado. O potencial V_{pn} é utilizado para a polarização do transistor M4.

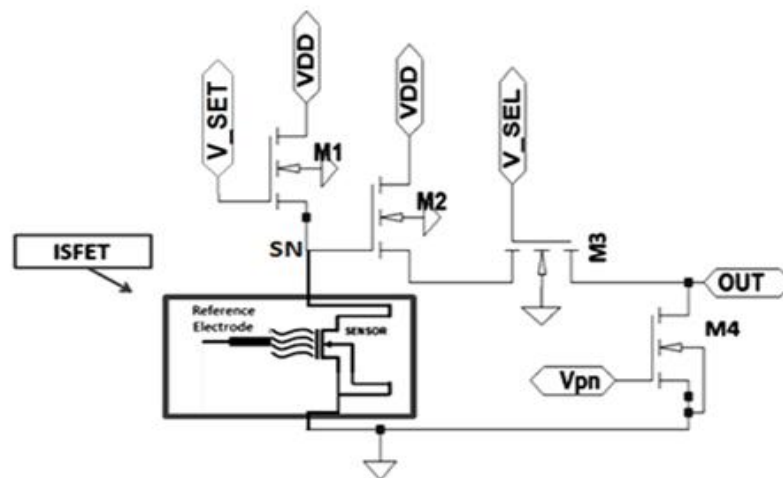


Figura 23: ISFET combinado ao circuito proposto de condicionamento proposto neste trabalho: Active ISFET Sensor.

O transistor M1 estará desligado quando $V_{SET} = 0$, o que resulta num potencial nulo no nó de saída, OUT, do circuito. À medida que o transistor M1 é ativado, $V_{SET} = V_{DD}$, uma corrente passa a fluir através do ISFET e a tensão entre dreno e fonte de M1, $V_{DS M1}$, pode ser expressa da seguinte forma:

$$V_{DS M1} = V_{GS M1} = V_{DD} - V_{SN} \quad (26)$$

Desta forma teremos:

$$V_{DSM1} > V_{GSM1} - V_{thM1} \quad (27)$$

Nestas condições o transistor M1 funcionará em regime de saturação e sua corrente de dreno, I_{DM1} , é dada por:

$$I_{DM1} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (V_{GSM1} - V_{thM1})^2 \quad (28)$$

Polarizando o ISFET de modo que funcione também em regime de saturação, sua corrente apresenta o mesmo padrão que em (28). Como o ISFET e o transistor M1 estão em série, a corrente que flui através de ambos os transistores é a mesma. Resolvendo para o potencial na fonte do transistor M1, nó SN, teremos:

$$V_{SN} = V_{DD} - V_{thM1} - [G(V_{REF} - V_{thISFET})] \quad (29)$$

Onde: V_{DD} representa o potencial da fonte de alimentação; V_{REF} é o potencial aplicado ao eletrodo de referência; V_{thM1} é a tensão limiar do transistor M1; $V_{thISFET}$ é a tensão limiar do ISFET; G é um fator que depende dos parâmetro de fabricação e do projeto que será descrito mais adiante no texto.

Conforme citado no capítulo 1, a tensão de limiar de um ISFET, $V_{thISFET}$, é dado em por:

$$V_{thISFET} = 2,303 * \frac{KT}{q} * \alpha * pH + E_0 \quad (30)$$

O primeiro termo da equação acima é dependente da concentração de íons da solução e o segundo termo E_0 é independente do pH. O parâmetro de ajuste α foi incluído, podendo assumir qualquer valor entre 0 e 1 [1], [28] e [29]. No caso do modelo de ISFET utilizado neste estudo $\alpha = 1$, obtendo a máxima sensibilidade teórica de Nernst (cerca de 59mV/pH). Em (29), G é um parâmetro de fabricação, dado por:

$$G = \sqrt{\frac{\left[\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\right]_{ISFET}}{\left[\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\right]_{M1}}} \quad (31)$$

Onde: μ_n representa a mobilidade média dos elétrons no canal; C_{ox} é a capacitância de óxido e W/L é a relação de aspecto.

Analisando a equação (31) podemos observar que o parâmetro de ganho de sensibilidade será um termo fixo e independente da temperatura visto que, apesar de as

mobilidades de elétrons e capacitâncias de óxido de ambos os dispositivos serem dependentes da temperatura, os efeitos da temperatura se anulam devido a forma da equação. Se ambos os dispositivos ISFET e transistor auxiliar M1 forem fabricados na mesma tecnologia e se as capacitâncias de óxido de ambos os dispositivos forem iguais, a equação (32) pode ser reescrita de modo a considerar somente a influência das relações de aspecto de ambos os dispositivos:

$$G = \sqrt{\frac{\left[\frac{W}{L}\right]_{ISFET}}{\left[\frac{W}{L}\right]_{M1}}} \quad (32)$$

Como o fator G dado por (32) é multiplicado por $V_{Th\ ISFET}$ em (29), é possível manipular a relação entre as dimensões do ISFET e do transistor M1 para aumentar a sensibilidade da leitura na saída do circuito, sem a necessidade de nenhum hardware adicional. A forma completa da variação de potencial que ocorre no nó sensível do circuito mostrado na figura 21 é dada na equação (33):

$$V_{SN} = V_{DD} - V_{thM1} - G * (V_{REF} + E_0) + G * 2,303 * \alpha * \frac{KT}{q} * \text{pH} \quad (33)$$

Analisando o circuito de leitura mostrado na Figura 23, podemos observar que M1 apresenta efeito de corpo, enquanto que o ISFET é livre desse efeito. Por razões de simplicidade, o efeito corpo de M1 foi inicialmente omitido em (33). No entanto, o efeito do corpo será levado em consideração nos resultados das simulações. Na equação (33) os termos dependentes da temperatura são: a tensão de limiar do transistor M1, as mobilidades e capacitâncias de óxido de ambos os dispositivos, além da sensibilidade de Nernst. Dos termos supracitados, o de maior influência na saída do circuito, com relação à temperatura, será justamente a sensibilidade do sensor visto que o erro devido ao efeito da temperatura é amplificado por meio do fator G.

Outro ponto importante a ser considerado está no fator de amplificação do sinal. O que de fato é amplificado é a diferença entre o potencial eletroquimicamente induzido que depende do pH e a parcela do potencial que independe do pH, além do potencial do eletrodo de referência. Portanto, para obter um bom alcance de sinal o potencial do eletrodo de referência deve ser escolhido de modo a ter o menor valor possível. Finalmente, podemos observar na equação (33) que a polarização do circuito também está associada ao valor da tensão de alimentação do circuito.

4.2 Investigações dos resultados de simulação da interface proposta

Para afirmar a eficácia do circuito de leitura proposto, simulações foram realizadas com emulações de variações de pH entre 3 e 10 como entrada para o circuito condicionador. Todas as simulações foram realizadas com o modelo proposto neste trabalho, visto que, como demonstrado no capítulo 2, apresenta resultados compatíveis com os modelos clássicos sem perda de generalidade. As dimensões do ISFET e do transistor M1 foram escolhidas de tal sorte a obter um ganho de aproximadamente três vezes a sensibilidade teórica do sensor. As simulações foram realizadas considerando-se um elemento ISFET constituído de n portas em paralelo como mostrado na Figura 24, neste caso $n = 128$. Todos os parâmetros do transistor M1 e do sensor ISFET estão descritos na tabela I.

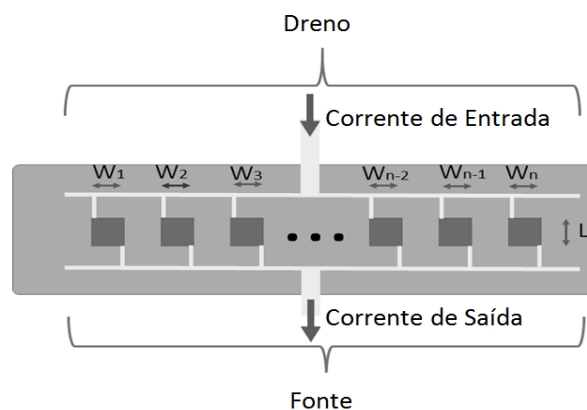


Figura 24: Vista superior de um isfet de n portas em paralelo.

TABELA II: DIMENSÕES DO SENSOR ISFET E TRANSISTORES NMOS QUE COMPÕES O CIRCUITO DE LEITURA PROPOSTO NESTE TRABALHO.

	W	L	QUANTIDADE
	μm	μm	DE PORTAS
ISFET	50	50	128
M2	1	1	1
M3	1	1	1
M4	1	1	1
DIMENSÕES DO TRANSISTOR M1			
PARÂMETRO DE	W	L	
GANHO G	μm	μm	
3	5	0,35	
2	11,2	0,35	
1	44,8	0,35	

O sensor ISFET foi concebido com as características constitutivas mostradas na figura 24 de modo a apresentar alta transcondutividade e com bons contatos em toda a área do sensor [28], [29]. Portanto, a quantidade de portas do ISFET deve ser incluída nos cálculos, indicando que a dimensão de largura, W , de cada porta deve ser

multiplicada por n , enquanto que a dimensão L permanece a mesma que no caso de um único elemento. A mobilidade média de elétrons e a capacitância de óxido do ISFET e do transistor M1 são consideradas equivalentes, pois se considera que tanto o ISFET quanto os demais transistores NMOS serão fabricados usando a mesma tecnologia CMOS. Na tabela II é possível observar que as dimensões do ISFET e dos transistores foram mantidos constantes, com exceção das dimensões de M1; nestas condições, quanto maior o ganho projetado menor podem ser as dimensões do transistor M1. Como o parâmetro de ganho depende da relação de aspecto do ISFET e do transistor M1 é possível obter sensores de alta sensibilidade com dimensões minimalistas.

Escolhidas as dimensões dos dispositivos, a simulação de regime permanente foi realizada com o objetivo de encontrar o melhor ponto de polarização para o eletrodo de referência. Para isso, variou-se o nível de potencial aplicado ao eletrodo de referência entre 0 e 3.3 Volts, com passos de 10 milivolts e monitorando a tensão de saída, representada pelo nó OUT do circuito mostrado na figura 23. Os resultados dessa simulação são apresentados na Figura 25. As portas de M1 e M3 foram mantidas em V_{DD} e na porta de M4 foi estabelecido o potencial V_{pn} , de modo que o mesmo opere em regime de triodo e funcione como uma carga ativa para o circuito. Os resultados de simulação mostram a variação da tensão de saída em função do potencial do eletrodo de referência.

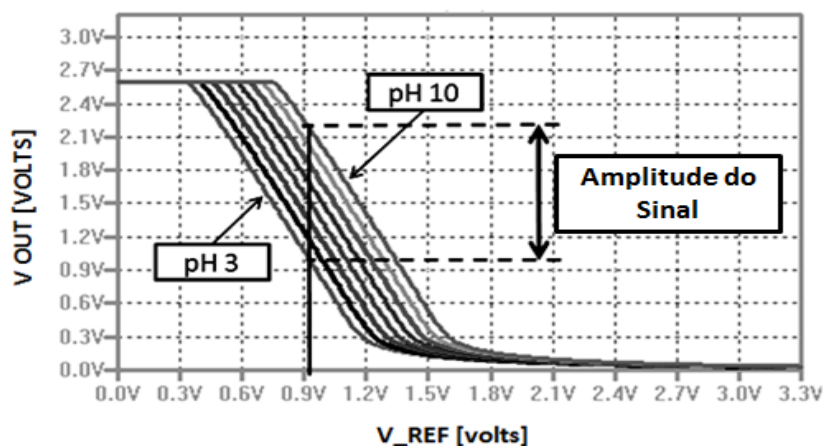


Figura 25: Potencial de saída do circuito de leitura proposto em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para um parâmetro de ganho de sensibilidade estabelecido em $G = 3$.

As diferentes curvas mostradas na figura 25 representam variações de pH emulado entre 3 (curva mais à esquerda) e 10 (a curva mais à direita). O melhor ponto de polarização para o eletrodo de referência deve ser aquele que mantenha a maior

sensibilidade para toda a faixa de pH. Portanto, pode-se observar que o ponto de polarização para o eletrodo de referência pode ser qualquer valor no intervalo entre 0.8 e 1.1 Volts. Para esta simulação, as dimensões do ISFET e do transistor M1 foram escolhidas de tal sorte que o parâmetro de ganho de sensibilidade G foi ajustado de tal sorte para que se obtenha sensibilidade triplicada em relação ao limite do sensor (lembrando que o limite do sensor é estabelecido pelo limite teórico de Nernst, conforme explanado neste capítulo e também em capítulos anteriores). O potencial do eletrodo de referência foi estabelecido em 1.0 Volt, pois este valor de tensão está na faixa de potencial de polarização em que se pode obter leituras em toda a faixa de pH emulada, conforme mostrado na figura 25. Nestas condições de operação, as respostas de saída, por nível de pH, para o circuito de leitura proposto e para a topologia CVCC são apresentadas na Figura 26.

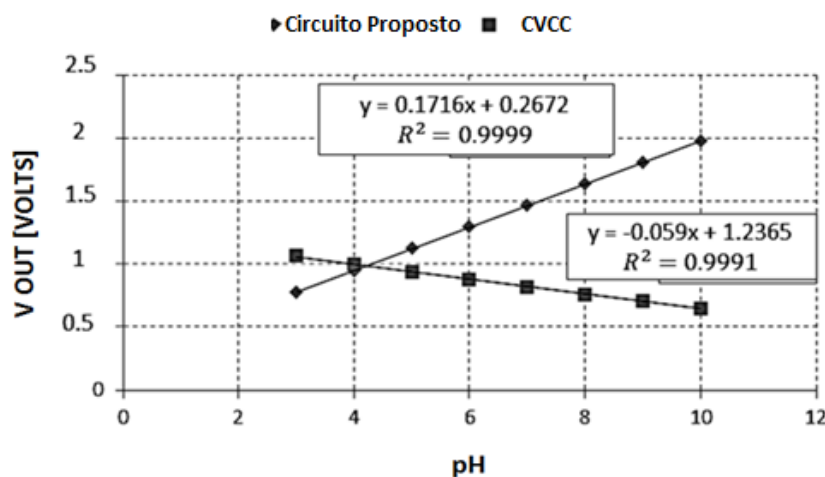


Figura 26: Curvas de sensibilidade, V (out) x pH, do circuito de leitura CVCC e da interface analógica proposta.

Por meio dos pontos de pH e respectivo valor de potencial na saída dos circuitos, foi traçada uma reta que os relaciona; o coeficiente R^2 representa o valor de correlação entre os pontos e a reta traçada. Estes resultados mostram que o módulo da sensibilidade obtida utilizando-se o circuito proposto é de cerca de 171.6 mV/pH, enquanto que, para a topologia de circuito CVCC, o módulo da sensibilidade obtida é de cerca de 59 mV/pH. Para o caso em que M1 não apresentaria efeito de corpo, a sensibilidade esperada seria de 177.0 mV / pH, o que representa uma perda de 3.05 % em relação ao ganho de sensibilidade esperado. Podemos concluir que o efeito de corpo tende a reduzir a sensibilidade de saída projetada, mas ainda assim obteve-se um ganho expressivo em relação ao limite teórico do sensor.

Considerando o mesmo ISFET e ajustando as dimensões de M1 para estabelecer agora um parâmetro de ganho que dobre a sensibilidade inicial do sensor, $G = 2$, conforme mostrado na tabela II, um novo conjunto de curvas de polarização por variação de pH é apresentado na Figura 27. Para esta nova configuração, o novo intervalo de polarização do eletrodo de referência fica entre 0.8 e 1.4 Volts, que é 50% maior do que no caso anterior, onde o parâmetro de ganho foi estabelecido de modo a triplicar a sensibilidade inicial do sensor.

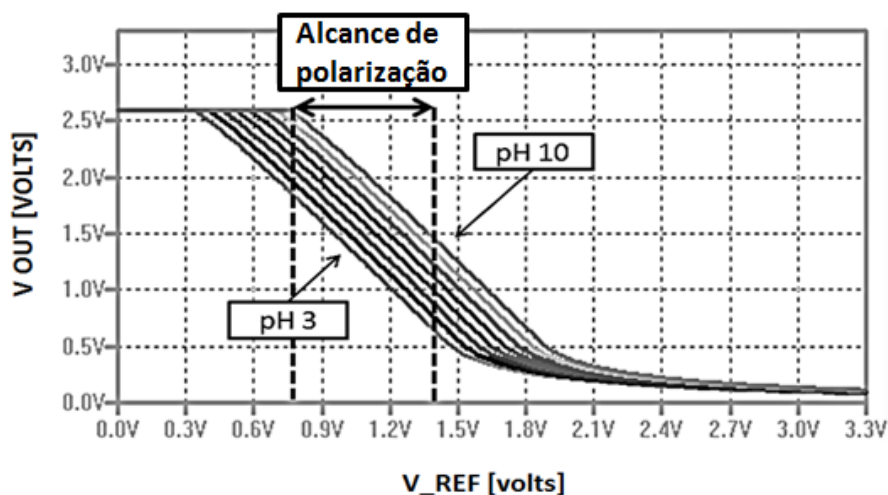


Figura 27: Curvas de polarização do eletrodo de referência, com parâmetro de sensibilidade estabelecido de modo a duplicar a sensibilidade do sensor.

Conforme mencionado anteriormente, quanto maior a diferença de potencial entre fonte e corpo do transistor M1, V_{SB_M1} , maior será o efeito de corpo neste transistor, o que resulta numa degradação da sensibilidade na saída do circuito de leitura. Portanto, com a escolha de um ponto de polarização adequado para o eletrodo de referência, é possível reduzir o potencial V_{SB} de M1 e, portanto, suprimir a degradação de sensibilidade que ocorre devido ao efeito de corpo. Na Figura 27, podemos observar que, para $G = 2$, quando o eletrodo de referência é ajustado para 1.0 Volts, a sensibilidade do sensor é de 111.8 mV/pH; quando ajustada para 1.39 Volts a sensibilidade aumenta para 116.0 mV / pH, representando um ganho de sensibilidade de 3.76%. Para o caso em que M1 fosse livre de efeito de corpo, a sensibilidade esperada seria de 118.0 mV/pH. Este resultado confirma a teoria de que podemos reduzir a influência do efeito de corpo sobre a sensibilidade do sensor, apenas escolhendo um ponto de polarização que mantenha o nível DC da saída o mais próximo possível de zero.

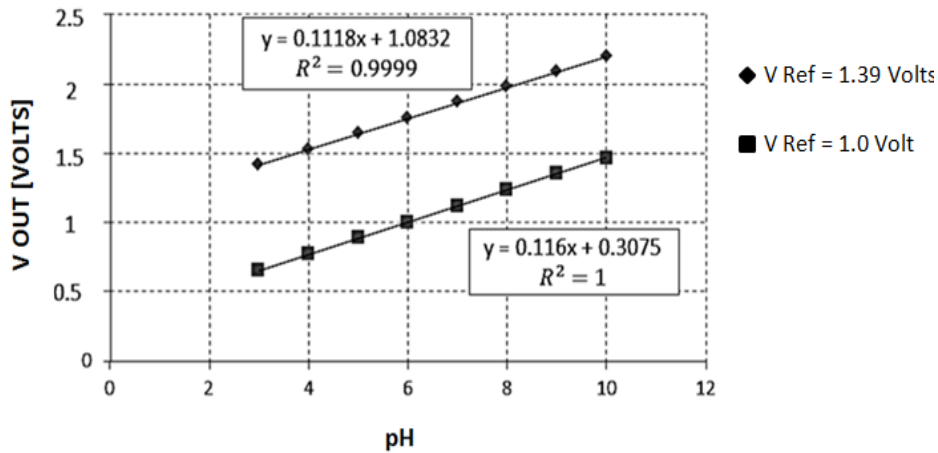


Figura 28: Curvas de sensibilidade da interface analógica proposta para os níveis de eletrodo de referência estabelecidos em 1.0 Volt e 1.39 Volts, ambas com parâmetro de ganho estabelecido em $G = 2$

4.3 Elementos de Projeto de um Sensor ISFET sensível a pH de Alta Sensibilidade e Largo Alcance Dinâmico

Conforme demonstrado nas seções 4.1 e 4.2 deste capítulo, é possível projetar um sensor ISFET sensível a pH utilizando a topologia de circuito proposta neste trabalho, denominada de Active ISFET Sensor. Foi demonstrado também que podemos ajustar as dimensões do ISFET e do transistor NMOS M1, de tal sorte a conferir um ganho adicional de sensibilidade, podendo assim superar o limite teórico estabelecido pelo modelo de Nernst. O modelo para determinar o ganho de sensibilidade foi desenvolvido na seção 3.1 e é dado pela equação (31). Podemos observar na figura 29 as curvas de polarização do nó de saída do circuito mostrado na figura 23; o circuito foi projetado como um sensor de pH capaz de detectar níveis de concentração de íons de hidrogênio entre $[H^+] = 10^{-3}$ a $[H^+] = 10^{-10}$ (largo alcance dinâmico) e parâmetro de ganho de sensibilidade $G = 1.45$, conferindo sensibilidade de 85.4mV/pH para um potencial de eletrodo de referência fixado em 1.8 Volts. Apesar da resposta linear, uma amplitude de sinal tão baixa exigiria um conversor A/D de alta capacidade e complexidade, o que poderia aumentar o custo do projeto. Portanto, sensores com uma boa amplitude do sinal a ser amostrado também implica no custo final do projeto do ponto de vista da conversão A/D.

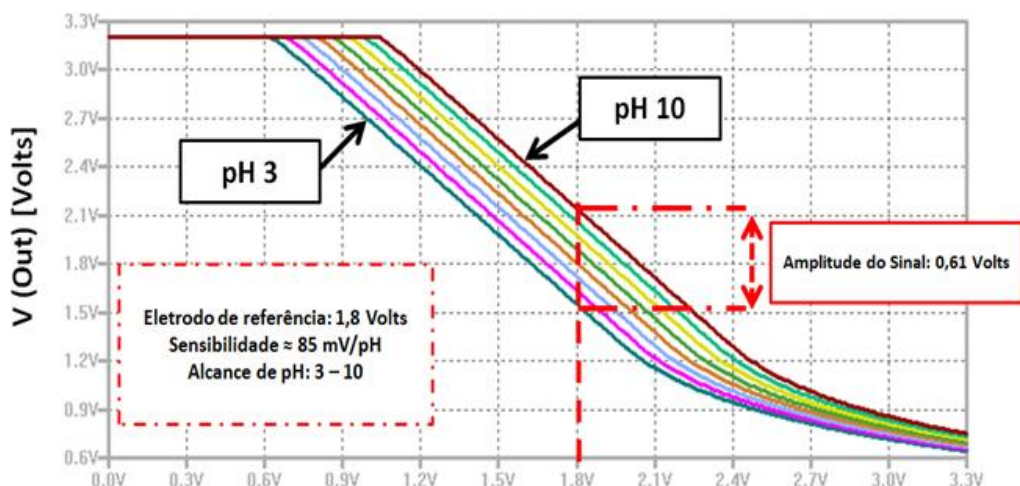


Figura 29: Curvas de polarização do eletrodo de referência utilizando a interface analógica proposta e parâmetro de ganho estabelecido em $G = 1,45$.

Na figura 30, podemos observar as curvas de polarização do nó de saída do circuito mostrado na figura 23, projetado com um sensor de pH de alta sensibilidade (parâmetro de ganho $G = 40$) conferindo uma sensibilidade de 2.36 V/pH , aproximadamente 40 vezes maior que o limite teórico previsto pelo modelo de Nernst (a uma temperatura de 300 Kelvin) e com um potencial de eletrodo de referência fixado em 0.7 Volts. Nestas condições, o ganho estabelecido é tão elevado que causa a saturação do sensor para detecção de valores menores que pH 3 ou maiores que pH 4, apesar da elevada sensibilidade.

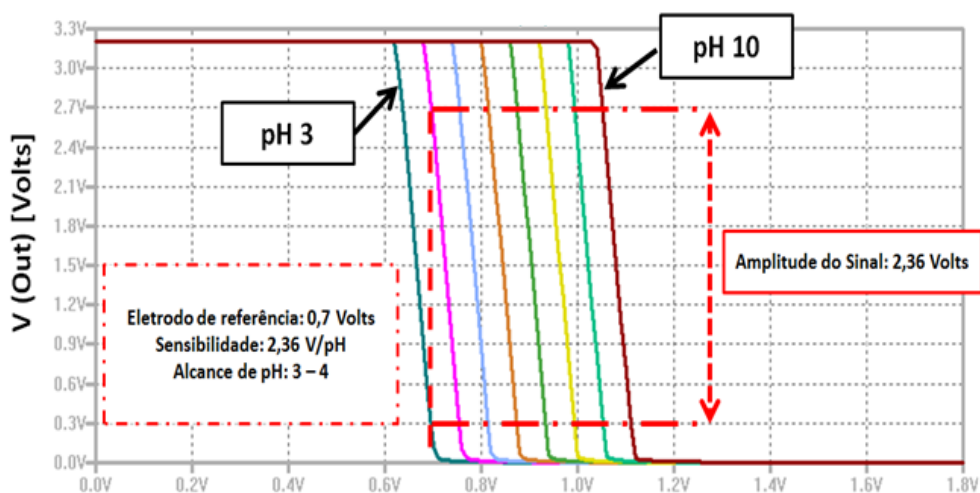


Figura 30: Curvas de polarização do eletrodo de referência, $V(\text{out}) \times V_{\text{REF}}$, utilizando a interface analógica proposta, com parâmetro de ganho estabelecido em $G = 40$.

Dessa forma podemos concluir o seguinte:

- Para projetos de baixa sensibilidade podemos obter um bom alcance de detecção de níveis de concentração de íons no analito;
- Para projetos de alta sensibilidade o circuito causa uma redução considerável no alcance dinâmico.

De modo a obter um sensor de pH de alta sensibilidade e com largo alcance dinâmico, é possível realizar a caracterização do esquema de circuito proposto neste trabalho através da aplicação de diferentes valores de potencial no eletrodo de referência, com passos previamente estabelecidos, objetivando detectar os níveis de pH que saturaram nos passos anteriores à varredura. Para um projeto de um sensor de pH de alta sensibilidade e largo alcance dinâmico capaz de detectar níveis de pH entre 3 e 10, seriam realizadas sete leituras na saída do circuito para sete diferentes níveis de potenciais aplicados ao eletrodo de referência, onde:

- ✓ Para o primeiro nível de potencial aplicado ao eletrodo de referência, teríamos níveis de tensão na saída do circuito de leitura que representam os níveis de pH de 3 à 4;
- ✓ Enquanto que para o sétimo nível de potencial aplicado ao eletrodo de referência, seriam lidos níveis de tensão na saída do circuito representando níveis de pH entre 9 a 10.

O sensor ISFET sensível a pH de alta sensibilidade e largo alcance dinâmico funcionará da seguinte forma:

1. Uma amostra do analito que se deseja analisar é depositada sobre a porção do circuito integrado do qual fica exposta o sensor ou a matriz de sensores;
2. Posiciona-se o eletrodo de referência em contato com a solução;
3. Os potenciais do eletrodo de referência são estabelecidos por um circuito específico que pode ser externo ou integrado no próprio chip;
4. Para cada nível de potencial aplicado ao eletrodo de referência, serão geradas máscaras de leitura de pH correspondentes para posterior processamento.
5. As máscaras são sobrepostas de modo a obter a posição da leitura que possui a informação mais relevante para determinar o pH.

O esquema de funcionamento do sensor é mostrado na figura 31.

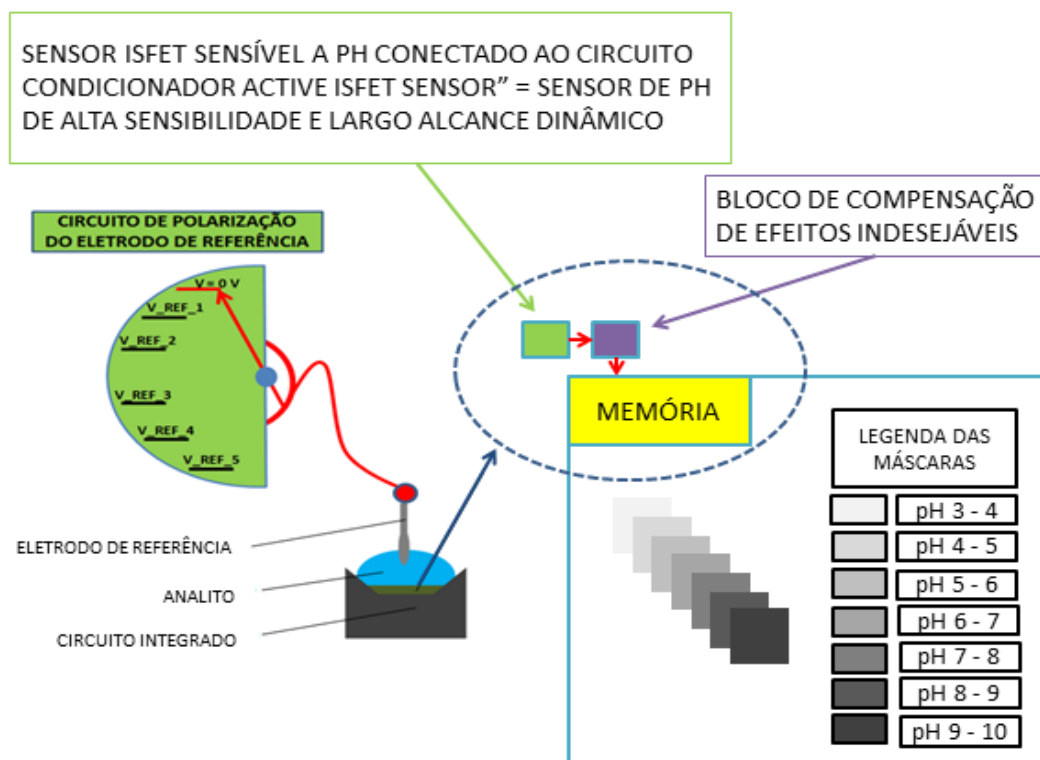


Figura 31: Esquema de funcionamento do Sensor ISFET Sensível a pH de alta sensibilidade e largo alcance dinâmico desenvolvido neste trabalho.

A simulação transiente na apresentada na figura 32 mostra dois planos gráficos plotados: o primeiro representa o potencial de varredura do eletrodo de referência e o segundo representa o sinal lido na saída do circuito Active ISFET Sensor.

Para o primeiro pulso do ciclo de leitura aplicado ao eletrodo de referência, foram obtidas as leituras de potencial de saída que representam os valores da faixa de pH entre 3 e 4. Cada novo pulso do ciclo é incrementado em 60 milivolts, a partir do valor do pulso inicial, até que todas as faixas de pH emulado tenham sido varridas. Para esta simulação, o valor inicial do primeiro pulso vale 701.2 milivolts, representando a faixa de pH entre 3 e 4; portanto, a partir deste valor, o potencial do eletrodo de referência será incrementado em 60 milivolts até que a faixa de pH entre 9 e 10 tenha sido varrida.

Estabelecidos os potenciais de varredura a serem aplicados ao eletrodo de referência, no segundo plano de gráfico apresenta as tensões de saída em cada faixa de leitura do ciclo de varredura. Para esta simulação foram emulados os valores de pH 3, 3.5, 4, 8, 8.5 e 9, conforme representado pela legenda de cores apresentada na figura 32. Para o pulso de leitura da faixa de pH entre 3 e 4, é possível observar que existem três valores de potenciais de curvas nas cores amarelo, azul e vermelho, representando os

valores emulados de pH 3, 3.5 e 4, respectivamente. Repare que no pulso que habilita a leitura da faixa de pH emulado entre 4 e 5, surge um valor de potencial representando o pH 4 (curva em vermelho); os outros valores emulados não são detectados nessa faixa de leitura e são todos representados pelo valor de potencial zero. Sempre que um pulso de habilitação de leitura é selecionado, o pH emulado naquela faixa será representado por um valor de potencial equivalente. Na faixa de leitura de pH 7 até 8, surge apenas o potencial referente ao pH 8 (curva em verde); na faixa de pH 8 até 9, surgem os potenciais que representam os pH's 8, 8.5 e 9, por meio das curvas nas cores verde, rosa e turquesa, respectivamente. Finalmente, na faixa de pH emulado entre 9 e 10, surge apenas um potencial que representa o pH 9 por meio da curva de cor turquesa; para os outros valores de pH emulado nessa faixa de leitura, o potencial lido é zero.

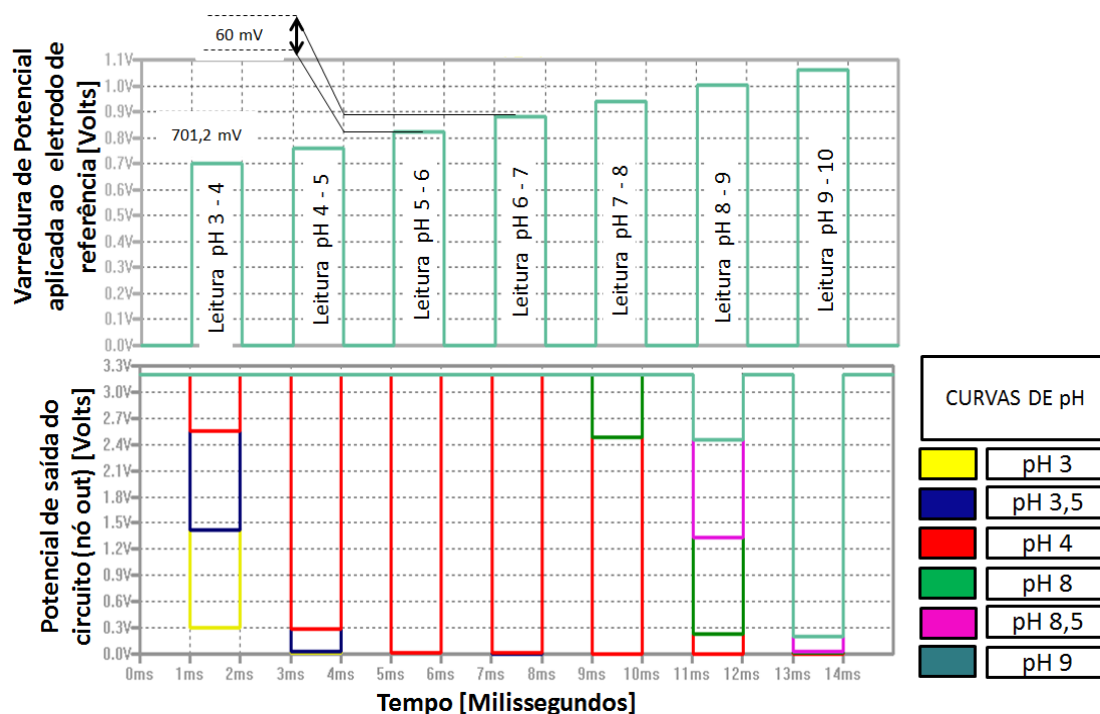


Figura 32: Simulações transientes do sinal lido na saída do circuito Active ISFET Sensor, em função da varredura de potencial aplicada ao eletrodo de referência, para os valores de pH 3, 3.5, 4, 8, 8.5 e 9.

Na figura 32 é possível observar ainda que os valores de pH que estão abaixo da faixa de leitura sempre serão representados por um potencial nulo; já os níveis de pH que estão acima da faixa, serão representados por um potencial próximo do valor da tensão de alimentação. Estas informações são de suma importância na determinação do valor máximo consumido em cada faixa de leitura do ciclo de varredura.

O consumo máximo do circuito condicionador “Active ISFET Sensor”, por pulso aplicado ao eletrodo de referência é dado pelo produto entre o valor da tensão de alimentação e a soma da corrente consumida pelo ISFET, quando o transistor M1 está em modo de condução, e pela corrente que flui através de M2 quando o transistor M3 é ativado. Os resultados de simulação apresentados na figura 33 mostram que o consumo máximo do circuito será de, aproximadamente, 18 microwatts, independentemente do potencial aplicado ao eletrodo de referência ou do pH. Contudo, os pulsos de leitura para cada faixa de pH implicam num consumo diferenciado que será investigado mais adiante.

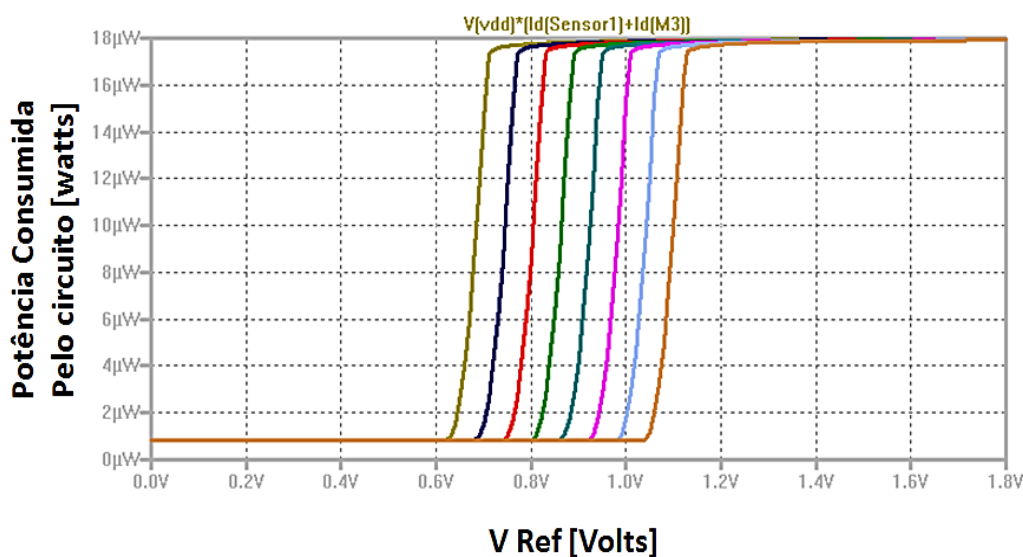


Figura 33: Potência Consumida pelo Circuito de Condicionamento “Active ISFET Sensor” para em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para vários valores de pH .

Na figura 34, são apresentados os resultados de simulação transiente de quatro planos de plotagem sincronizados e pH 10 emulado. A primeira curva plotada representa o potencial de varredura aplicado ao eletrodo de referência. Os pulsos aplicados ao eletrodo de são incrementados gradativamente até que todas as faixas de pH tenham sido varridas, encerrando o ciclo. O segundo plano apresenta o comportamento do potencial de saída do circuito proposto para todas as faixas de leitura. Note que em outras faixas de leitura o potencial na saída do circuito fica próximo da tensão de alimentação e a corrente demandada é mínima, conforme apresentado no terceiro plano de plotagem. Quando na faixa de leitura específica, o potencial que representa o pH 10 ainda está bem próximo da tensão de alimentação e, por isso, a corrente demandada não é tão elevada, resultando, nesta faixa, num consumo de 2.1 microwatts, conforme pode ser observado na ultima curva plotada. Nesta

simulação o transistor M3 está todo tempo ligado; por isso que existe consumo mesmo quando o potencial do eletrodo de referência é nulo. Nos intervalos em que o valor do potencial do eletrodo de referência valer zero, o consumo pode ser ignorado, pois segundo a lógica de leitura do circuito, o transistor M3 será habilitado apenas no instante em que haver potencial aplicado ao eletrodo de referência.

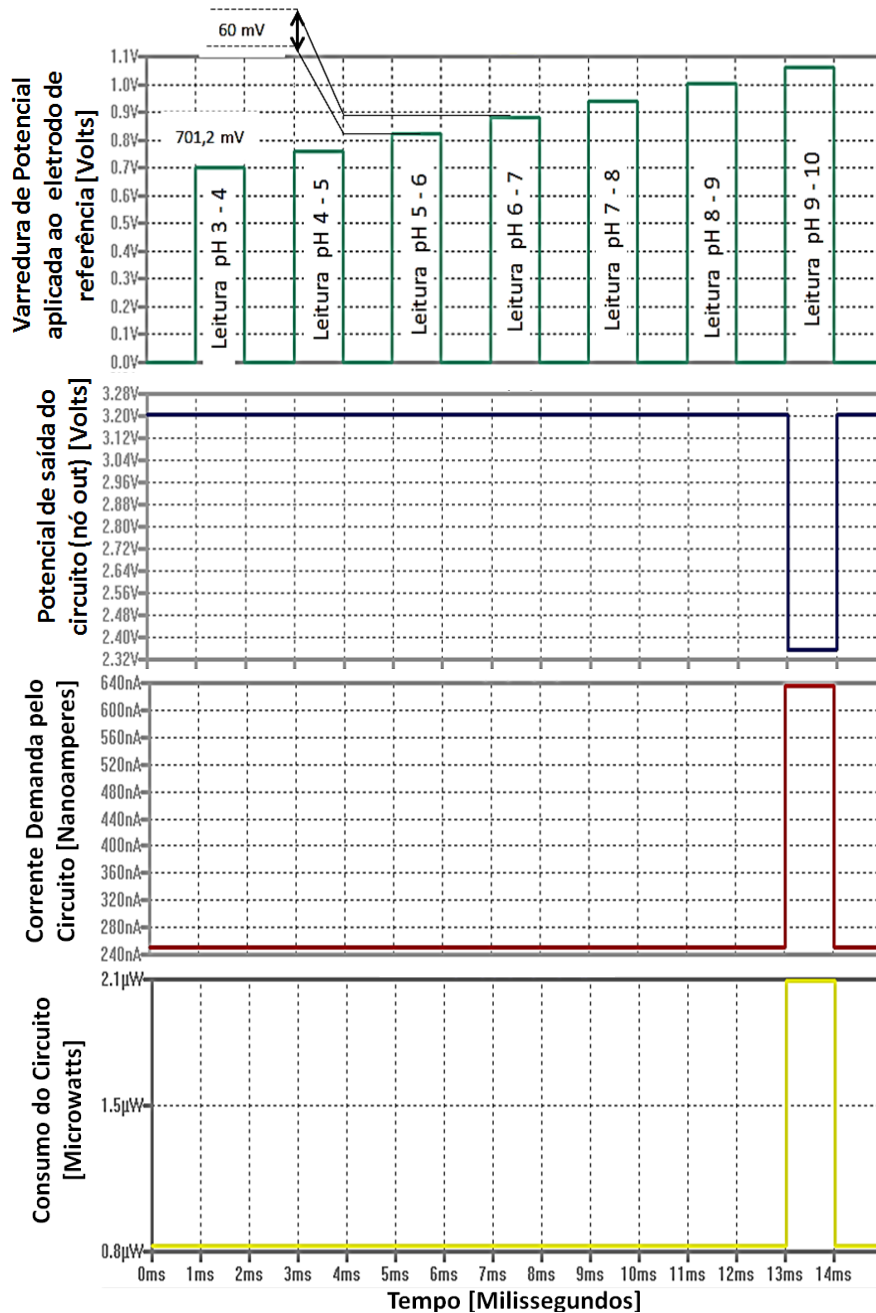


Figura 34: Simulações transientes utilizando o Circuito Active ISFET Sensor para pH emulado igual a 10.

Na figura 34, são apresentados os resultados de simulação transiente de quatro planos de plotagem sincronizados e pH 10 emulado. A primeira curva plotada representa o potencial de varredura aplicado ao eletrodo de referência. O segundo plano

apresenta o comportamento do potencial de saída do circuito proposto para todas as faixas de leitura. É possível observar que na faixa de leitura de pH 3 -4, existe um valor de tensão que representa o pH 3 emulado; nas faixa de leitura onde o pH 3 não é detectado, o valor de tensão que o representa é nulo. Isto resulta numa maior demanda de corrente e, consequentemente, consumo circuito. Estes resultados podem ser observados nos terceiro e quarto planos de plotagem.

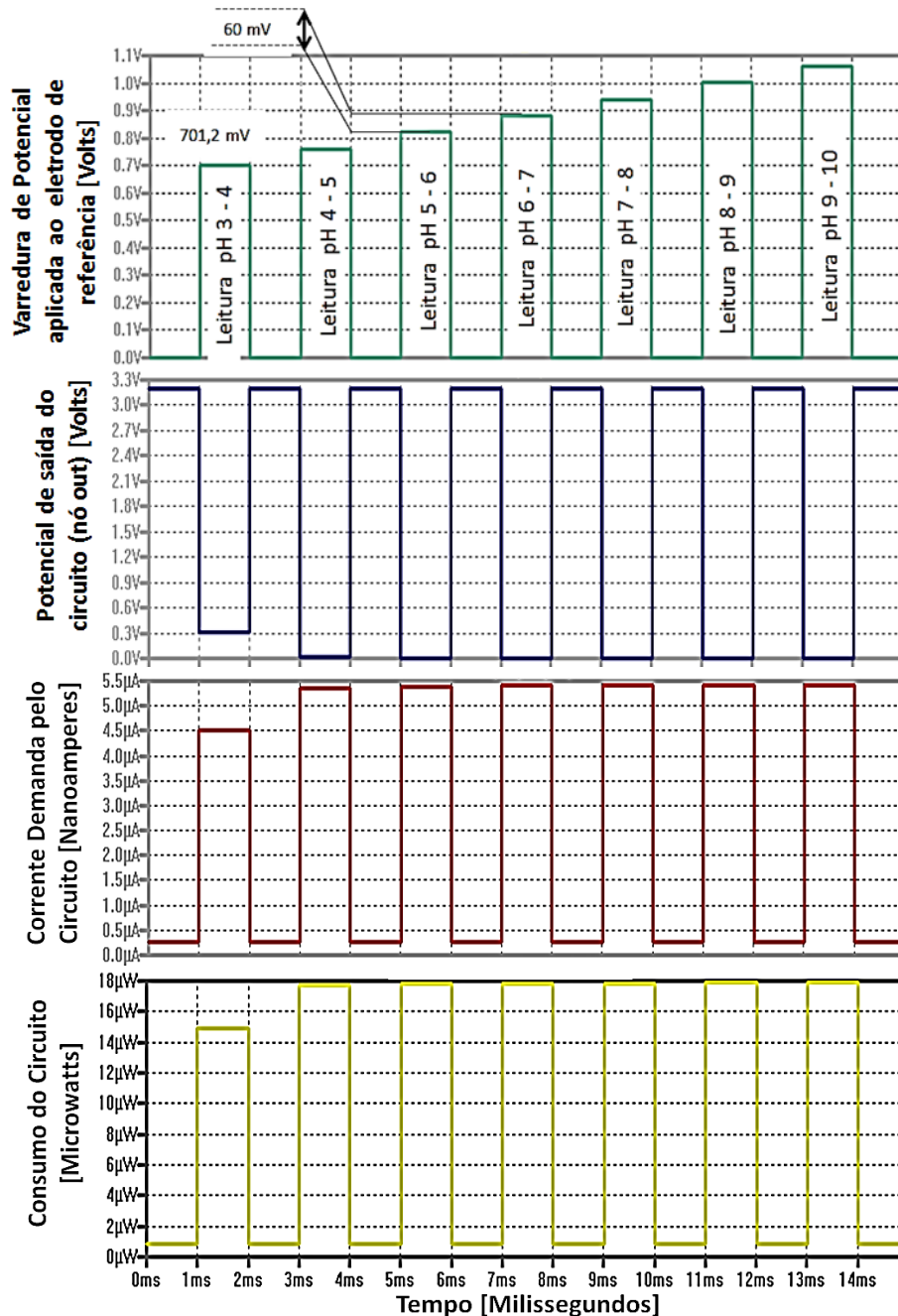


Figura 35: Simulações Transientes utilizando o Circuito Active ISFET Sensor para pH emulado igual a 3: Potencial de varredura do eletrodo de referência, Potencial de saída do circuito, corrente demanda e consumo.

Este resultado nos mostra que as leituras dos menores valores de pH resultarão num consumo mais elevado, sendo este fora da faixa de leitura do pH alvo. Portanto, para um ISFET capaz de detectar níveis de pH entre 3 e 10, conforme emulado, o consumo máximo do circuito é dado pela soma da leitura do pH no intervalo de leitura de pH entre 3 e 4 e o consumo máximo do circuito para as outras faixas de leitura de pH restantes, resultando num consumo máximo de 249 microwatts por ciclo de leitura.

O efeito da temperatura no circuito de condicionamento Active ISFET Sensor

Conforme comentado no capítulo 2, a temperatura de trabalho tem grande influência no funcionamento de sensores que utilizam o ISFET como elemento de transdução. O circuito condicionador Active ISFET Sensor também é altamente sensível à temperatura, tendo em vista que o ganho de sensibilidade proporcionado por ele amplifica o erro devido à temperatura na mesma proporção. Este efeito será verificado através de simulações.

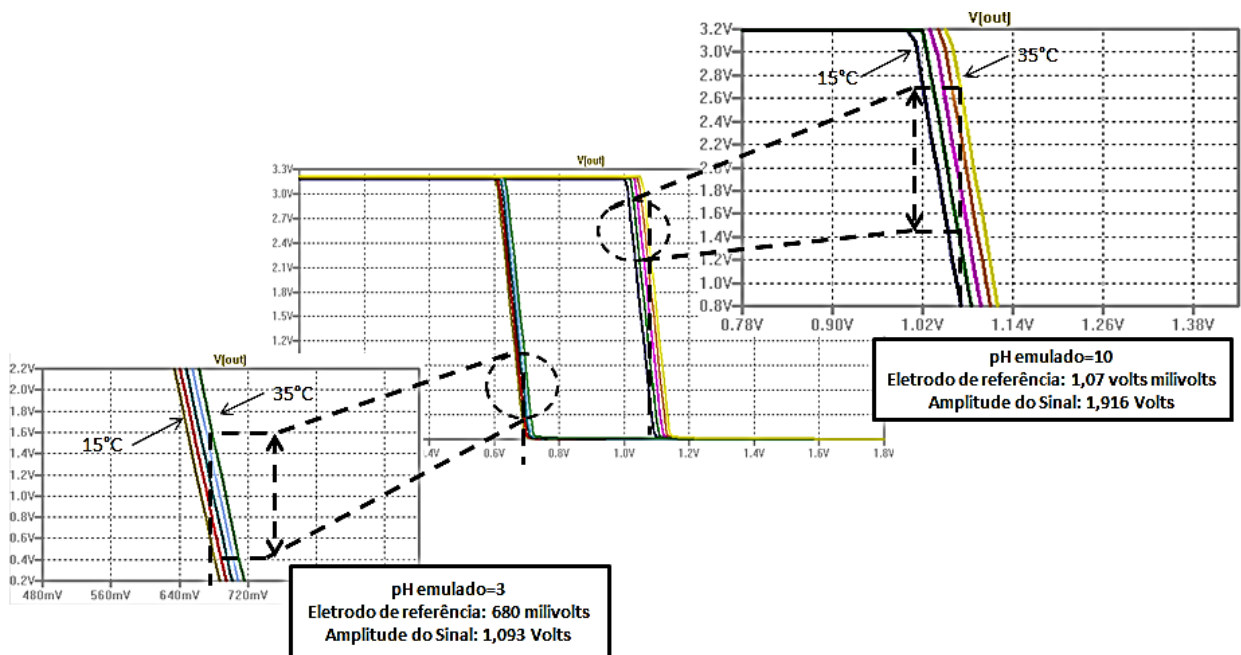


Figura 36: Potencial de saída do circuito de leitura Active ISFET Sensor em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para pH 3 e 10, nas temperaturas de 15 a 25 °C.

Os resultados de simulação apresentados na figura 36 representam a variação do potencial de saída do circuito condicionador Active ISFET Sensor em função do potencial aplicado ao eletrodo de referência, para os valores de pH 3 e 10, e nas temperaturas de 15 a 35 °C, com passos de 5 °C; os potenciais de eletrodo de referência

foram estabelecidos em 0.68 e 1.07 Volts para os valores de pH 3 e 10, respectivamente. Para a família de curvas de pH 3, foi observada uma amplitude 1.093 Volts; e para a família de curvas de pH 10, foi observada uma amplitude de 1,916 Volts. A partir dos dados obtidos por meio das simulações mostradas na figura 36, foram plotadas as curvas de variação de potencial na saída do circuito condicionador Active ISFET Sensor em função da temperatura, conforme apresentado na figura 37.

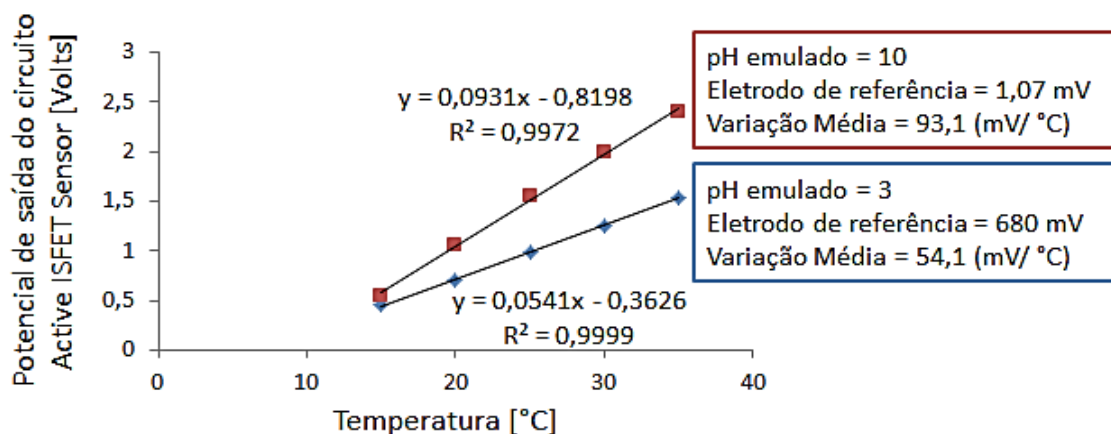


Figura 37: Potencial de saída do Active ISFET Sensor em função da temperatura, para os valores de pH 3 e 10.

Os resultados apresentados na figura 37 mostram que o elevado ganho de sensibilidade concedido pelo circuito de condicionamento também amplifica o erro de leitura devido ao efeito da temperatura, sendo este muito mais evidente em análise de meios alcalinos, conforme inicialmente previsto.

A compensação do efeito da temperatura pode ser realizada por meio de métodos computacionais utilizando um sensor de temperatura como referência. O método supracitado é eficiente, mas exige recursos de hardware e software adicionais, elevando o custo final do produto. Quando a solução de custo elevado não for uma opção, torna-se imprescindível que se utilize um circuito de compensação de temperatura adequado. Na próxima sessão será proposta e investigada uma topologia de circuito com a finalidade de suprimir a influência da temperatura sobre o circuito Active ISFET Sensor, tendo como diferencial a simplicidade, além da possibilidade de ser empregado como bloco de entrada para compensação do efeito da temperatura de todos os elementos de uma matriz de sensores.

4.3 Circuitos de Condicionamento de Sinais para Sensores ISFET com Compensação do Efeito da Temperatura

Um circuito para compensação do efeito da temperatura, quando se utiliza o circuito de condicionamento “Active ISFET Sensor” proposto neste trabalho, é apresentado na figura 38. O circuito consiste de um sensor de temperatura e de dois transistores NMOS M25 e M26.

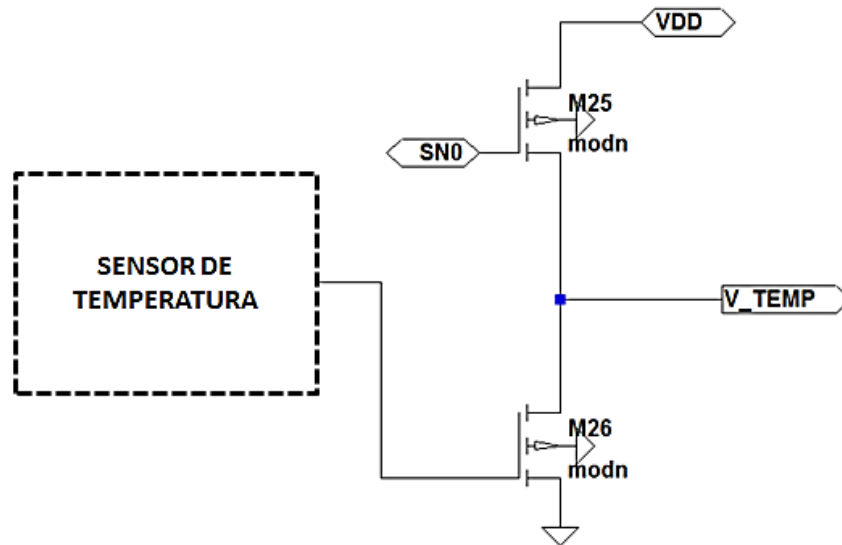


Figura 38: Circuito condicionador “Active ISFET Sensor” com compensação do efeito de temperatura.

A saída do circuito “Sensor de Temperatura” varia somente com a temperatura e possui baixo valor de deslocamento (offset); ele funciona como uma referência para realização da compensação sendo que sua saída é interligada à porta do transistor M26. O sinal de saída com temperatura não compensada é entregue pelo circuito Active ISFET Sensor à porta do transistor M25, nó SN0. A compensação do efeito da temperatura só pôde ser observada para projetos de sensores com ganhos de sensibilidade de até 600mV/pH. Esta limitação se deve aos limites de polarização estabelecidos por ambos os circuitos. Portanto, os resultados de simulação apresentados nesta seção serão válidos apenas para projetos do circuito Active ISFET Sensor com ganhos de sensibilidade limitados a 600 mV/pH.

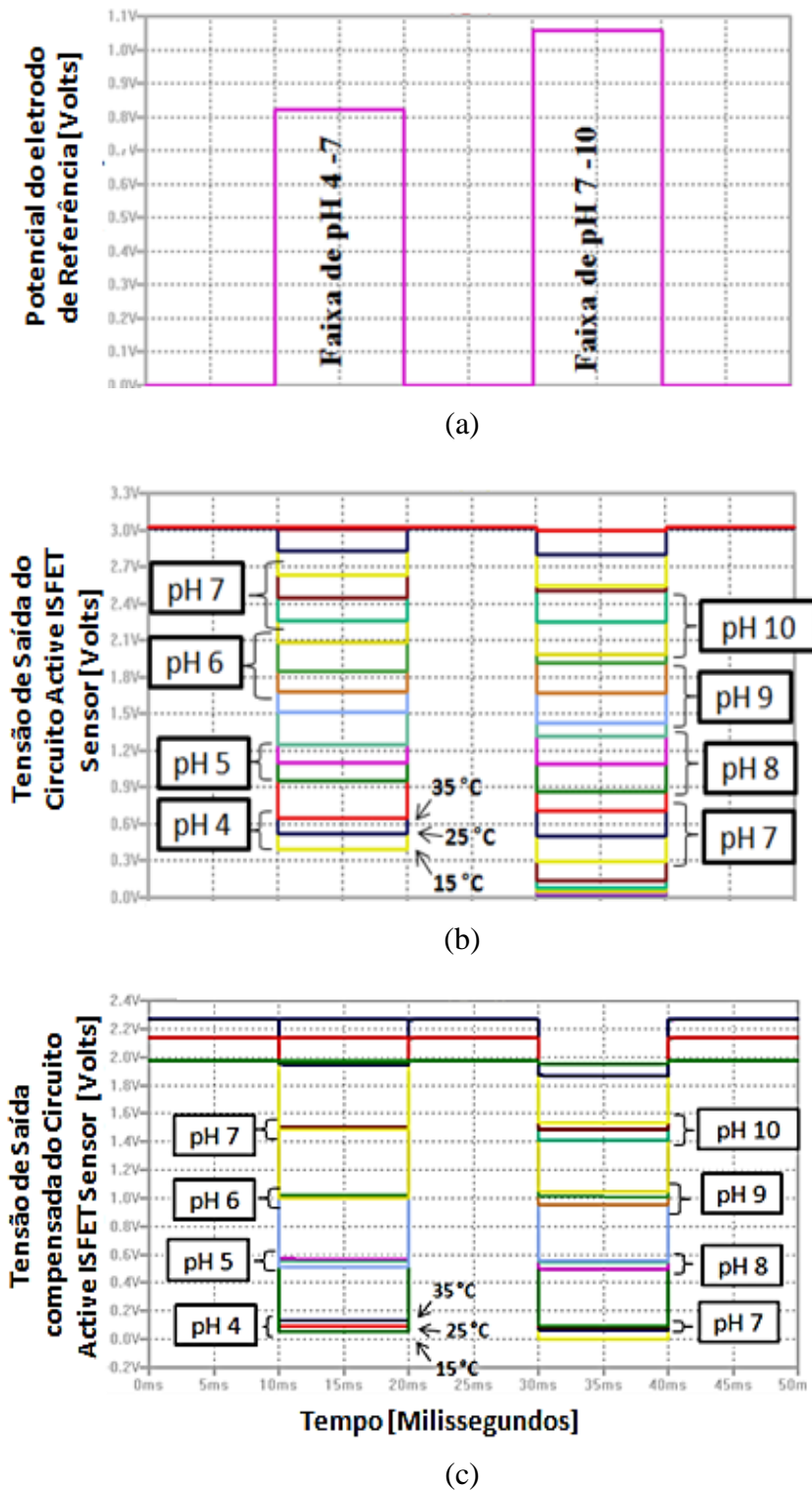


Figura 39: Potenciais aplicados ao eletrodo de referência para as leituras das faixas de potenciais que representam as faixas de pH entre 4 – 7 e 7 – 10 (a); Tensão de saída do circuito Active ISFET Sensor sem compensação de temperatura (b) e com compensação de temperatura (c).

A figura 39 apresenta os resultados de simulação para um projeto de um sensor de pH utilizando o ISFET como elemento de transdução e empregando o circuito “Active ISFET Sensor” para o condicionamento de sinal, confrontando os resultados sem a compensação (figura 37 (b)) e com a compensação (figura 37 (c)) do efeito de

temperatura. O sensor foi projetado para ter uma sensibilidade de 600 mV/pH. A saída não compensada é observada na saída do circuito active ISFET sensor, enquanto que tensão compensada é observada na saída do circuito de compensação de temperatura (Nó V_TEMP).

O circuito de compensação atua reduzindo a diferença entre as curvas de pH para os valores de temperatura entre 15 °C a 35 °C, tendo como referência a temperatura ambiente de 25°C; a compensação poderá ser maior ou menor para determinado nível de pH, dependendo da polarização pré-estabelecida. O circuito de condicionamento necessita de apenas dois ciclos de leituras para discriminar os níveis de potenciais que representarão as faixas de pH entre 4 a 7 e 7 a 10, respectivamente. Portanto, o circuito “Active ISFET Sensor” com compensação do efeito da temperatura poderá ser mais rápido devido à redução dos ciclos de leitura necessários em relação a concepções do mesmo circuito que possuem ganhos acima de 600mV/pH, mas sem a compensação de temperatura.

TABELA III: RESUMO DA REDUÇÃO DO EFEITO DA TEMPERATURA NO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO ACTIVE ISFET SENSOR PARA AS FAIXA DE PH ENTRE 4 - 7 E 7 - 10.

		Primeira Faixa Leitura [mV/°C]		Supressão do Efeito [%]
		Compensação da Temperatura		
pH	não	sim		
4	1,77	3,679		71,19%
5	14,695	3,2495		77,89%
6	16,53	1,362		91,76%
7	18,41	1,755		90,47%

(a)

		Primeira Faixa Leitura [mV/°C]		Supressão do Efeito [%]
		Compensação da Temperatura		
pH	não	sim		
7	22,4	1,65		92,63%
8	24,2	3,2145		86,72%
9	25,7	4,97		80,66%
10	23,3	6,55		71,89%

(b)

O tratamento dos dados dos resultados de simulação são resumidos na tabela III. Os dados mostram que, para o caso do potencial que representa o pH 10, onde se observa maior evidência do efeito da temperatura com uma variação de 23,3 mV/°C na saída não compensada, houve uma redução de 71,89 %, apresentado agora uma sensibilidade compensada de 6,55 mV/°C.

Em aplicações envolvendo matrizes de sensores, como por exemplo, o sequenciamento de DNA utilizando matrizes de ISFETs, um circuito de compensação para cada elemento da matriz poderia gerar um custo elevado devido à área adicional demandada. Por isso, pressupõe-se que a matriz de sensores terá uma única saída global que poderá ser à entrada de um único bloco de circuitos de compensação de efeito da temperatura para todos os elementos da matriz, poupando assim tempo e custo de projeto.

Considere agora um conversor Analógico-Digital de 8 bits, implementado em tecnologia CMOS 0.35 μm , que irá realizar a conversão direta do sinal lido na saída do circuito de condicionamento “Active ISFET Sensor” com compensação do efeito de temperatura. A tensão de alimentação padrão para esta tecnologia é de 3.3 Volts. Para essa tensão de alimentação, a resolução do conversor A/D de 8 bits é dada por:

$$\text{Resolução} = \frac{V_{DD}}{2^N} = \frac{3.3 \text{ Volts}}{2^8} = 12.9 \text{ milivolts}$$

Considerando uma sensibilidade do circuito “Active ISFET Sensor” com compensação de temperatura de 600 mV/pH, a precisão do sensor é dada por:

$$\text{Precisão em pH} = \frac{\text{Resolução}}{\text{Sensibilidade}} = \frac{12.9 \text{ mV}}{1} * \frac{\text{pH}}{600 \text{ mV}} = 0.0215 \text{ pH}$$

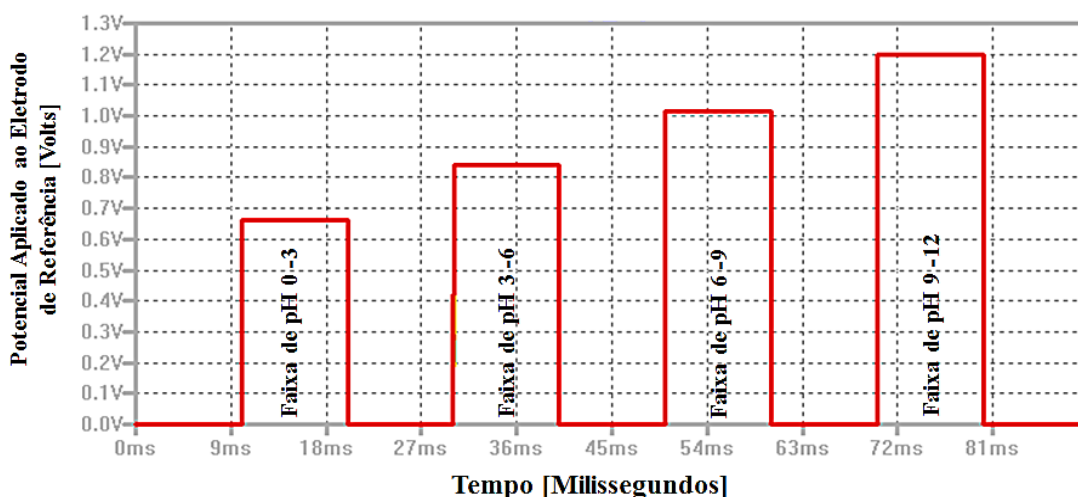
Portanto, cada passo do conversor A/D representaria 0.0215 de pH dentro da faixa de leitura específica. Este valor de pH digital pode ser processado pela CPU integrada ao dispositivo e entregue ao usuário por meio de uma interface homem-máquina adequada ou convertido para o domínio da frequência e transmitido para uma unidade central, com a utilização de circuitaria e protocolo de comunicação adequados.

Com relação à variação de temperatura, para o pH 10 (caso em que a variação de temperatura compensada foi menos suprimida, apresentando uma variação de 6.55 mV/°C), a precisão de conversão para o mesmo conversor A/D de 8 bits é dada por:

$$\text{Precisão em Temperatura} = \frac{\text{Resolução}}{\text{Sensibilidade}} = \frac{12.9 \text{ mV}}{1} * \frac{^{\circ}\text{C}}{6,55 \text{ mV}} \cong 2^{\circ}\text{C}$$

Isto significa que o conversor A/D dará um passo a cada 2 °C, enquanto que para a saída não compensada o mesmo conversor A/D daria um passo para cada 0.5 °C. Este resultado mostra a perda de sensibilidade com a temperatura observada pelo conversor analógico-digital.

Os resultados obtidos até o momento mostram que a compensação de temperatura é real nas faixas de pH analisadas. Contudo, é interessante verificar se a compensação de temperatura ocorre para todas as faixas de leitura de pH e se existe ou não perda de alcance dinâmico. Para isso, o potencial de varredura aplicado ao eletrodo de referência foi reajustado de modo a alcançar as leituras de pH entre 0 e 12, sendo esta a faixa limite de detecção do sensor ISFET representado pelo modelo elétrico proposto. O ciclo completo de leitura foi dividido em quatro faixas, conforme apresentado na figura 42 (a). A figura 42 (b) apresenta os resultados de simulação da tensão de saída do circuito Active ISFET Sensor com saída compensada com relação à temperatura, na faixa de leitura de pH entre 0 a 12. Os resultados mostram que a compensação do efeito da temperatura ocorre para a faixa de pH entre 0 até 10. A partir do pH 10 até o 12, é possível observar que a perda de sensibilidade observada em dispositivos reais também pode ser observada nas simulações. Esta perda de sensibilidade influenciou no comportamento da interface proposta, levando a um resultado diferente do esperado. Portanto, assim como observado em dispositivos ISFET sensíveis a pH reais com limite de detecção entre pH 0 a 12, é possível detectar toda a faixa, apesar da perda de sensibilidade, e consequentemente, linearidade, sendo evidente para as leituras a partir do pH 10.



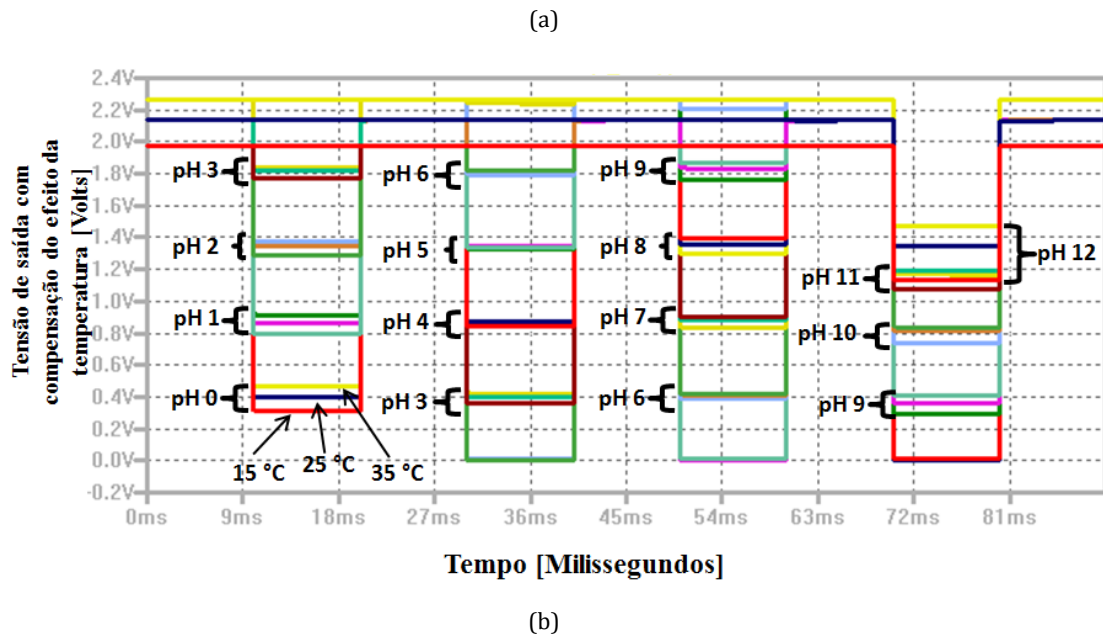


Figura 40: Potencial do eletrodo de referência (a) e tensão de saída compensada (b), para os pH's emulados entre 0 e 12.

A não compensação de temperatura dos níveis de pH acima de 11 (houve redução de sensibilidade, mas ainda sim ocorreu a compensação de temperatura), se deve a limitação do dispositivo ISFET real, representado pelo modelo proposto neste trabalho. Dessa forma é possível concluir que o circuito de condicionamento proposto não provoca redução no alcance dinâmico do ISFET em questão, mas é evidente que não houve compensação de temperatura expressiva para o nível de pH 12. Para fins de registro de desempenho, será considerado que o circuito Active ISFET Sensor com temperatura compensada funcionará na faixa de pH entre 0 e 10.

O consumo total do circuito “Active ISFET Sensor” com compensação de temperatura é dado pelo produto entre a tensão de alimentação e a corrente total consumida para cada ciclo de leitura. Os resultados de simulação do consumo do circuito Active ISFET Sensor com temperatura compensada para pH 0 e pH 10, à temperatura ambiente, são apresentados na figura 41. Nas condições de simulação pré-estabelecidas, os resultados mostram que o consumo para o pH 10 será de 45 Microwatts; para o pH 0 serão consumidos 70 Microwatts na primeira faixa de leitura e, aproximadamente, 125 Microwatts nas faixas de leitura subsequentes, resultando num total de 225 Microwatts. Portanto, para este mesmo circuito funcionando com quatro ciclos de leitura e faixa dinâmica de pH variando de 0 a 10, o consumo máximo do circuito ocorrerá para o pH 0, resultando num total de 445 Microwatts.

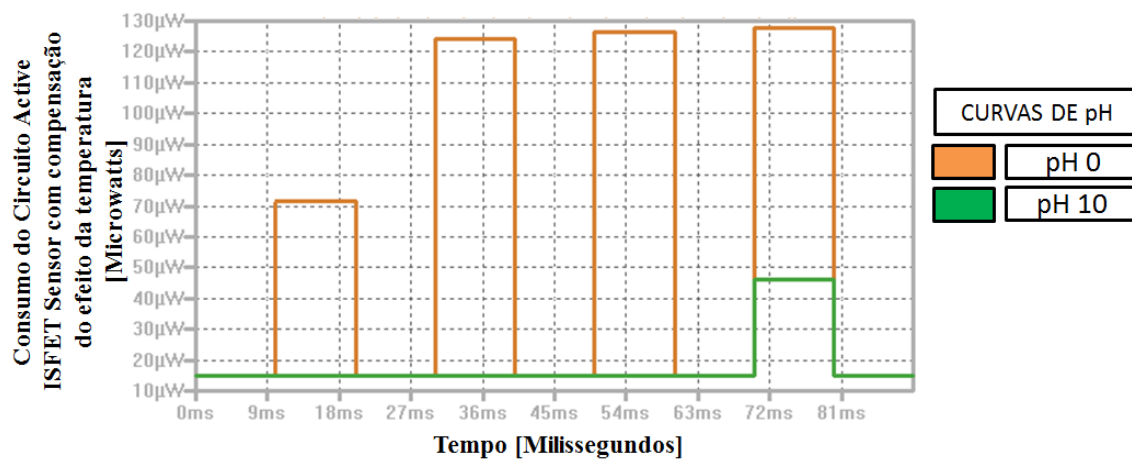


Figura 41: Consumo do circuito de condicionamento Active ISFET Sensor com compensação de temperatura, para pH 0 e 10.

Um resumo dos resultados obtidos com o circuito de leitura Active ISFET Sensor com compensação do efeito da temperatura é apresentado na tabela IV. Podemos observar que o circuito proposto apresentou consumo reduzido em relação às topologias empregadas em outros trabalhos, sendo menor de algumas centenas de microwatts. Além disso, o circuito Active ISFET Sensor com temperatura compensada apresenta uma sensibilidade expressiva quando comparada a obtida em outros trabalho, ainda que aquém da sensibilidade obtida para o mesmo circuito, mas sem a compensação de temperatura.

TABELA IV: RESUMO DOS RESULTADO OBTIDOS EM COMPARAÇÃO À OUTROS TRABALHOS RELACIONADOS.

	[30]	[31]	[32]	[13]	CVCC	ACTIVE ISFET SENSOR	ACTIVE ISFET SENSOR COM TEMPERATURA COMPENSADA
Tecnologia	0.18 µm	18 µm	-	-	0.35 µm	0.35 µm	0.35 µm
VDD	2.5 Volts	1.0Volts	5.0 Volts	2.0 Volts	5.0 Volts	3.3 Volts	3.3 Volts
Linearidade	-	-	-	-	0,95	0,998	0,998
Sensibilidade máxima a pH	0.6 V/V	25.6 µA/pH	56.6 mV/pH	56.1 mV/pH	59mV/pH	2.36 V/pH	600mV/pH
Sensibilidade à temperatura para pH 10	-	-	1.7 mV/°C	5µV/°C	-	93.1 mV/°C	6.55mV/°C
Faixa dinâmica de pH	-	2 - 12	3 - 10	3 - 10	0 - 10	0 - 10	0 - 10
Consumo Máximo	600 µW	937.6 µW	-	-	730 µW	470 µW	444 µW

5. CONCLUSÃO

Um novo modelo elétrico para simulações em SPICE de sensores ISFET sensíveis a pH foi proposto neste trabalho. As simulações mostram que o modelo proposto produz simulações DC compatíveis com os produzidos pelo modelo comportamental clássico apresentado na literatura, mas com as seguintes vantagens:

- ✓ Modelo de circuito simples e fácil de ser implementado;
- ✓ Não há necessidade de expressões recursivas para representação do estágio eletroquímico do ISFET;
- ✓ É possível a realização de simulações DC e Transientes, incluindo o efeito da temperatura;
- ✓ Todas as vantagens supracitadas podem ser realizados no mesmo simulador, poupando assim tempo de projeto.

Comparando os resultados experimentais com os resultados produzidos nas simulações é possível observar que ambos convergem, especialmente quando o dispositivo funciona na região de triodo. Uma grande vantagem do modelo proposto é que o usuário não precisa de um conhecimento profundo do simulador SPICE para executar simulações DC e transientes, que incluem também o efeito da temperatura, uma vez que não há necessidade de desenvolver algoritmos robustos para isso, economizando assim tempo de projeto. Essa solução é uma interessante ferramenta de design para prever o comportamento de circuitos integrados que incorporam sensores ISFET.

Foi proposta uma nova interface analógica de leitura para sensores ISFET sensíveis a pH, capaz de melhorar a sensibilidade da saída do sensor. A solução proposta apresenta uma topologia de circuito muito simples em comparação com as soluções convencionais encontradas na literatura. Em investigações iniciais, foi demonstrado que, dependendo do ponto de polarização do eletrodo de referência, o efeito de corpo do transistor M1 associado em série com o ISFET pode ser minimizado, melhorando ainda mais a sensibilidade de saída do sensor sem custo adicional de fabricação. A partir dos resultados iniciais, um sensor de pH de Alta Sensibilidade e Largo Alcance Dinâmico foi projetado e denominado Active ISFET Sensor, devido ao seu homólogo APS3T (Sensor de Píxel Ativo de três Transistores). O circuito apresentou uma sensibilidade de 2.36 V/pH, alcance dinâmico de pH 0 a 10 com 99,8% de linearidade e consumo máximo de apenas 470 Microwatts por ciclo de leitura.

Contudo, o elevado ganho de sensibilidade proporcionado pelo circuito condicionador também proporcionou uma elevada dependência com a temperatura de cerca de $93.1\text{mV}/^\circ\text{C}$ para pH 10, variação esta que se deve principalmente pela natureza eletroquímica do sensor. Para suprimir este efeito, foi proposta uma topologia de circuito de compensação do efeito da temperatura para a aplicação específica do circuito de condicionamento “Active ISFET Sensor”. A compensação de temperatura foi conseguida numa faixa de supressão variando de 71.2 % a 92.6 %, dependendo do nível de potencial na saída do circuito. Contudo, a supressão do efeito da temperatura foi conseguida em projetos do circuito proposto com ganhos de sensibilidade de até $600\text{mV}/\text{pH}$. No entanto, a sensibilidade de $600\text{mV}/\text{pH}$ ainda mostrou-se expressiva quando comparada às topologias de circuito encontradas na literatura. Abaixo estão listadas as principais vantagens e desvantagens observadas nas simulações:

Vantagens:	Desvantagens:
✓ Modelo de circuito simples;	○ Influência da temperatura proporcional ao ganho de sensibilidade;
✓ Resposta Linear;	○ Degradação da sensibilidade devido ao efeito de corpo do transistor auxiliar;
✓ Alto Ganho de Sensibilidade;	
✓ Área reduzida;	
✓ Baixo consumo;	
✓ Circuito não degrada o limite de detecção do dispositivo;	
✓ Compensação do efeito da temperatura;	
✓ Circuitos de compensação de efeitos indesejáveis externos ao circuito de condicionamento Active ISFET Sensor.	

Os resultados de simulação mostraram que o circuito de leitura proposto é capaz de amplificar a sensibilidade do elemento sensor ISFET em até quarenta vezes. Contudo, a compensação de temperatura foi possível ser realizada somente em projetos

de sensores com ganho de sensibilidade de até dez vezes o limite de Nernst (aproximadamente 600 mV/pH). O circuito proposto neste trabalho pode ser aplicado em projetos que exijam apenas um elemento sensor ISFET sensível a pH ou mesmo uma matriz de sensores, como por exemplo em câmeras químicas de alta resolução que necessitem de sensores de largo alcance dinâmico e alta sensibilidade ou sensibilidade média com compensação de temperatura.

5.1 Trabalhos Futuros

Expandindo o estudo do sensor ISFET de pH de largo alcance dinâmico e alta sensibilidade desenvolvido neste trabalho a uma matriz de sensores, dependendo da quantidade de pixels e dos requisitos do projeto, é possível obter uma câmera química de alta resolução e largo alcance dinâmico com alta sensibilidade. Por ser uma matriz de sensores, todos os pixels compartilham o mesmo eletrodo de referência; dessa forma seria necessário apenas um circuito de varredura de potencial do eletrodo de referência para todos os pixels da matriz. Além disso, todos os pixels da matriz podem ser lidos por meio de uma única saída global; dessa forma, seria necessário apenas um bloco para compensação de efeitos indesejáveis (como ruídos, efeitos de temperatura, variações indesejáveis de potencial do eletrodo de referência, etc) para todos os elementos da matriz. Considerando aplicações dessa natureza com o circuito condicionador Active ISFET Sensor, enumeram-se pelo menos os quatro itens para trabalhos futuros, listados a seguir:

- Projeto do circuito de varredura de potencial do eletrodo de referência;
- Projeto dos circuitos de compensação de outros efeitos indesejáveis: ruído de baixa frequência, variações de potencial de alimentação e eletrodo de referência, etc;
- Implementação para testes do circuito proposto como pixel (menor parte) de uma matriz de sensores ISFET;
- Fabricação e teste do sensor projetado neste trabalho;
- Aprimoramento do circuito de compensação de temperatura proposto neste trabalho para funcionar também para sensores de sensibilidade elevada.

Considerando ainda o novo modelo elétrico proposto para sensores ISFET sensíveis a pH desenvolvido neste trabalho, existem muitos pontos de investigação

ainda inexplorados e que também são de suma importância em projetos de desenvolvimento de circuitos integrados de condicionamento para o ISFET, a saber:

- Comparação entre os resultados de simulações utilizando o modelo proposto e testes de diferentes dispositivos ISFET, com variação de temperatura;
- Modelagem para íons diferentes do hidrogênio, como por exemplo: potássio ($[K^+]$) e o sódio ($[Na^+]$) que são íons monopositivos, ou o chumbo ($[Pb^+]$, $[Pb^{2+}]$) que é um íon dipositivo e tetrapositivo, entre outros;
- Modelagem para dispositivos ISFET de morfologia mais complexa, como o ISFET de porta programável e o ISFET de porta estendida;
- Estudo mais aprofundado do modelo relacionando-o com os fenômenos químicos associados ao circuito que representa o estágio eletroquímico (diodo em série com fonte de corrente).

PUBLICAÇÕES

Publicações originadas deste trabalho:

- da Silva, Luciano Lourenço Furtado, “A Novel Electrical Circuit Model for Ion-Sensitive Field-Effect Transistor”, *2nd International Symposium on Instrumentations System, Circuits and Transducers*, Dept. of Electron. & Comput., Univ. Fed. Do Amazonas, Manaus, Brazil, 2017.
- da Silva, Luciano Lourenço Furtado, “Active ISFET sensor readout circuit”, *2nd International Symposium on Instrumentations System, Circuits and Transducers*, Dept. of Electron. & Comput., Univ. Fed. Do Amazonas, Manaus, Brazil, 2017.

REFERÊNCIAS

- [1] P. Bergveld, Thirty years of ISFETOLOGY What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years, MESA þ Research Institute, University of Twente, P.O. Box 217, 7500 AE Enschede, The Netherlands, 2002.
- [2] IR, P.; EM, P. B.; EE, F.; BERGVELD, P. ISFET, Theory and Practice. **IEEE Sensor Conference**, n. 1, p. 9–10, 2003.
- [3] Sergio Martinoia , Giuseppe Massobrio, “A behavioral macromodel of the ISFET in SPICE”, Department of Biophysical and Electronic Engineering DIBE , University of Genoa, Via all’Opera Pia, Genoa, Italy, October 1999.
- [4] S. Martinoia, G. Massobrio, and L. Lorenzelli, “Modeling isfet microsensor and isfetbased microsystems: a review,” *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 105, no. pp. 14–27, 2005.
- [5] G. Moore, *et al.*, “Cramming more components onto integrated circuits,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 1, pp. 82–85, 1998.
- [6] Al-Ahdal, Abdulrahman Ghaleb I., “Floating Gate ISFET Chemical Inverters: For Semiconductor Based Biomedical Applications”, Doctor Thesis – Imperial College London, Department of Electrical and Electronic Engineering Imperial College of Science, Technology and Medicine, London, England, July, 2012.
- [7] Sohbaty, Mohammadreza, “Circuits and Systems for DNA Detection by Ion-Sensitive Field Effect Transistor”, Department of Electrical and Electronic Engineering, Imperial College London, 2014.
- [8] E. Mardis, “The impact of next-generation sequencing technology on genetics,” *Trends in Genetics*, vol. 24, no. 3, pp. 133 – 141, 2008.
- [9] S. Purushothaman, C. Toumazou, and J. Georgiou, “Towards fast solid state dna sequencing,” in *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, vol. 4, 2002, pp. IV–169 – IV–172 vol.4.
- [10] J. M. Rothberg, “An integrated semiconductor device enabling non-optical genome sequencing,” *Nature*, no. 4, p. 348 352, July 2011.
- [11] LIU, Yan, “Engeneering Robust CMOS ISFET Smart Sensor System”, Department of Electrical and Electronic of Imperial College of Science, Technology and Medicine, London, 2011.

- [12] E. R. Villegas, *Low Power and Low Voltage Circuit Design with the FGMOS Transistor*, E. R. Villegas, Ed. The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2006.
- [13] Morghenshtein Arkadiy, “Design and Metodology of ISFET (Ion Sensitive Field Effect Transistor) Microsystems for Bio-Telemetry”, Israel Institute of Technology, Haifa, April, 2003.
- [14] L. M. Shepherd, “Low-power computational interfacing with cmos isfets,” PhD thesis, Imperia, College London, 2008.
- [15] SPRINGER, E. K., pH Measurement Guide. Hamilton The Measurement Excellence 10/2006.
- [16] P. R. Barabash, R. S. C. Cobbold, and W. B. Wlodarski, “Analysis of the threshold voltage and its temperature dependence in electrolyte-insulator-semiconductor field-effect transistors (eisfet’s),” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 6, pp. 1271–1282, 1987, ID: 1.
- [17] J. C. Chou and Y. F. Wang, “Temperature characteristics of a-si: h gate isfet,” *Material Chemistry and Physics*, vol. 70, no. 1, pp. 107–111, 2001.
- [18] B. Hajji, S. E. Naimi, I. Humenyuk, et al., “Behavioral modeling of the ph-isfet temperature influence,” in *Electronics, Circuits and Systems, 2007. ICECS 2007. 14th IEEE International Conference on*, ID: 1, 2007, pp. 419–422.
- [19] C. G. Jakobson, M. Feinsod, and Y. Nemirovsky, “Low frequency noise and drift in ion sensitive field effect transistors,” *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 68, no. 1-3, pp. 134–139, 2000.
- [20] C. G. Jakobson and Y. Nemirovsky, “1/f noise in ion sensitive field effect transistors from subthreshold to saturation,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 46, no.1, pp. 259–261, 1999, ID: 1.
- [21] L. Bousse, “Comparison of the hysteresis of ta2o5 and si3n4 ph-sensing insulators”, *Sensors and actuators.B, Chemical*, vol. 17, no. 2, p. 157, 1994.
- [22] L. Bousse, H. D. Vlekkert, and N. Rooij, “Hysteresis in al2o3-gate isfets,” *Sensors and actuators.B, Chemical*, vol. 2, no. 2, pp. 103–110, 1990.
- [23] Roziah Jarmin, Lee Yoot Khuan, Hadzli Hashim, Abu Zahrin Mohd Sih and Mohamad Hisyam B ABD Ghani, “Simulation of ISFET Characteristics Using Constant Voltage Constant Current (CVCC) Readout Circuit”, Faculty of Electrical Engineering University Teknologi Shah Alam, Selangor Malaysia, 2014.

- [24] S. Purushothaman, "The effect of ion sensitive field effect transistor technology to dna sequencing," PhD thesis, Imperial College London, 2006.
- [25] Chan, Pak Kwong.; Chen, D. Y. A CMOS ISFET interface circuit with dynamic current temperature compensation technique. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Regular Papers*, 54(1), pp. 119-129, 2007.
- [26] P.Bergveld, University of Twente, Fac.EE, MESA Research Institute, Box 217, 7500 AE Enschede, *IEEE Sensor Conference Toronto*, october 2003.
- [27] de Moraes Cruz, C. A., "FPN Attenuation by Reset-Drain Actuation in the Linear-Logarithmic Active Pixel Sensor", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, VOL. 61, NO.10, pages 2825 – 2833, Dept. of Electron. & Comput., Univ. Fed. Do Amazonas, Manaus, Brazil, 2014.
- [28] Souza, Jair Fernandes de, Desenvolvimento de materiais e métodos de fabricação de sensores químicos/bioquímicos baseados em silício e nanoestruturas de carbono (ISFET, CNTFET e GrafET), Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, São Paulo, 2012.
- [29] Souza, Jair Fernandes de, Transistor de efeito de campo (FET) para detecção química e bioquímica utilizando dielétrico de porta constituído de camada empilhada SiNx/SiOxNy. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, São Paulo, 2009.
- [30] ZHU, B.; JIANG, H.; LIU, L.; SHAO, J.; DENG, L.; LI, F.; ZHANG, C.; WANG, Z. A wireless SoC for alimentary canal pH value continuously monitoring. 2011 *IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Ieee, p. 1–4, ago. 2011.
- [31] N.; Taksin, P. Wanchai; P. Amporn, A New Method for Current Differential ISFET/REFET Readout Circuit. *International Journal of Information and Electronics Engineering*, Vol 3, March, 2013.
- [32] A. Sibbald, A chemical-sensitive integrated-circuit: The operational transducer, *Sensors and Actuators*, Vol. 7, 2006, pp. 23–38.