



+

UFAM – Engenharia Elétrica

**CIRCUITO DE LEITURA DE ISFET MELHORADO APLICÁVEL À LEITURA
DE PH: CARACTERIZAÇÃO E COMPARAÇÃO**

Manaus

Novembro de 2019



UFAM – Engenharia Elétrica

LUÍS SMITH OLIVEIRA DE CASTRO

**CIRCUITO DE LEITURA DE ISFET MELHORADO APLICÁVEL À LEITURA
DE PH: CARACTERIZAÇÃO E COMPARAÇÃO**

Texto de Dissertação
apresentado 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: Professor Dr. Carlos Augusto de
Moraes Cruz

Manaus

Novembro de 2019

Ficha Catalográfica

Ficha catalográfica elaborada automaticamente de acordo com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

C355c Castro, Luís Smith Oliveira de
Circuito de leitura de ISFET melhorado aplicável à leitura de pH:
caracterização e comparação / Luís Smith Oliveira de Castro. 2019
88 f.: il.; 31 cm.

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

1. Isfet. 2. Circuito de leitura AIS Complementar. 3. LTSpice IV. 4.
Sensibilidade e linearidade aumentadas. 5. Leitura por faixas de
pH. I. Cruz, Carlos Augusto de Moraes II. Universidade Federal do
Amazonas III. Título

LUÍS SMITH OLIVEIRA DE CASTRO

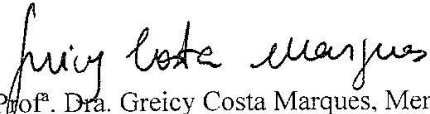
CIRCUITO DE LEITURA DE ISFET MELHORADO APLICÁVEL À LEITURA DE
PH: CARACTERIZAÇÃO E COMPARAÇÃO

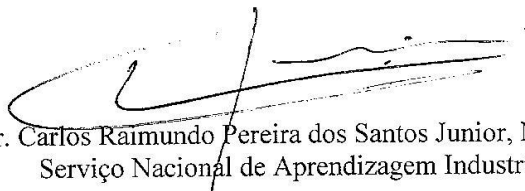
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração Controle e Automação de Sistemas.

Aprovado em 11 de novembro de 2019.

BANCA EXAMINADORA


Prof. Dr. Carlos Augusto de Moraes Cruz, Presidente
Universidade Federal do Amazonas


Prof.ª Dra. Greicy Costa Marques, Membro
Universidade Federal do Amazonas


Dr. Carlos Raimundo Pereira dos Santos Junior, Membro
Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial

Dedico este trabalho a Deus, minha família e todos que me ajudaram nessa jornada.

Gostaria de agradecer ao fomento da Fapeam sob os termos da resolução 002/2018 – POSGRAD 2018. Esta pesquisa também foi fomentada pela Samsung Electronics da Amazônia Ltda de acordo com o Artigo 48 de Grau nº 6.008/2006, sob os termos da Lei Federal nº 8.387/1991, acordo nº 004 assinado com o CETELI/UFAM.

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

CIRCUITO DE LEITURA DE ISFET MELHORADO APLICÁVEL À LEITURA DE PH: CARACTERIZAÇÃO E COMPARAÇÃO

Luís Smith Oliveira de Castro

Novembro/2019

Orientador: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta o projeto a nível de simulações BSIM3V3 de uma topologia de circuito de condicionamento tanto na versão integrada (tecnologia metal-4 polisilício-2 - CMOS 0,35 μ m) quanto discreta para leitura de sensores ISFET (Transistor de Efeito de Campo Sensível a Íons).

A topologia de condicionamento desenvolvida tem algumas vantagens em relação a topologias tradicionais que na maioria são CVCC (Tensão Constante e Corrente Constante) em três aspectos: sensibilidade maior que a convencional (201,736mV/pH x 59mV/pH), linearidade bem próxima de 1.

Além de ler pH na faixa de 3 a 12 inteira com sensibilidade de 201,736mV/pH, tal circuito também oferece uma forma de ajuste que permite que suas leituras sejam feitas por faixas, onde deve-se fazer ajustes no dimensional dos transistores N e P na etapa de fabricação (versão integrada) e aplicar diferentes valores de tensão ao seu Eletrodo de Referência para que seja possível a leitura do pH com sensibilidade ainda maior que a convencional com a mesma topologia, porém dimensionada de forma diferente, possibilitando-se atingir a sensibilidade de 480mV/pH. Podemos então ler três faixas intercaladas de pH, por exemplo: faixa 1 - pH 3 a 7; faixa 2 - pH 6 a 10; faixa 3 - 8 a 12.

Na versão discreta o mesmo pode ser feito através dos resistores de polarização (RP e RN) do circuito tanto para leitura da faixa de pH 3 a 12 quanto para leitura por faixas (as mesmas faixas 1, 2 e 3). Para tanto pode-se utilizar três circuitos aplicados à uma matriz de ISFETs, cada um com uma tensão de Eletrodo de Referência diferente ou apenas um circuito aplicado a um ISFET com essa mesma tensão microcontrolada.

Foram feitas análises de ruído de saída, relação Sinal-Ruído e simulações de Monte Carlo com o objetivo de demonstrar a robustez do circuito a ruídos e variações intrínsecas aos componentes da topologia.

Resultados mostram que o circuito tanto em sua versão integrada quanto discreta apresentam resultados bastante satisfatórios às aplicações desejadas com baixa taxa de ruído e robustez a variações nas duas versões apresentadas (integrada e discreta) foi comprovado também que seu funcionamento é similar em ambas as versões do circuito, validando-se a topologia em si.

Palavras chave: ISFET; Circuito de leitura AIS Complementar; LTSpice IV; Sensibilidade e linearidade aumentadas; Leitura por faixas.

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

IMPROVED ISFET READOUT CIRCUIT FOR PH READING: CHARACTERIZATION AND COMPARISON

Luís Smith Oliveira de Castro

November/2019

Advisor: Carlos Augusto de Moraes Cruz

Course: Postgraduate in Electrical Engineering

This work presents the project at the level of BSIM3V3 simulations of a conditioning circuit topology both in the integrated version (polysilicon metal-4 technology - $0.35\mu\text{m}$ CMOS) and discrete for reading ISFET sensors (Ion Sensitive Field Effect Transistor).

The conditioning topology developed has some advantages over traditional topologies that are mostly CVCC (Constant Voltage and Constant Current) in three aspects: higher than conventional sensitivity ($201.736\text{mV} / \text{pH} \times 59\text{mV} / \text{pH}$), linearity very close to 1.

In addition to reading pH in the entire 3 to 12 range with a sensitivity of $201.736\text{mV} / \text{pH}$, this circuit also offers an adjustment form that allows its readings to be made by ranges, where adjustments must be made to the dimensions of transistors N and P in the manufacturing stage (integrated version) and apply different voltage values to your Reference Electrode so that it is possible to read the pH with an even higher sensitivity than the conventional one with the same topology, but sized differently, making it possible to reach the sensitivity of $480\text{mV} / \text{pH}$. We can then read three interspersed pH ranges, for example: range 1 - pH 3 to 7; range 2 - pH 6 to 10; ranges 3 -

8 to 12. In the discrete version, the same can be done through the polarization resistors (RP and RN) of the circuit, both for reading the pH range 3 to 12 and for reading by ranges (the same ranges 1, 2 and 3). For that, one can use three circuits applied to an ISFET matrix, each with a different Reference Electrode voltage or just one circuit applied to an ISFET with that same micro controlled voltage.

Output noise analysis, Signal-to-Noise ratio and Monte Carlo simulations were carried out in order to demonstrate the robustness of the circuit to noise and variations intrinsic to the components of the topology.

Results show that the circuit, both in its integrated and discrete version, presents very satisfactory results to the desired applications with low noise rate and robustness to variations in the two versions presented (integrated and discrete). It was also proven that its operation is similar in both versions of the circuit, validating the topology itself.

Keywords: ISFET; Complementary AIS readout circuit; LTSpice IV; Increased sensitivity and linearity; Track reading.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura de um (a) MOSFET e de um (b) ISFET (Figura 1 de Sinha et al., 2014). ...	20
Figura 2: Dupla camada Helmholtz na interface eletrólito-isolante (Figura 2 de Sinha et al., 2014).	22
Figura 3: ISFET tipo N e seus potenciais (Figura 3 de Sinha et al., 2014).	23
Figura 4: Esquema elétrico de um ISFET (Figura 4 de Sinha et al., 2014).....	24
Figura 5: Subcircuito e conexões externas de um ISFET. RE= eletrodo de referência; D= dreno; S= fonte; B= substrato ou corpo; pH = valor emulado de pH da solução (Figura 3 de Martinoia & Massobrio, 2000).	25
Figura 6: Representação esquemática de um MOSFET (a), um ISFET (b) e um circuito eletrônico para compreensão de seu funcionamento (Figura 3 de Bergveld, 2003).....	26
Figura 7: Passo a passo de simulação do Macromodelo de ISFET empregado através do simulador LTSpice IV (Elaborada pelo autor).	29
Figura 8: Circuito de caracterização do ISFET utilizado em LTSpice IV (Elaborada pelo autor).	30
Figura 9: Curvas simuladas de IDS (mA) vs VDS (V) com VRef variando desta forma = {1.3 1.5 1.8 2 2.5 2.8 3} [Volts] em um pH=7 emulado (Elaborada pelo autor).	30
Figura 10: Circuito de leitura tipo Ponte (Figura 5 de Chung et al., 2010).	31
Figura 11: Circuito de leitura CIMP indireto com realimentação de Porta (Figura 16 (b) de Morgenshtein, 2003).	33
Figura 12: Circuito de leitura Sensor de ISFET Ativo (Figura 3 de Furtado da Silva et al., 2017).	34
Figura 13: Circuito de leitura de sensor ISFET ativo complementar com realimentação de porta (Elaborada pelo autor).	38
Figura 14: Curvas da tensão de dreno-fonte do ISFET VDS x VRef x pH com VBias=1V na faixa de pH 3 a 12 e ponto de polarização: VDS = 0,5V e VRef=1,567V (Elaborada pelo autor).	41
Figura 15: Curvas da corrente de dreno do transistor M1 (tipo N) IDS(M1) x VRef x pH com VBias=1V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	42
Figura 16: Curvas da corrente de dreno do transistor M2 (tipo P) IDS(M2) x VRef x pH com VBias=1V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	42
Figura 17: Curvas da corrente de dreno do ISFET IDS(ISFET) x VRef x pH com VBias=1V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	43
Figura 18: Curvas da tensão de saída Vout x VRef x pH com VRef=1,567V, VDS=0,5V e VBias=1V, variação de 1,84V na saída (sensibilidade 201,736mV/pH na faixa de pH 3 a 12) (Elaborada pelo autor).	43
Figura 19: Curvas da tensão de dreno-fonte do ISFET VDS x VRef x pH com VBias=2V na faixa de pH 3 a 12 e ponto de polarização: VDS = 0,5V e VRef=1,67V (Elaborada pelo autor).	45
Figura 20: Curvas da corrente de dreno do transistor M1 (tipo N) IDS(M1) x VRef x pH com VBias=2V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	46
Figura 21: Curvas da corrente de dreno do transistor M2 (tipo P) IDS(M2) x VRef x pH com VBias=2V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	46
Figura 22: Curvas da corrente de dreno do ISFET IDS(ISFET) x VRef x pH com VBias=2V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	47
Figura 23: Curvas da tensão de saída Vout x Vref x pH com VRef=1,67V, VDS=0,5V e VBias=2V, variação de 1,93V na saída (sensibilidade 214,44mV/pH na faixa de pH 3 a 12) (Elaborada pelo autor).	47

Figura 24: Curvas da tensão de dreno-fonte do ISFET V_{DS} x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 com ponto de polarização: $V_{DS} = 0,5V$ e $V_{Ref1}=1,049V$; $V_{Ref2}=1,228V$ e $V_{Ref3}=1,346V$ (Elaborada pelo autor).....	49
Figura 25: Curvas da corrente de dreno do transistor M1 (tipo N) $I_{DS}(M1)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 (Elaborada pelo autor).	50
Figura 26: Curvas da corrente de dreno do transistor M2 (tipo P) $I_{DS}(M2)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 (Elaborada pelo autor).	50
Figura 27: Curvas da corrente de dreno do ISFET $I_{DS}(ISFET)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 (Elaborada pelo autor).	51
Figura 28: Curvas da tensão de saída V_{out} x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 com $V_{Ref1}=1,043$; $V_{Ref2}=1,23$ e $V_{Ref3}=1,35V$. Variação de 1,92V por faixa (sensibilidade 480mV/pH em cada faixa) (Elaborada pelo autor).	51
Figura 29: Circuito proposto na versão discreta (Elaborada pelo autor).....	52
Figura 30: Curva da tensão dreno-fonte do ISFET - V_{DS} x V_{ref} x pH ($V_{DS}=0,5V$ para toda a faixa de pH 3 a 12) (Elaborada pelo autor).	54
Figura 31: Curvas das correntes de dreno do ISFET - I_{DS} x V_{Ref} x pH (versão discreta): variando de 1,504mA (pH@3) até 640 μ A (pH@12) (Elaborada pelo autor).....	54
Figura 32: Curva da tensão de saída do circuito - V_{out} x V_{Ref} x pH (versão discreta) para $V_{Ref}=1,859V$; $V_{Bias}=2V$. Com sensibilidade de 209,651mV/pH na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).....	55
Figura 33: Curva da tensão dreno-fonte do ISFET - V_{DS} x V_{Ref} x PH (circuito na versão discreta) para $R_N=5Kohm$ e $R_P=4Kohm$ (leitura por faixas) (Elaborada pelo autor).	57
Figura 34: Curva da tensão de saída do circuito - V_{out} x V_{Ref} x pH (versão discreta) para $R_N=5Kohm$ e $R_P=4Kohm$ (leitura por faixas). Com sensibilidade de 400mV/pH (Elaborada pelo autor).	57
Figura 35: Curva de tensão de saída V_{out} x V_{Ref} x pH (circuito na versão discreta) para $R_N=2Kohm$; $R_P=4Kohm$; $V_{Bias}=2V$ (leitura por faixas) (Elaborada pelo autor).	58
Figura 36: Esquema da topologia do Amp. OP. LM2904 (versão atualizada) (Texas Instruments, 2019).	59
Figura 37: Circuito de simulação de ruído para o amplificador operacional LM2904.	60
Figura 38: Gráfico densidade espectral de ruído de entrada e saída do Amplificador Operacional LM2904 (Elaborada pelo autor).	60
Figura 39: Densidade de ruído em 1kHz para o Amplificador Operacional LM2904 (Elaborada pelo autor).	60
Figura 40: Dados do datasheet do Amplificador Operacional LM2904 (Texas Instruments, 2019).	61
Figura 41: Circuito proposto na versão integrada para a análise de ruído e relação sinal-ruído (SNR) (Elaborada pelo autor).	62
Figura 42: Densidade de ruído de saída para o circuito proposto na versão integrada em pH 7 na banda de 0,1Hz – 1KHz (Elaborada pelo autor).	62
Figura 43: Circuito proposto na versão discreta para a análise de ruído e relação sinal-ruído (SNR) (Elaborada pelo autor).	63
Figura 44: Densidade de ruído de saída para o circuito proposto na versão discreta em pH 7 na banda de 0,1Hz – 1KHz (Elaborada pelo autor).	63
Figura 45: Gráfico da relação sinal-ruído (SNR) em decibéis do circuito proposto nas versões integrada e discreta na banda BW1: 0,1-0,2Hz (Elaborada pelo autor).	67
Figura 46: Gráfico da relação sinal-ruído (SNR) em decibéis do circuito proposto nas versões integrada e discreta na banda BW2: 1-1,5Hz (Elaborada pelo autor).	68
Figura 47: Gráfico da relação sinal-ruído (SNR) em decibéis do circuito proposto nas versões integrada e discreta na banda BW3: 100-1kHz (Elaborada pelo autor).	69

Figura 48: Variação da saída Vout devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo P, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).	70
Figura 49: Visão ampliada da variação da saída Vout devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo P, +-44mV de variação (Elaborada pelo autor).	71
Figura 50: Variação da saída Vout devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo N, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).	71
Figura 51: Visão ampliada da variação da saída Vout devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo N, +-75mV de variação (Elaborada pelo autor).	72
Figura 52: Variação da saída Vout devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo P, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).	73
Figura 53: Visão ampliada da variação da saída Vout devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo P, +-70mV de variação (Elaborada pelo autor).	73
Figura 54: Variação da saída Vout devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo N, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).	74
Figura 55: Visão ampliada da variação da saída Vout devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo N, +-4 μ V de variação (Elaborada pelo autor).	74
Figura 56: Respostas das simulações Transiente para todos os circuitos de leitura na faixa completa de pH 3 a 12, Vout x pH: a. Circuito tipo Ponte (cruz azul); b. Circuito AIS (bola verde); c. Circuito CIMP (x vermelho); d. Circuito proposto – versão integrada (triângulo preto); Circuito proposto – versão discreta (asterisco azul) (Elaborada pelo autor);	75
Figura 57: Leitura de pH na faixa 3 a 7. a. Circuito proposto – versão integrada (cruz azul); Circuito proposto – versão discreta (bola verde) (Elaborada pelo autor);	76
Figura 58: Leitura de pH na faixa 6 a 10. a. Circuito proposto – versão integrada (cruz azul); Circuito proposto – versão discreta (bola verde) (Elaborada pelo autor);	77
Figura 59: Leitura de pH na faixa 8 a 12. a. Circuito proposto – versão integrada (cruz azul); Circuito proposto – versão discreta (bola verde) (Elaborada pelo autor);	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Dimensões do ISFET para todos os circuitos (Elaborado pelo autor).....	35
Tabela 2: Setup do circuito de leitura Tipo Ponte (Elaborado pelo autor).	36
Tabela 3: Setup do circuito de leitura CIMP com realimentação de Porta (Elaborado pelo autor).	36
Tabela 4: Setup do circuito AIS (Elaborado pelo autor).	37
Tabela 5: Setup da Versão Integrada e características de saída do circuito proposto para leitura de faixa completa com uma sensibilidade de 201,736mV/pH. (Elaborada pelo autor).	40
Tabela 6: Setup da Versão Integrada e características de saída do circuito proposto para leitura de faixa completa com VBias=2V, e uma sensibilidade de 214,44mV/pH (Elaborada pelo autor).	44
Tabela 7: Setup da Versão Integrada e características de saída do circuito proposto para leitura por faixas com VBias=1V (Elaborada pelo autor).	49
Tabela 8: Setup da Versão Discreta e características de saída do circuito proposto para leitura de faixa completa (pH 3 a 12) com VBias=2V (Elaborada pelo autor).	53
Tabela 9: Setup da Versão Discreta e características de saída na do circuito proposto para leitura por faixas por com VBias=2V (Elaborada pelo autor).	56
Tabela 10: Valores RMS de ruído total de saída relativos à banda BW1:0,1 – 0,2Hz na faixa de pH de 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	64
Tabela 11: Valores RMS de ruído total de saída relativos à banda BW2:1 – 1,5Hz na faixa de pH de 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	65
Tabela 12: Valores RMS de ruído total de saída relativos à banda BW3:100Hz – 1kHz na faixa de pH de 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	65
Tabela 13: Levantamento das tensões de saída em função do pH Vout x pH para o circuito na versão integrada polarizado em VRef = 1,567V e VBias=1V (faixa completa de pH) (Elaborada pelo autor).	66
Tabela 14: Levantamento das tensões de saída em função do pH Vout x pH para o circuito na versão discreta polarizado em VRef = 1,859V e VBias=2V (faixa completa de pH) (Elaborada pelo autor).	66
Tabela 15: Relação sinal-ruído em decibéis (SNR(dB)) para o circuito proposto versão integrada e versão discreta na banda BW1: 0,1 - 0,2Hz (Elaborada pelo autor).	67
Tabela 16: Relação sinal-ruído em decibéis (SNR(dB)) para o circuito proposto versão integrada e versão discreta na banda BW2: 1 - 1,5Hz (Elaborada pelo autor).	68
Tabela 17: Relação sinal-ruído em decibéis (SNR(dB)) para o circuito proposto versão integrada e versão discreta na banda BW3: 100 - 1kHz (Elaborada pelo autor).	69
Tabela 18: Comparativo entre os circuitos clássicos e a topologia proposta nas duas versões para leitura de pH de faixa completa, 3 a 12 (Elaborada pelo autor).	76
Tabela 19: Comparativo entre as duas versões do circuito proposto para a faixa de pH 3 a 7 (Elaborada pelo autor).	77
Tabela 20: Comparativo entre as duas versões do circuito proposto para a faixa de pH 6 a 10 (Elaborada pelo autor).	78
Tabela 21: Comparativo entre as duas versões do circuito proposto para a faixa de pH 8 a 12 (Elaborada pelo autor).	79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AIS	<i>Active ISFET Sensor</i>
AMS	<i>Austria Microsystems</i>
AMP. OP.	<i>Amplificador Operacional</i>
APS	<i>Active-Pixel Sensor</i>
BSIM3V3	<i>Berkeley Short Channel Insulated Field Effect Transistor Model</i>
BTR	<i>Bridge-Type Readout</i>
CAISR	<i>Complementary Active ISFET Sensor Readout</i>
CHEMFET	<i>Chemically Sensitive Field-Effect Transistor</i>
CI	<i>Circuito Integrado</i>
CIMP	<i>Complementary ISFET-MOSFET Pair</i>
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>
CONAMA	<i>Conselho Nacional de Meio Ambiente</i>
CVCC	<i>Constant Voltage Constant Current</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
HSPICE	<i>Device Level Circuit Simulation</i>
ISFET	<i>Ion Sensitive Field Effect Transistor</i>
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>
LTSPICE	<i>Linear Technology Spice Simulator</i>
MOS	<i>Metal-Oxide-Semiconductor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NMOS Transistor	<i>N-type MOS Transistor</i>
pH	<i>Potencial Hidrogeniônico</i>
PMOS Transistor	<i>P-type MOS Transistor</i>
SPICE	<i>Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis</i>

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	17
1.1 Contextualização	18
1.2 Escopo deste Trabalho	18
2. SENSORES ELETROQUÍMICOS	19
2.1 A estrutura de um ISFET	19
2.2 Modelagem do ISFET	20
2.2.1 ISFET x MOSFET	20
2.2.2 Modelo de Sítios de Ligação e Camada Dupla <i>Gouy-Chapman-Stern</i>	21
2.2.3 Operação do ISFET	25
3. MACROMODELO DE ISFET EMPREGADO	28
4. TOPOLOGIAS CLÁSSICAS DE CIRCUITO DE LEITURA DE ISFET	31
4.1 Circuito de leitura tipo Ponte (BTR - <i>Bridge Type Redout</i>)	31
4.2 Circuito de leitura Par ISFET-MOSFET Complementar (CIMP - <i>Complementary ISFET-MOSFET Pair</i>)	32
4.3 Circuito de leitura de Sensor de ISFET Ativo (AIS – <i>Active ISFET Sensor</i>)	33
4.4 Setups dos Circuitos de Condicionamento	35
5. TOPOLOGIA PROPOSTA - CIRCUITO DE LEITURA DE SENSOR DE ISFET ATIVO COMPLEMENTAR COM REALIMENTAÇÃO DE PORTA (CAISR - <i>Complementary Active ISFET Sensor Readout</i>)	38
5.1 Simulações e Resultados da Topologia Proposta – Versão Integrada	40
5.1.1 Influência do aumento de V_{Bias} para 2Volts	44
5.2 Aplicação alternativa da Topologia proposta – leitura de pH por faixas com sensibilidade aumentada	48
5.3 Simulações e Resultados da Topologia Proposta - Versão Discreta	52
5.3.1 Configuração 1: leitura faixa completa pH 3 a 12	53
5.3.2 Configuração 2: leitura de pH por faixas (na versão discreta)	55
6. ANÁLISE DE RUÍDO	59
6.1 Validação do Amplificador Operacional LM2904	59
6.2 Setup da Análise de Ruído de Saída (“ $V_{o_ruído}$ ”)	61
6.3 Análise da Relação Sinal-Ruído (“SNR”)	64
7. ANÁLISE DA SENSIBILIDADE À MUDANÇA DE PARÂMETROS DOS TRANSISTORES – SIMULAÇÕES DE MONTE CARLO	70
7.1 Monte Carlo - Versão integrada	70
7.1.1 Análise do transistor tipo P (AMS)	70
7.1.2 Análise do transistor tipo N (AMS)	71
7.2 Monte Carlo - Versão discreta	72
7.2.1 Análise do transistor tipo P (FDS9934)	72

7.2.2 Análise do transistor tipo N (FDS9934).....	74
8. COMPARATIVOS DE SENSIBILIDADE E LINEARIDADE.....	75
CONCLUSÃO	80
PUBLICAÇÕES	82
TRABALHOS FUTUROS.....	82
REFERÊNCIAS	83
ANEXOS.....	85
ANEXO 1 – MACROMODELO DO ISFET EM LTSpiceIV	86
ANEXO 2 – VERSÃO INTEGRADA: Comandos e modelo de transistores utilizados para simulação de Monte Carlo no LTSpice IV	88
ANEXO 3 - VERSÃO DISCRETA: Comandos e modelo de transistores utilizados para simulação de Monte Carlo no LTSpice IV	89

1. INTRODUÇÃO

Os sensores ISFET têm sido extensivamente examinados desde a sua invenção em 1970 por Bergveld (Bergveld, 2003). Estudos incluindo modelagem do dispositivo, materiais da camada sensível, sensibilidade do ISFET e efeitos diferentes têm sido amplamente relatados na literatura, (Yates et al., 1973; Bousse et al., 1983; Shinwari et al., 2007; Sinha et al., 2014). Um modelo de ISFET com camada sensível de Si₃N₄ (nitreto de silício) amplamente usado em simulação SPICE foi proposto por (Martinoia & Massobrio, 2000). Este modelo é uma combinação de um estágio eletrônico (MOSFET) e um estágio eletroquímico (interface eletrólito-isolador) que poderia ser facilmente estendido para simular comportamentos não ideais e dependências de temperatura.

Os circuitos convencionais de leitura ISFET incluem o circuito de leitura Tipo Ponte (BTR – *Bridge Type Readout*), o circuito de Sensor ISFET Ativo (AIS – *Active ISFET Readout*) e Par complementar de Mosfet-ISFET (CIMP – *Complementary ISFET-Mosfet Pair*), todos eles com suas vantagens e desvantagens estão presentes em, (Morgenshtein, 2003; Chung et al., 2006; Chung et al., 2010; Furtado da Silva et al., 2017). Devido ao limite de Nernst a maioria dos circuitos tem sensibilidade em torno de 59 mV/pH. Porém a sensibilidade pode ser ajustada ou aumentada através de algumas estratégias aplicadas em circuitos de condicionamento como mostrado em (Furtado da Silva et al., 2017; Furtado da Silva, 2018), podendo chegar ao dobro, ao triplo ou até bem mais que isso, porém com condições especiais de controle ou com um sensor com grande quantidade de transistores em paralelo (aumento de área ocupada *in chip*) (Furtado da Silva et al., 2017).

Devido à sua baixa popularidade, o ISFET ainda não é um dispositivo padrão disponível na biblioteca de componentes de muitos simuladores como o LTSpice IV. Para superar a falta de tal biblioteca, alguns macromodelos ISFET foram criados e programados em netlists como mostrado em (Mardhiah et al., 2016). O modelo empregado neste trabalho foi baseado no modelo apresentado por (Martinoia & Massobrio, 2000) o qual foi utilizado em diversos trabalhos inclusive por (Sinha et al., 2014) com algumas adaptações.

Este trabalho apresenta uma nova topologia de circuito de condicionamento de ISFET nomeada de “Circuito de leitura de ISFET Ativo Complementar”, proveniente da combinação de dois outros circuitos: o “Circuito de Leitura de ISFET Ativo (AIS)” de (Furtado da Silva et al., 2017) e o “Par ISFET-MOSFET Complementar com realimentação de porta (CIMP)” de (Morgenshtein, 2003). Esse circuito foi desenvolvido com um objetivo principal e dois objetivos secundários. Sendo o objetivo principal: permitir a integração do sensor ISFET (do tipo N) e o circuito de condicionamento no mesmo chip através da eliminação do efeito de corpo. E dois objetivos secundários: melhorar a sensibilidade e a linearidade do circuito de leitura e possivelmente permitir ajustes nas mesmas, aumentando-se a sensibilidade e/ou linearidade sem perda de qualidade nas leituras.

Tais objetivos foram alcançados através de técnicas similares às apresentadas por (Morgenshtein, 2003 e Furtado da Silva et al., 2017). Sendo que nos trabalhos de (Morgenshtein, 2003 e Furtado da Silva et al., 2017) apresenta-se como eliminar o efeito de corpo. E no trabalho de (Furtado da Silva et al., 2017) foi apresentado o controle da tensão da porta do transistor tipo N através de uma fonte de alimentação.

Uma das conquistas foi poder aumentar a sensibilidade do circuito sem necessidade de aumentar as dimensões dos transistores tipo N ou P de forma abrupta ou

usar mais ISFETs em paralelo ao contrário do que foi apresentado por (Furtado da Silva et al., 2017) visto que foram utilizados muitos ISFETs em paralelo em sua topologia.

A topologia proposta emprega dois transistores, um tipo N e outro tipo P, sendo que através do transistor NMOS é modulada a corrente de dreno do ISFET, e através do transistor PMOS e um amplificador operacional para realimentação é estabelecida a tensão de dreno-fonte constante no ISFET. Ambos os transistores possibilitam controlar a sensibilidade do circuito necessitando que a topologia seja devidamente dimensionada. A topologia possui variantes, dependendo do dimensionamento, ou seja, se for dimensionada de uma forma, atinge sensibilidade e de outra forma, uma sensibilidade duas vezes maior.

Além da versão integrada, também foi desenvolvida uma versão discreta visto que a versão integrada necessita de um tempo maior para fabricação que muitas vezes só é possível através de rodadas de fabricação conjuntas com outras universidades do país o que atrasa o processo de validação. Para fins de comprovação de seu funcionamento foram feitas as mesmas simulações para ambas as versões.

Os resultados do circuito proposto são mostrados através de simulações SPICE BSIM3V3 utilizando-se o simulador LTSpice IV e comparados com circuitos clássicos da literatura: Circuito de Leitura tipo Ponte, Circuito de Leitura de ISFET Ativo e Par ISFET-MOSFET Complementar.

1.1 Contextualização

O potencial hidrogeniônico, ou pH, é uma escala logarítmica que define a concentração do cátion H^+ livre em determinada substância. Uma solução em que a quantidade desse íon dissolvido for alta, o pH será mais próximo do zero, e pode alcançar até o número quatorze da escala, conforme a concentração diminui. Isso define o grau de acidez ou basicidade desta substância, respectivamente.

O Conselho Nacional do Meio Ambiente (Conama) define parâmetros para o descarte de efluentes industriais líquidos em todo o Brasil, e de acordo com o artigo 16 da resolução CONAMA Nº 430/2011, o lançamento deste resíduo em qualquer corpo receptor só pode ocorrer se o pH do mesmo estiver entre 5 e 9. Além de uma sanção, o descumprimento desta norma acarreta, no meio ambiente, a alteração do pH do solo e de corpos d'água, onde em meio muito ácido ou básico pode levar a destruição da vida aquática, dificuldade do crescimento vegetal e até as condições necessárias para a formação de agentes tóxicos. Por isso é importante verificar se todo o efluente gerado está de acordo com a lei, mantendo o bem-estar da empresa e, principalmente, do meio ambiente.

1.2 Escopo deste Trabalho

Esta dissertação foi concebida por meio de uma interação do programa de mestrado em Engenharia Elétrica do PPGE-UFAM com o Instituto Senai de Inovação em Microeletrônica (ISI ME) de Manaus-AM com o fomento da bolsa de estudos da FAPEAM (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Amazonas) onde a ideia inicial

era utilizar um circuito clássico de leitura de pH com ISFET ou projetar um circuito capaz de realizar leituras estáveis, com boa sensibilidade e baixo ruído para aplicação em um sistema de análise de parâmetros ambientais fazendo o controle de pH (neutralização) no âmbito de um projeto de inovação do ISI ME. No decorrer das pesquisas e desenvolvimento do trabalho, chegou-se à topologia proposta e a mesma foi apresentada na forma de um artigo científico na 4ª edição do simpósio internacional INSCIT (*International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers*) que ocorreu de 26 a 31 de Agosto de 2019. No entanto, apenas alguns resultados da topologia foram apresentados no artigo, no caso, a leitura de pH com sensibilidade de 201,736mV/pH e alta linearidade.

Assim, ficou a cargo deste trabalho apresentar a caracterização completa do circuito tanto na versão integrada quanto na versão discreta.

2. SENSORES ELETROQUÍMICOS

Os sensores eletroquímicos são uma classe de sensores químicos em que a sua resposta é medida através da reação de oxirredução entre o analito e um eletrodo. Tais sensores podem ser classificados segundo seu método de medição: potenciométrico, voltamétrico (incluindo amperométrico) e CHEMFET (*Chemically Sensitive Field-Effect Transistor* - Transistor de Efeito de Campo Sensibilizado Quimicamente). Este último corresponde à classe à qual pertence o ISFET.

Neste capítulo serão abordados aspectos construtivos de um ISFET em paralelo a ao MOSFET destacando suas diferenças na modelagem, operação e o macromodelo empregado.

O objetivo deste capítulo é também mostrar as expressões e significados de cada potencial presente no estágio eletrônico ou eletroquímico do ISFET e como foram combinadas para chegar no resultado final.

2.1 A estrutura de um ISFET

A estrutura de um MOSFET em paralelo a de um ISFET é mostrada na Figura 1 (a) e (b) para efeitos de comparação acerca de aspectos construtivos. Onde a diferença principal é a exposição da Porta ao eletrólito através de uma membrana sensível (para detecção dos íons na superfície) no caso do ISFET, fazendo-se necessário a utilização de um eletrodo de referência para produzir o potencial de Porta, enquanto no MOSFET a Porta fica isolada e conectada a um potencial gerando-se uma diferença de potencial entre Porta e Fonte. Em ambos geralmente a Fonte fica conectada ao potencial mais baixo do circuito no caso do transistor do tipo N.

O material mais utilizado para composição da camada sensível dos ISFETs sensíveis a pH é o Nitreto de Silício ou Si_3N_4 .

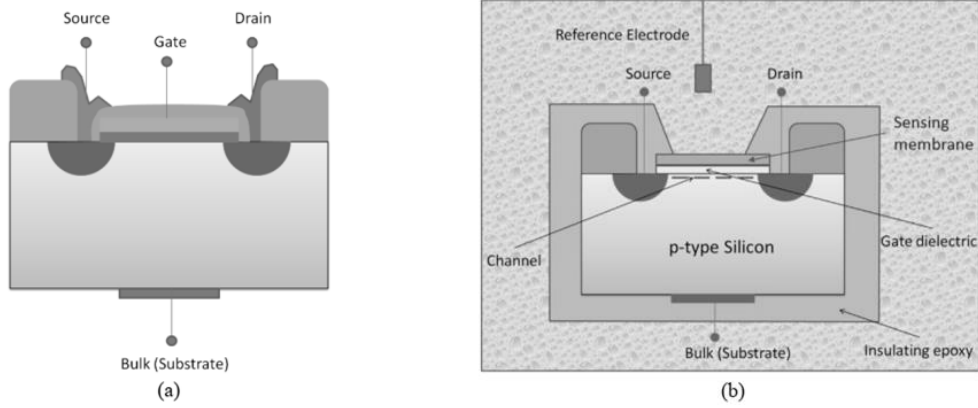


Figura 1: Estrutura de um (a) MOSFET e de um (b) ISFET (Figura 1 de Sinha et al., 2014).

2.2 Modelagem do ISFET

Visando mostrar como foram obtidas as equações e o macromodelo do ISFET é feito um paralelo ao MOSFET nas seções seguintes.

2.2.1 ISFET x MOSFET

Em um MOSFET, a tensão de limiar $V_{T(MOSFET)}$ pode ser expressa como (1):

$$V_{TH(MOSFET)} = \frac{\phi_M - \phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox} + Q_B}{C_{ox}} + 2\phi_F \quad (1)$$

onde ϕ_M é a função de trabalho do material de porta, ϕ_{Si} é a função de trabalho do silício, Q_{ox} é a concentração de cargas no óxido por unidade de área, Q_{ss} é a concentração de cargas na interface do óxido-silício, Q_B é a concentração de cargas na região de depleção no silício e ϕ_F é o potencial de Fermi.

Em um ISFET a camada de inversão pode ser obtida incluindo o efeito do eletrodo de referência e da interface óxido-eletrólito de Porta. A expressão da tensão de banda plana (*flatband voltage*) inclui efeitos do eletrodo de referência, interfaces entre líquido e óxido de Porta de um lado e do líquido e eletrodo de referência do outro lado.

Assim, para um ISFET, a expressão para a tensão de limiar $V_{TH(ISFET)}$ é definida em (2):

$$V_{TH(ISFET)} = E_{ref} - \psi_o + \chi^{sol} - \frac{\phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox} + Q_B}{C_{ox}} + 2\phi_F \quad (2)$$

onde E_{ref} é o potencial do eletrodo de referência relativo ao vácuo, χ^{sol} representa o potencial de superfície do dipolo da solução, que é constante, e ψ_o representa o potencial da superfície, que resulta de uma reação química, regida pela dissociação dos grupos de óxido de superfície.

Para a região de triodo a tensão de limiar do ISFET, $V_{T(ISFET)}$, pode ser expressa por (3):

$$V_{TH(ISFET)} = V_{FB} - \frac{Q_B}{C_{ox}} + 2\phi_F \quad (3)$$

onde V_{FB} é a tensão de banda plana, e assim a expressão de V_{FB} , (4), fica assim:

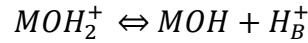
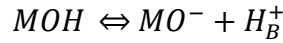
$$V_{FB} = E_{ref} - \psi_o + \chi^{sol} - \frac{\phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox}}{C_{ox}} \quad (4)$$

Na equação (4) todos os termos são constantes exceto ψ_o , sendo este o termo principal a ser levado em conta para determinação da sensibilidade do ISFET a pH, pois ψ_o está relacionado à sensibilidade a pH do eletrólito.

Muitos estudos foram feitos com o propósito de determinar os potenciais envolvidos principalmente no estágio eletroquímico do ISFET já que o estágio eletrônico é bastante similar ao de um MOSFET, assim, os modelos de Sítios de Ligação e Camada dupla *Gouy-Chapman-Stern* são explanados na próxima seção.

2.2.2 Modelo de Sítios de Ligação e Camada Dupla *Gouy-Chapman-Stern*

O mecanismo de criação de cargas de superfície pode ser descrito pelo modelo de sítios de ligação (Yates et al., 1973). Tal modelo descreve o equilíbrio entre os sítios da superfície MOH e os íons de H^+ na solução.



onde, H_B^+ representa os prótons no corpo da solução. Cada reação possui uma constante de dissociação associada (K_a e K_b , respectivamente) e a concentração de H_B^+ é estabelecida em termos da atividade. Mais detalhes em (Martinoia & Massobrio, 2000; Bergveld, 2003; Sinha 2014).

A teoria da camada elétrica dupla derivada do modelo de *Gouy-Chapman-Stern* pode ser usada para descrever as cargas e capacitâncias no eletrólito (Shinwari et al., 2007). A carga de superfície é balanceada por uma carga igual e oposta no eletrólito. A carga resultante σ_{dl} define a denominada camada dupla e a capacitância de camada dupla integral C_{dif} é resultante de duas capacitâncias em série, no caso, capacitância *Stern* (camada *Helmholtz*) e camada de carga difusa (camada *Gouy-Chapman*). A camada *Stern* pode ser dividida em duas seções, como mostrado na Figura 2, para o SiO_2 como camada sensível.

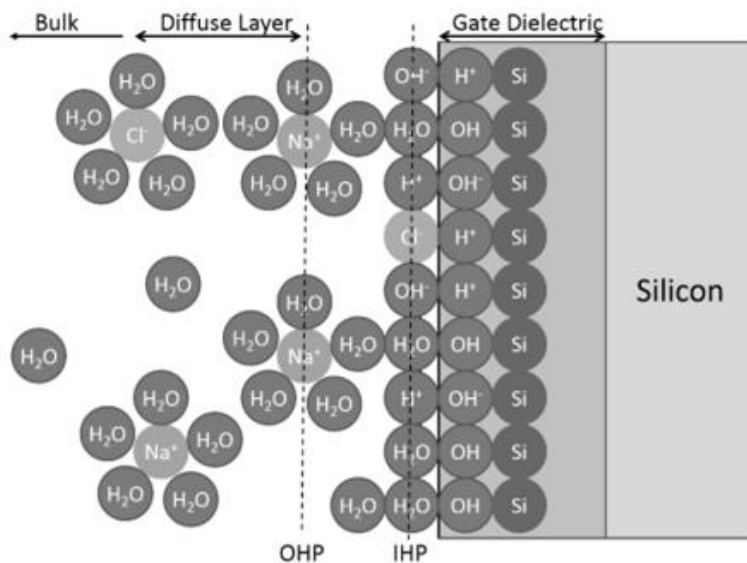


Figura 2: Dupla camada Helmholtz na interface eletrólito-isolante (Figura 2 de Sinha et al., 2014).

O loco dos centros dos íons absorvidos na superfície isolante, a qual forma pares com os sítios (*sites*) de superfície carregada é conhecido como plano interno *Helmholtz* (IHP). E o loco dos centros dos íons hidratados o qual é o próximo plano depois de IHP é conhecido como plano externo *Helmholtz* (OHP).

Para desenvolver um dispositivo FET sensível a pH, o estágio eletroquímico no eletrólito deve ser considerado para calcular a corrente fluindo através do canal. Um ISFET do tipo N construído em substrato de silício tipo P deve levar em consideração a resistividade do *wafer*. Para fazer uso do modelo de MOSFET do estágio eletrônico no caso, o MOSFET deve ser desacoplado do estágio eletroquímico que consiste da interface eletrólito-isolante. Para isso algumas considerações devem ser feitas em relação às cargas no semiconductor e na camada difusa (Bousse et al., 1983), sendo assim possível desacoplar o estágio eletrônico do eletroquímico.

Na Figura 3 são destacados potenciais importantes para o entendimento das definições do modelo, apresentados em (Martinoia & Massobrio, 2000; Bergveld, 2003; Sinha 2014).

Assim, como alguns potenciais vão ser discutidos com mais detalhes mais à frente, segue uma lista do significado de alguns deles e suas expressões:

ψ_s – potencial de óxido de superfície;

ψ_B – potencial do corpo da solução;

ψ_o – potencial da interface eletrólito-isolante, onde $\psi_o = \psi_s - \psi_B$;

ψ_2 – potencial sobre a camada de difusão (*Gouy-Chapman layer*);

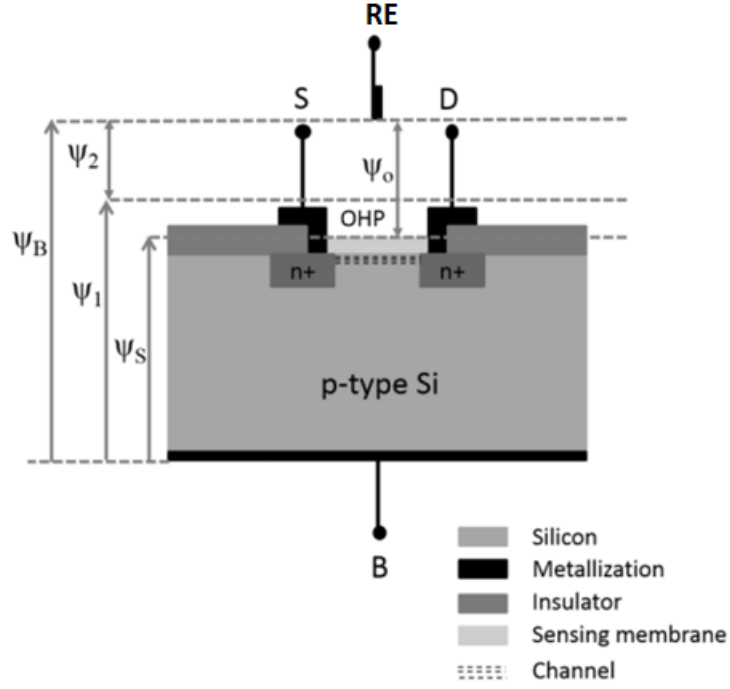


Figura 3: ISFET tipo N e seus potenciais (Figura 3 de Sinha et al., 2014).

A equação (5) é a expressão da capacitância da camada de *Gouy-Chapman* (C_{Gouy}), camada difusa:

$$C_{Gouy} = \frac{\sqrt{8\epsilon_r\epsilon_0kTn^o}}{V_T} \quad (5)$$

onde $V_T = \frac{kT}{q}$ é a tensão térmica; e n^o é a concentração de cada íon na solução em números por litro.

A expressão para a capacitância da camada *Helmholtz* (C_{Helm}) é definida em (6):

$$C_{Helm} = \frac{\epsilon_{IHP}\epsilon_{OHP}}{\epsilon_{IHP}d_{OHP} + \epsilon_{OHP}d_{IHP}} WL \quad (6)$$

onde ϵ_{IHP} e ϵ_{OHP} são as permissividades relativas dos planos *Helmholtz* interno e externo, respectivamente; d_{IHP} e d_{OHP} são as distâncias entre isolante e íons não hidratados e isolantes e íons hidratados.

Assim, a equação da capacitância equivalente do macromodelo formulado é definida como:

$$C_{Dif} = \frac{C_{Gouy}C_{Helm}}{C_{Gouy} + C_{Helm}} \quad (7)$$

A fórmula resultante para a densidade de carga da superfície, σ_o , é a expressão:

$$\sigma_o = qN_s f_a(\psi_o, pH) + qN_n f_b(\psi_o, pH) \quad (8)$$

onde N_s e N_n representam as densidades de superfície de sítios de silanol e sítios de amina primários e $f_a(\psi_o, pH)$ e $f_b(\psi_o, pH)$ são funções autoexplicativas dependentes do potencial de superfície (interface eletrólito-isolante) e do pH.

Outra definição importante relacionada à densidade de carga da camada difusa σ_{dl} é a sua relação de dependência ao potencial ψ_o , tal relação pode ser escrita como mostrado em (9) [1,2,6]:

$$\sigma_{dl} = -\sigma_o = -C_{Dif} \cdot \psi_o \quad (9)$$

Combinando as equações de Chelm, CGouy, e introduzindo-as na equação (9), tem-se (10), expressão para ψ_o , assim:

$$\psi_o = \frac{q}{C_{Dif}} [qN_s f_a(\psi_o, pH) + qN_n f_b(\psi_o, pH)] \quad (10)$$

O potencial ψ_o pode ser modelado por uma fonte controlada por tensão, que depende, por sua vez, do pH e do próprio ψ_o .

A expressão geral para a sensibilidade a pH de um ISFET é dada por (11):

$$\frac{\partial \psi_o}{\partial pH_B} = -2.3 \frac{kT}{q} \alpha \quad (11)$$

$$\text{Onde } \alpha = \frac{1}{\frac{2.3kTC_{Dif}}{q^2\beta_{int}} + 1}$$

onde β_{int} é a capacidade intrínseca do buffer, um efeito de pequena mudança na atividade de prótons na densidade de superfície de carga devido a mudança de pH, no caso, $\frac{\partial \sigma_o}{\partial pH_s}$. O parâmetro α é um parâmetro de sensibilidade adimensional que varia entre 0 e 1 dependendo do valor de β_{int} e C_{Dif} . A capacidade de buffer da superfície e a capacitância da camada dupla juntas determinam o valor final do potencial ψ_o . Se $\alpha = 1$, o ISFET terá o máximo de sensibilidade de aproximadamente, 59,2mV/pH conhecida como sensibilidade de Nernst. O esquemático do modelo do ISFET é mostrado na Figura 4.

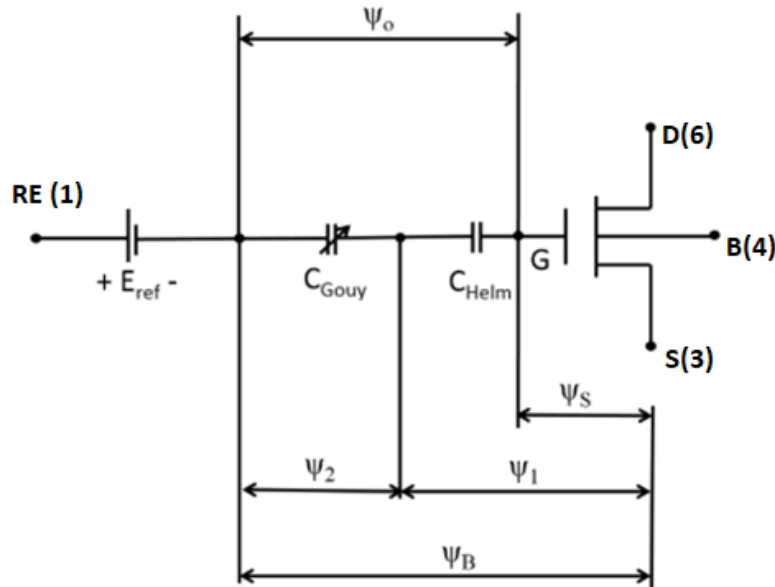


Figura 4: Esquema elétrico de um ISFET (Figura 4 de Sinha et al., 2014).

O subcircuito resultante para o modelo de ISFET descrito por (Martinoia & Massobrio, 2000 e Sinha et al., 2014) está representado na Figura 5. O terminal RE(1) representa o Eletrodo de Referência; o terminal D(6) representa o Dreno; o terminal B(4) representa o Corpo; o terminal S(3) representa a Fonte; e o terminal pH (emulado) representa o pH da solução à qual a Porta do ISFET está exposta. As numerações dos terminais estão de acordo com o macromodelo de simulação.

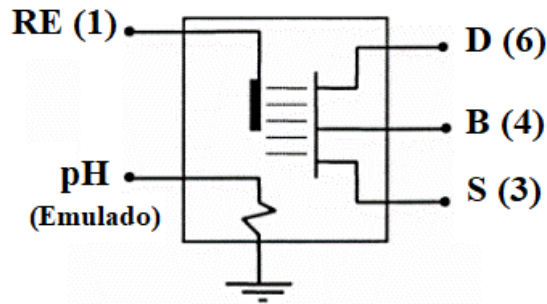


Figura 5: Subcircuito e conexões externas de um ISFET. RE= eletrodo de referência; D= dreno; S= fonte; B= substrato ou corpo; pH = valor emulado de pH da solução (Figura 3 de Martinoia & Massobrio, 2000).

2.2.3 Operação do ISFET

Em um ISFET a interação entre a camada sensível e os íons da solução na qual está imerso determina a modulação de sua corrente de dreno, I_D . Para que isso aconteça o potencial aplicado ao eletrodo de referência é agora levado em conta no lugar do potencial de porta. Analogamente ao MOSFET, em que V_{GS} determina as regiões de operação, o ISFET pode operar em diferentes regiões dependendo do potencial do eletrodo de referência, V_{Ref} , em relação ao potencial do terminal de fonte, V_S , ver Figura 6.

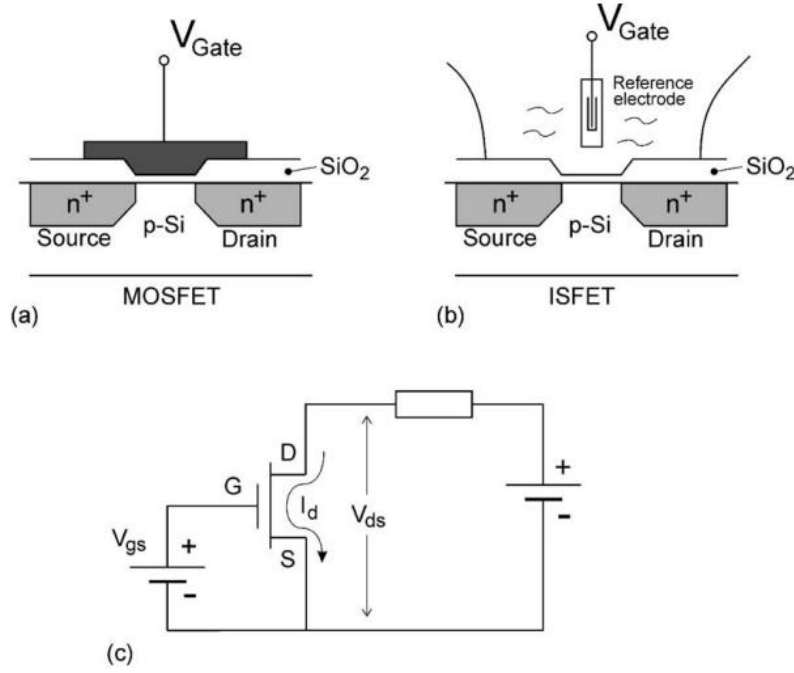


Figura 6: Representação esquemática de um MOSFET (a), um ISFET (b) e um circuito eletrônico para compreensão de seu funcionamento (Figura 3 de Bergveld, 2003).

Assim, são estabelecidas três regiões de operação: sublimiar, triodo e saturação.

A condição para o dispositivo funcionar na região de sublimiar, onde é induzido um canal de passagem dos elétrons, é que a tensão do eletrodo de referência, em relação ao potencial de fonte, esteja próxima da tensão de limiar do ISFET, assim, $V_{Ref} - V_S \cong V_{TH(ISFET)}$ [11], assim a expressão para a corrente de dreno, I_{DS} , é representada por (12).

$$I_{DS} = I_{D0} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)}}{\frac{KT}{q}}\right) \quad (12)$$

onde: I_{D0} representa a corrente de saturação do dispositivo; $\frac{W}{L}$ a relação de aspecto do dispositivo MOS; V_{Ref} é o potencial aplicado ao eletrodo de referência; V_S é o potencial aplicado à fonte e $V_{TH(ISFET)}$ é a tensão de limiar do ISFET; e $\frac{KT}{q}$ é a tensão térmica.

Para operar na região de triodo o dispositivo deve ter a tensão entre dreno e fonte, V_{DS} , $V_{DS} < V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)}$. Assim, a corrente de dreno para a região linear ou triodo, tem a seguinte expressão (13):

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)})(V_{DS}) - \frac{1}{2} (V_{DS})^2 \right] \quad (13)$$

onde: μ_n é a mobilidade média dos elétrons no canal do dispositivo; e C_{ox} representa a capacitância do óxido.

E, para operar na região de saturação o dispositivo deve ter na seguinte condição: $V_{DS} \geq V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)}$. Sendo assim, a sua corrente de dreno de saturação terá a seguinte expressão:

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)})^2 \quad (14)$$

As equações de (12) a (14) podem ser expressas de outra forma, tendo em vista que a tensão de limiar muda de acordo com a atividade iônica da solução química. A representação deste fenômeno eletroquímico na tensão de limiar é representada nas equações (15) e (16):

$$V_{TH(ISFET)} = V_{TH(MOS)} - V_{CHEM} \quad (15)$$

$$V_{CHEM} = E_i + \frac{KT}{n_i q} \ln(a_i) \quad (16)$$

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 temperatura absoluta em Kelvin, a carga do íon de hidrogênio é unitária e a atividade iônica é dada por (17):

$$a_i = [H^+] = 10^{-pH} \quad (17)$$

Substituindo-se a equação (17) em (16) e mudando o logaritmo natural para o logaritmo de base dez, resulta na equação (18):

$$V_{CHEM} = E_i - 2,3 \frac{KT}{q} \text{pH} \quad (18)$$

Na expressão acima, o produto $2,3 \frac{KT}{q}$, na teoria química, é chamado de potencial de Nernst, como já havíamos apresentado na teoria do ISFET.

O efeito da atividade de íons de hidrogênio pode ser incluído no modelo do ISFET substituindo as equações (15) e (16) nas equações (12) a (14), resultando nos modelos apresentados a seguir:

Na região de sublimiar, onde $V_{Ref} - V_S \cong V_{TH(ISFET)}$, tem-se (19):

$$I_{DS} = I_{D0} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{Ref} - V_S - V_{TH(MOS)} - E_i + 2,3 \frac{KT}{q} \text{pH}}{\frac{KT}{q}}\right) \quad (19)$$

Na região de triodo, onde $V_{DS} < V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)}$, tem-se (20):

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[\left(V_{Ref} - V_S - V_{TH(MOS)} - E_i + 2,3 \frac{KT}{q} \text{pH} \right) (V_{DS}) - \frac{1}{2} (V_{DS})^2 \right] \quad (20)$$

E, na região de saturação, onde $V_{DS} \geq V_{Ref} - V_S - V_{TH(ISFET)}$, tem-se (21):

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{Ref} - V_S - V_{TH(MOS)} - E_i + 2,3 \frac{KT}{q} \text{pH})^2 \quad (21)$$

3. MACROMODELO DE ISFET EMPREGADO

O Macromodelo de ISFET utilizado neste trabalho (ver Anexo 1) é baseado em (Martinoia & Massobrio, 2000) devido às validações anteriores em vários trabalhos, inclusive em uma comparação feita por (Furtado da Silva, 2018) que mostra a correspondência do modelo desenvolvido em seu trabalho com o modelo de (Martinoia & Massobrio, 2000).

Neste trabalho foi seguido o mesmo passo a passo que em (Mardhiah et al., 2016) para conseguir simular o modelo de ISFET utilizando o simulador LTSpice IV, como mostrado na Figura 7.

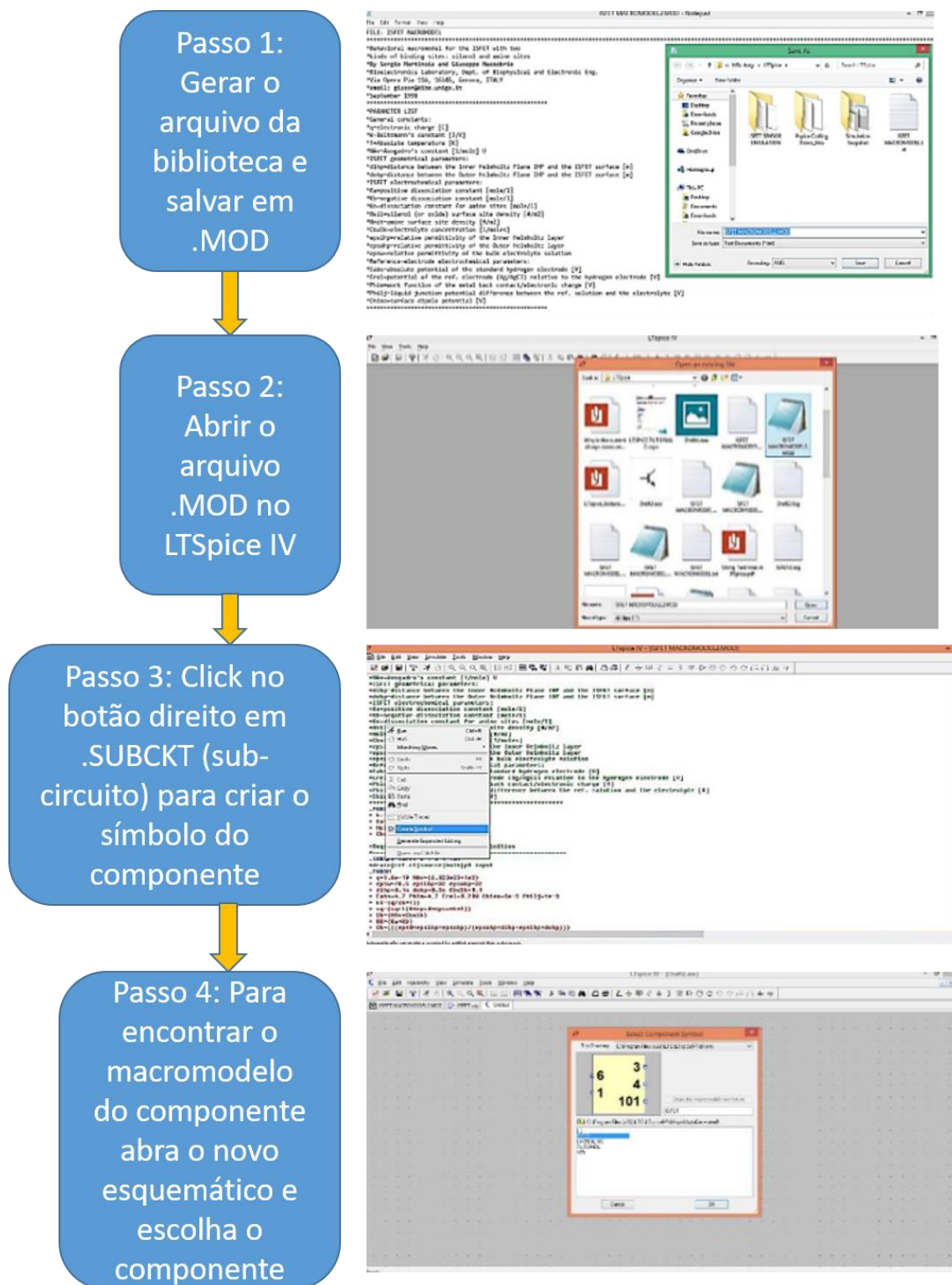


Figura 7: Passo a passo de simulação do Macromodelo de ISFET empregado através do simulador LTSpice IV (Elaborada pelo autor).

As simulações do modelo de ISFET empregado no trabalho foram realizadas com auxílio da ferramenta LTSpice IV usando os parâmetros padrão (metal-4 polisilício-2), na tecnologia CMOS 0,35 μ m.

O circuito de caracterização, mostrado na Figura 8, determina o comportamento da corrente de dreno variando-se a tensão VDS e a tensão do eletrodo de referência, VRef, neste caso, com pH constante e igual a 7.

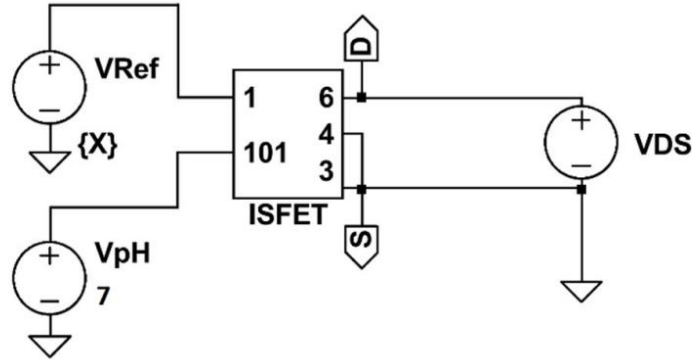


Figura 8: Circuito de caracterização do ISFET utilizado em LTSpice IV (Elaborada pelo autor).

Assim, as curvas de IDS versus VDS com VRef variando de 1,3V a 3V, em pH 7, é mostrada na Figura 9. As dimensões do ISFET consideradas para esta simulação foram as seguintes: $W = 800\mu\text{m}$ and $L = 40\mu\text{m}$.

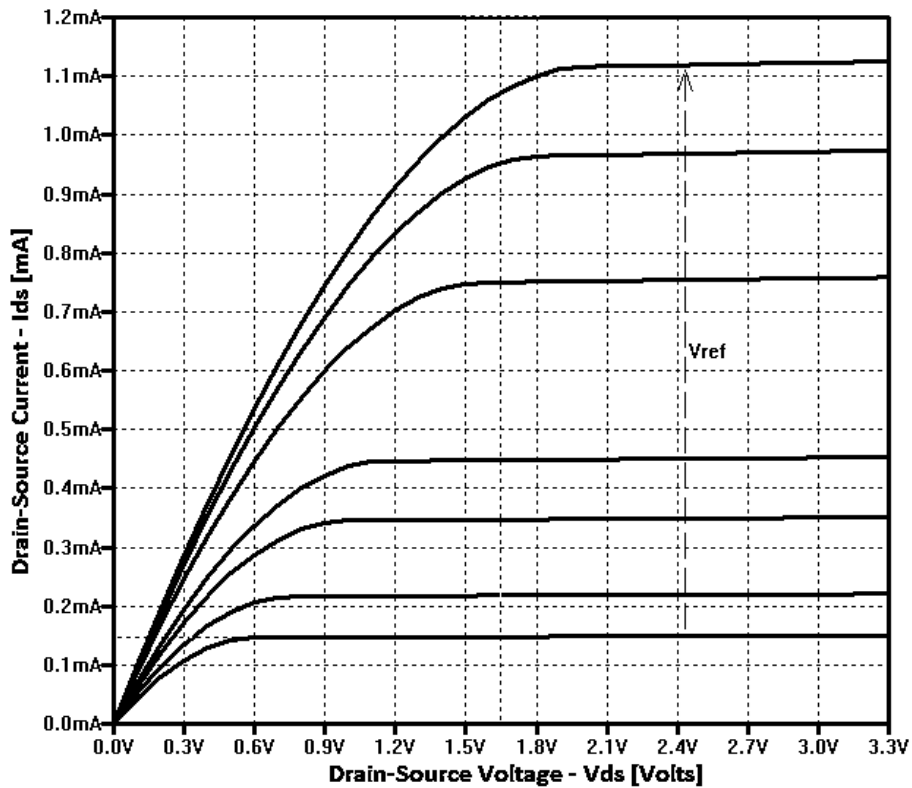


Figura 9: Curvas simuladas de IDS (mA) vs VDS (V) com VRef variando desta forma = {1.3 1.5 1.8 2 2.5 2.8 3} [Volts] em um pH=7 emulado (Elaborada pelo autor).

4. TOPOLOGIAS CLÁSSICAS DE CIRCUITO DE LEITURA DE ISFET

Há várias topologias propostas na literatura, dentre elas foram selecionadas algumas pontualmente devido a serem amplamente estabelecidas. Foi feito o estudo de cada uma, simulações e comparações relacionando-se sensibilidade e linearidade.

4.1 Circuito de leitura tipo Ponte (BTR - *Bridge Type Redout*)

A Figura 10 mostra o circuito de leitura do tipo Ponte que implementa dois filtros passa-baixa (LPFs – *Low-Pass Filters*) (Chung et al., 2006; Chung et al., 2010). Este circuito é um exemplo de topologia discreta que responde à concentração de íons do eletrólito devido à operação ISFET no modo CVCC (*Constant Voltage Constant Current*) (Jarmin et al., 2014).

A tensão dreno-fonte e a corrente da fonte de dreno são dadas pelas equações (22), (23) e (24):

$$V_{DS} = V_{R2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_x \quad (22)$$

$$I_{DS} = I_{R3} = \frac{V_x - V_{DS}}{R_3} \quad (23)$$

$$I_{DS} \cong \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} \left[2(V_{Ref} - V_{TH(ISFET)}) V_{DS} - V_{DS}^2 \right] \quad (24)$$

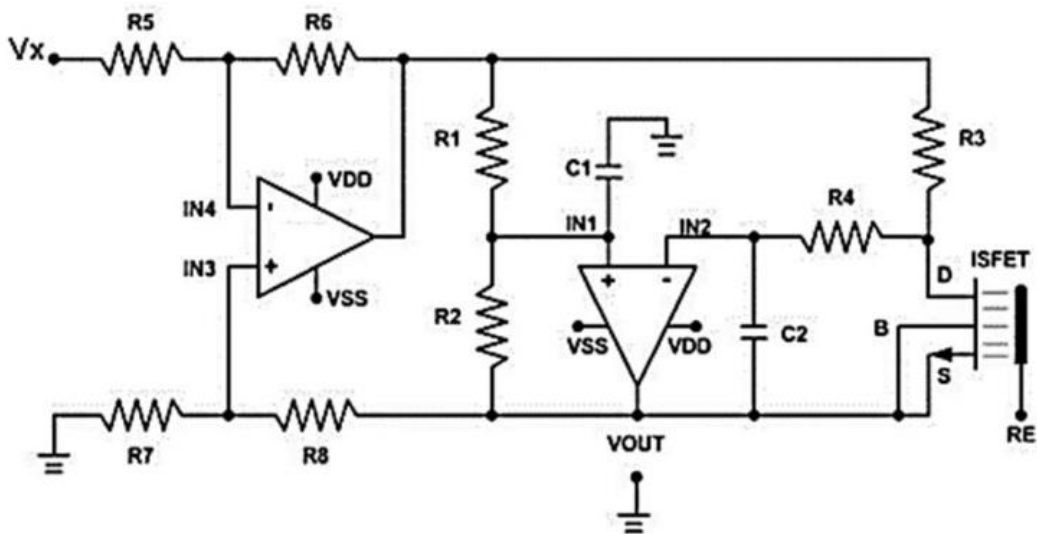


Figura 10: Circuito de leitura tipo Ponte (Figura 5 de Chung et al., 2010).

onde V_x é o valor absoluto da tensão em um terminal de referência específico deste circuito.

Se o ISFET estiver operando na região triodo (24), qualquer mudança na concentração de íons será refletida imediatamente como uma mudança na tensão do terminal de fonte (S). A tensão de V_{out} depende das variações de tensão da porta-fonte, ou V_{Ref} (do eletrodo de referência), causadas por variações na tensão de threshold do ISFET, $V_{TH(ISFET)}$, que é diretamente proporcional às variações dos valores de pH do eletrólito.

4.2 Circuito de leitura Par ISFET-MOSFET Complementar (CIMP - *Complementary ISFET-MOSFET Pair*)

A estrutura básica da interface CIMP com realimentação de Porta é mostrada na Figura 11. Tanto o transistor ISFET quanto o PMOS têm que operar na região linear ou de saturação para obter uma curva de resposta linear da tensão de saída ao pH, e um Op. Amp. é usado para fornecer um sinal de feedback indireto do dreno para a porta dos dispositivos (Morgenshtein, 2003), compensando as mudanças na tensão de limiar do ISFET como mudança de pH.

Nesta topologia a corrente de dreno não é constante, mas V_{ds} não muda, V_1 é usado para definir o valor de V_{ds} . Este circuito não é afetado pelo efeito do corpo devido à tensão de corpo-fonte do ISFET ser nula ($V_{bs} = 0$) (Morgenshtein, 2003).

Na região de saturação, o circuito possui a corrente de dreno descrita na equação (25). A dependência de V_{out} nas alterações de pH na região de saturação é descrita em (26).

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (25)$$

$$\Delta V_{OUT} = \Delta V_{G(PMOS)} = \frac{-\Delta V_{TH(ISFET)}(pH)}{\sqrt{a}} \quad (26)$$

Na região linear, o circuito possui a corrente de dreno descrita em (27).

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{L} W \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (27)$$

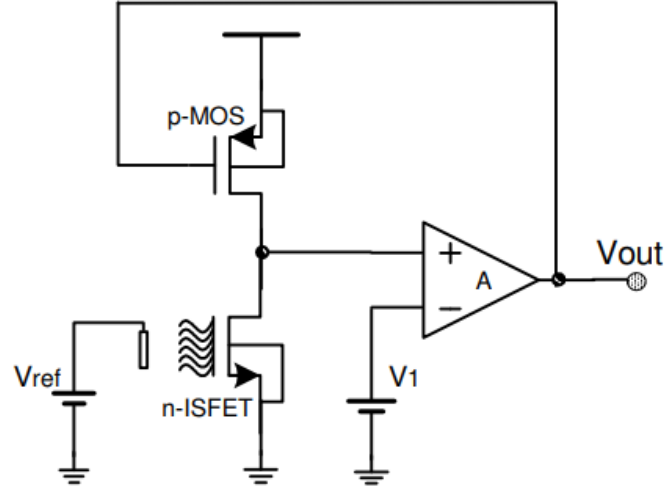


Figura 11: Circuito de leitura CIMP indireto com realimentação de Porta (Figura 16 (b) de Morgenshtein, 2003).

Na região linear, a variação da tensão de saída V_{out} com o pH é definida em (28):

$$\Delta V_{OUT} = \Delta V_{G(PMOS)} = \frac{-\Delta V_{TH(ISFET)}(pH)}{a} \quad (28)$$

onde λ é o parâmetro de modulação do canal e a é a relação das constantes do MOSFET (canal P) e do ISFET (canal N) (Morgenshtein, 2003). A operação linear permite o controle do fator de amplificação.

Todas as equações descritas para este circuito fizeram uso do modelo de Shockley. Mais detalhes podem ser encontrados em (Morgenshtein, 2003).

4.3 Circuito de leitura de Sensor de ISFET Ativo (AIS – Active ISFET Sensor)

O circuito de leitura de Sensor de ISFET Ativo, mostrado na Figura 12, é uma topologia que não implementa o CVCC como interface visto que neste circuito tanto a corrente de dreno do ISFET quanto a sua tensão dreno-fonte variam como apresentado em (Furtado da Silva et al., 2017), sendo um circuito de funcionamento fora do convencional de um circuito de leitura de ISFET que no geral, possui ao menos tensão ou corrente constante ou ambos. Esta topologia é baseada nos circuito de leitura de sensores de imagem APS (*Active-Pixel Sensor*) onde foi retirado o sensor de imagem e substituído por um ISFET.

Em (29) é mostrada a corrente compartilhada pelo transistor M1 e ISFET, ambos trabalhando na região de saturação.

$$I_{D(M1)} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH(M1)})^2 \quad (29)$$

O autor deste circuito denominou a tensão V_{DS} do ISFET como sendo o potencial V_{SN} descrito em (30):

$$V_{SN} = V_{DD} - V_{TH(M1)} - G(V_{REF} - V_{TH(ISFET)}) \quad (30)$$

O fator G é um parâmetro de fabricação importante que relaciona o dimensional do ISFET com o dimensional do transistor que está em série, e será usado tanto para setups de topologias quanto para nível de comparação, mostrado em (31).

$$G = \sqrt{\frac{\frac{\mu_n C_{ox} W_{ISFET}}{L_{ISFET}}}{\frac{\mu_n C_{ox} W_{M1}}{L_{M1}}}} \quad (31)$$

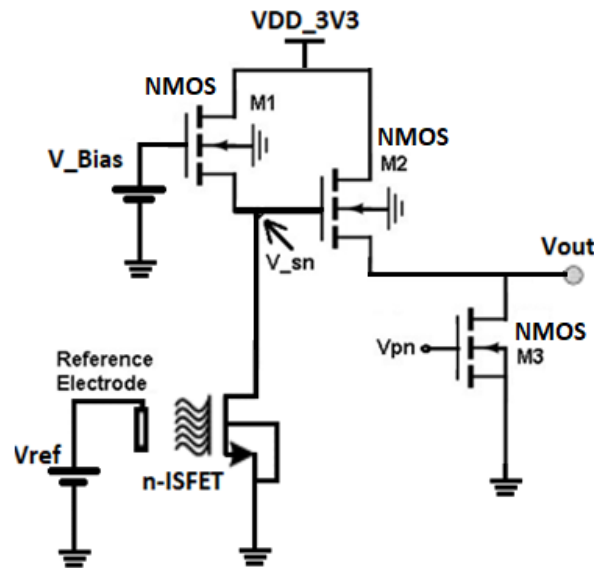


Figura 12: Circuito de leitura Sensor de ISFET Ativo (Figura 3 de Furtado da Silva et al., 2017).

Os parâmetros de (31) foram descritos anteriormente em 2.2.3 (Operação do ISFET) nas equações (12) e (13).

4.4 Setups dos Circuitos de Condicionamento

A Tabela 1 mostra as dimensões do ISFET para as simulações dos circuitos de leitura apresentados nas seções 4.1 a 4.3, inclusive a topologia proposta (que será apresentada a seguir). A Tabela 2 mostra o setup para o circuito de leitura tipo Ponte. A Tabela 3 mostra o setup para o circuito de leitura CIMP com realimentação de Porta. A Tabela 4 mostra o setup do circuito de leitura AIS.

Para efeitos de cálculo do parâmetro G para os transistores NMOS, foram consideradas as mobilidades: $\mu_{ISFET} \approx \mu_{NMOS}$; e para o transistor PMOS:

$\mu_{PMOS} \approx \frac{\mu_{NMOS}}{3}$. Usando (31) em ambos os casos.

Todos os circuitos foram testados na região de saturação, na qual obtiveram-se melhores resultados, maior sensibilidade, linearidade e faixa de pH compatível, este é o porquê dos dimensionais apresentados nas Tabelas 1-4.

ISFET	Dimensões	
	$W(\mu m)$	$L(\mu m)$
	800	40
Tecnologia	CMOS 0,35 μm	
Modelo de Simulação	BSIM3V3	

Tabela 1: Dimensões do ISFET para todos os circuitos (Elaborado pelo autor).

Tensões	VDD	VRef	V _x
Resistores	5V	1,5V	-1V
R1	1kohm		
R2	1kohm		
R3	1kohm		
R4	1kohm		
R5	5kohm		
R6	1kohm		
R7	1kohm		
R8	1kohm		
Polarização			
VDS (ISFET)	0,5V		
IDS (ISFET)	100μA		

Tensões	VDD	VRef	V_x
Resistores	5V	1,5V	-1V
Faixa de pH			
3 a 12			
Características de Saída			
Vout(variação)	432,783mV		
Sensibilidade	-48,087mV/pH		
Linearidade	0,9906		

Tabela 2: Setup do circuito de leitura Tipo Ponte (Elaborado pelo autor).

Transistor	W(μm)	L(μm)
M1 (PMOS)	3.5	0.35
G (M1)	√6	
Setup de Tensão		
VDD	3,3V	
VRef	1,85V	
Polarização		
VDS(ISFET)	0,5V	
IDS(ISFET)	de 1,49mA (pH@3) a 0,554mA (pH@12)	
Faixa de pH		
3 a 12		
Características de Saída		
Vout(variação)	1,061V	
Sensibilidade	117,890mV/pH	
Linearidade	0,9944	

Tabela 3: Setup do circuito de leitura CIMP com realimentação de Porta (Elaborado pelo autor).

Transistor	W(μm)	L(μm)
M1 (NMOS)	0.7	0.35
M2 (NMOS)	1	1
M3 (NMOS)	1	1
G (M1)	√10	
Setup de Tensão		
VDD	3,3V	
VRef	1,25V	
Polarização		
VDS (ISFET)	0,119 a 1,03V	
IDS (ISFET)	de 233μA (pH@3) a 8,63μA (pH@12)	
Faixa de pH		
3 a 12		
Características de Saída		
Vout(variação)	963,909mV	
Sensibilidade	107,101mV/pH	
Linearidade	0,9884	

Tabela 4: Setup do circuito AIS (Elaborado pelo autor).

5. TOPOLOGIA PROPOSTA - CIRCUITO DE LEITURA DE SENSOR DE ISFET ATIVO COMPLEMENTAR COM REALIMENTAÇÃO DE PORTA (CAISR - *Complementary Active ISFET Sensor Readout*)

O objetivo de propor uma topologia é que se faz necessário ter um circuito que seja aplicável a nível integrado (*monolithic*) que seja ajustável e possa oferecer uma alta qualidade de resposta.

O circuito de leitura de ISFET proposto é mostrado na Figura 13. Este circuito aproveita as vantagens de duas topologias apresentadas anteriormente, CIMP (Morgenshtein, 2003) e AIS (Furtado da Silva et al., 2017), uma vez que a interface CIMP é imune a efeito de corpo e a topologia AIS modula seu funcionamento aumentando a sensibilidade e a linearidade.

Assim, o circuito foi denominado “Circuito de leitura de Sensor de ISFET Ativo Complementar”, pois aproveita o melhor das duas topologias.

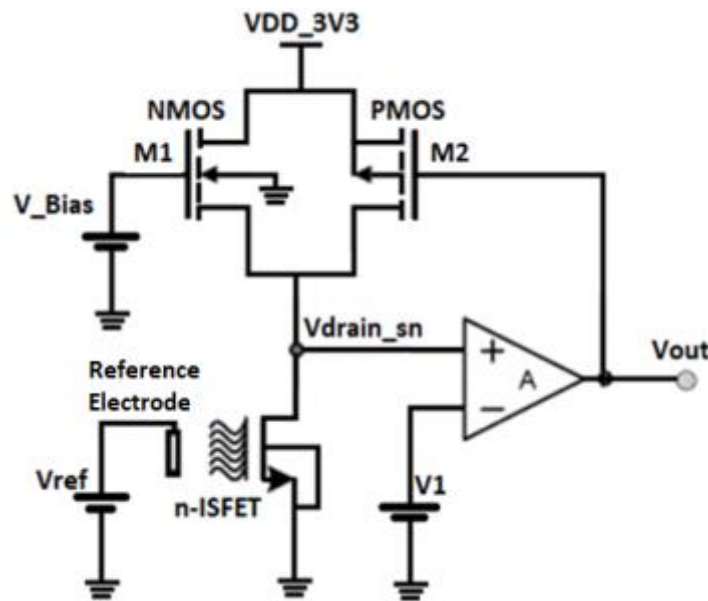


Figura 13: Circuito de leitura de sensor ISFET ativo complementar com realimentação de porta (Elaborada pelo autor).

Este circuito depende bastante do dimensional dos transistores M1 e M2 e este é um fator chave para a sua operação, tornando-o de certa forma ajustável, visto que se projetado com dimensional diferente pode alcançar resultados melhores. Usando (31) para fazer o cálculo da influência dos transistores NMOS e PMOS no circuito podemos descrever o seu comportamento em termos de região de operação dos transistores M1 e M2 em relação ao ISFET. A corrente de dreno do ISFET (32) pode ser modelada como a soma das correntes de dreno dos transistores N e P (M1 e M2) correntes, $I_{D(M1)}$ e $I_{D(M2)}$, assim tem-se (32):

$$I_{D(ISFET)} = I_{D(M1)} + I_{D(M2)} \quad (32)$$

Na região de saturação, o ISFET tem a corrente de dreno descrita em (33):

$$I_{D(ISFET)} = \frac{\mu_n C_{ox} W_n}{2L_n} (V_{GS(NMOS)} - V_{T(NMOS)})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) + \frac{\mu_p C_{ox} W_p}{2L_p} (V_{GS(PMOS)} - V_{T(PMOS)})^2 (1 + \lambda_p V_{DS}) \quad (33)$$

Na região linear, a corrente de dreno do ISFET pode ser descrita como na equação (34):

$$I_{D(ISFET)} = \frac{\mu_n C_{ox} W_n}{2L_n} \left(V_{GS(NMOS)} - V_{T(NMOS)} - \frac{V_{DS}}{2} \right) (1 + \lambda_n V_{DS}) + \frac{\mu_p C_{ox} W_p}{2L_p} \left(V_{GS(PMOS)} - V_{T(PMOS)} - \frac{V_{DS}}{2} \right) (1 + \lambda_p V_{DS}) \quad (34)$$

Onde V_{DS} é o mesmo para ambos os transistores NMOS e PMOS pois estão em paralelo, tanto na região linear quanto na região de saturação.

Entre as vantagens do circuito proposto podem ser elencadas as seguintes: pode ser ajustado para obter alta sensibilidade e linearidade, está livre de efeito de corpo.

Uma das desvantagens encontradas foi a forte dependência do dimensional dos dispositivos (ISFET e transistores).

5.1 Simulações e Resultados da Topologia Proposta – Versão Integrada

Em uma primeira versão o circuito proposto é dimensionado, setado e polarizado com os dados mostrados na Tabela 5. O objetivo dessa versão é comprovar o devido funcionamento da topologia ao que ela se propõe: alta sensibilidade, linearidade e aplicável a circuitos integrados (sem efeito de corpo). Assim, são alcançados 201,736mV/pH de sensibilidade e 0,9991 de linearidade.

Transistor	W(μm)	L(μm)
M1 (NMOS)	0.7	0.35
M2(PMOS)	3.5	0.35
G (M1)	√10	
G (M2)	√6	
Setup de Tensão		
VDD	3,3V	
VRef	1,567V	
VBias (M1)	1V	
Polarização		
VDS (ISFET)	0,5V	
IDS (ISFET)	de 1,087mA (pH@3) a 223uA (pH@12)	
Faixa de pH		
3 a 12		
Características de Saída		
Vout(variação)	1,84V	
Sensibilidade	201,736mV/pH	
Linearidade	0,9991	

Tabela 5: Setup da Versão Integrada e características de saída do circuito proposto para leitura de faixa completa com uma sensibilidade de 201,736mV/pH. (Elaborada pelo autor).

Para polarizar o circuito, foram levantadas as curvas de $V_{DS} \times V_{Ref} \times pH$ com V_{Bias} igual a 1Volt como mostrado na Figura 14, onde se tem um ponto de intersecção das curvas de pH, este é o ponto de polarização do circuito no qual o valor de V_{DS} permanece constante e igual a 0,5V para uma tensão no Eletrodo de Referência (V_{Ref}) igual a 1,567V.

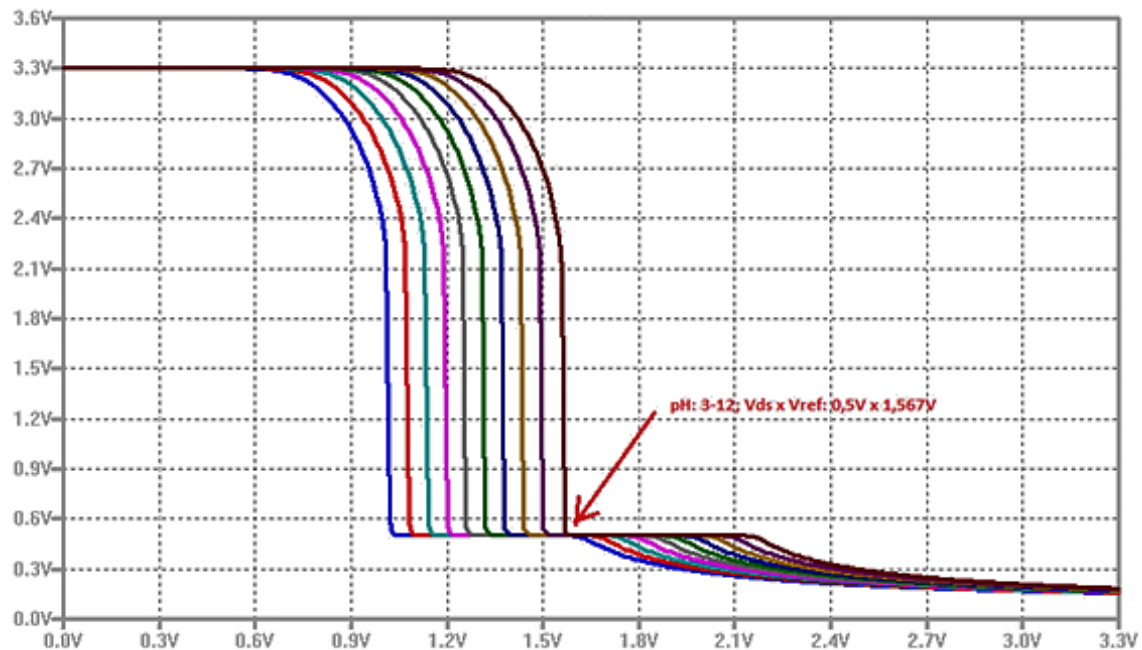


Figura 14: Curvas da tensão de dreno-fonte do ISFET $V_{DS} \times V_{Ref} \times pH$ com $V_{Bias}=1V$ na faixa de pH 3 a 12 e ponto de polarização: $V_{DS} = 0,5V$ e $V_{Ref}=1,567V$ (Elaborada pelo autor).

As curvas de corrente de dreno do ISFET (Figuras 15, 16 e 17) comportam-se de forma a decrescer com o aumento do valor de pH, e o valor ideal de V_{Ref} para uma tensão V_{Bias} de controle igual a 1Volt, é de 1,567Volts.

Este circuito não se comporta com corrente constante como os outros, devido também à uma combinação das duas correntes de dreno dos transistores M1 e M2 que também variam e compõem a corrente de dreno do ISFET.

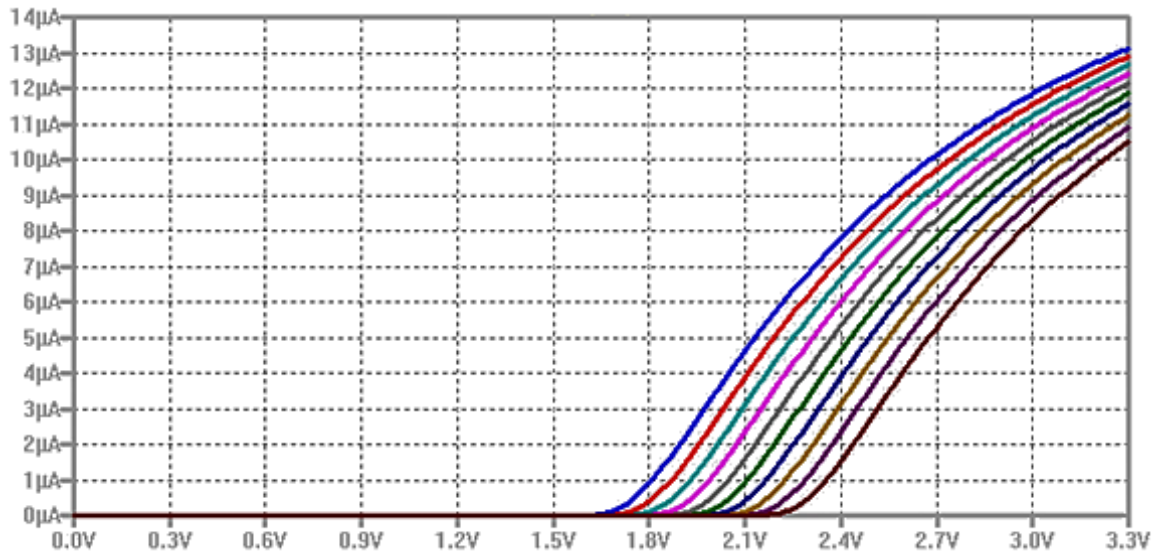


Figura 15: Curvas da corrente de dreno do transistor M1 (tipo N) $I_{DS}(M1)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

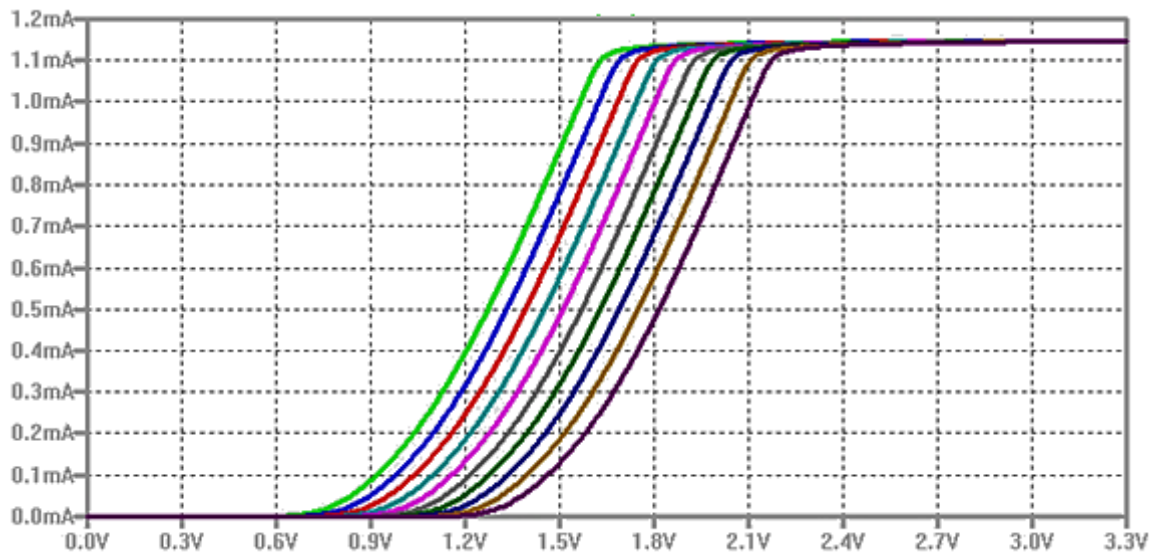


Figura 16: Curvas da corrente de dreno do transistor M2 (tipo P) $I_{DS}(M2)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

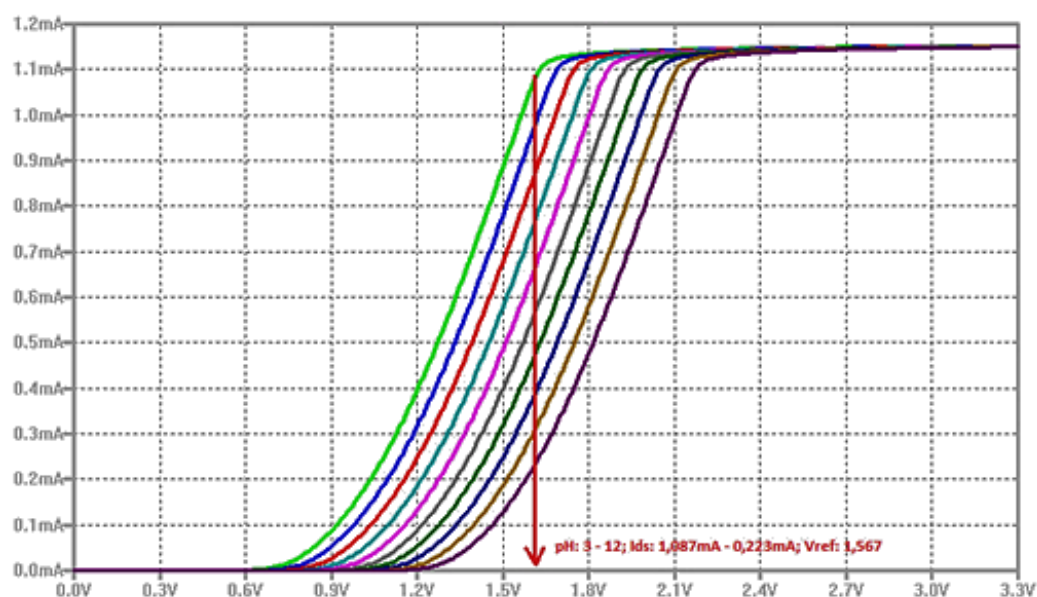


Figura 17: Curvas da corrente de dreno do ISFET IDS(ISFET) x VRef x pH com VBias=1V na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

As curvas de resposta de tensão de saída, Vout versus VRef versus pH podem ser vistas na Figura 18, na qual a variação de saída está em torno de 1,84V o que implica em uma sensibilidade de 201,736mV/pH na faixa de pH de 3 a 12. Este é o gráfico principal da topologia proposta na versão integrada em sua forma mais básica, sem aprimoramentos na tensão de controle VBias ou de dimensional.

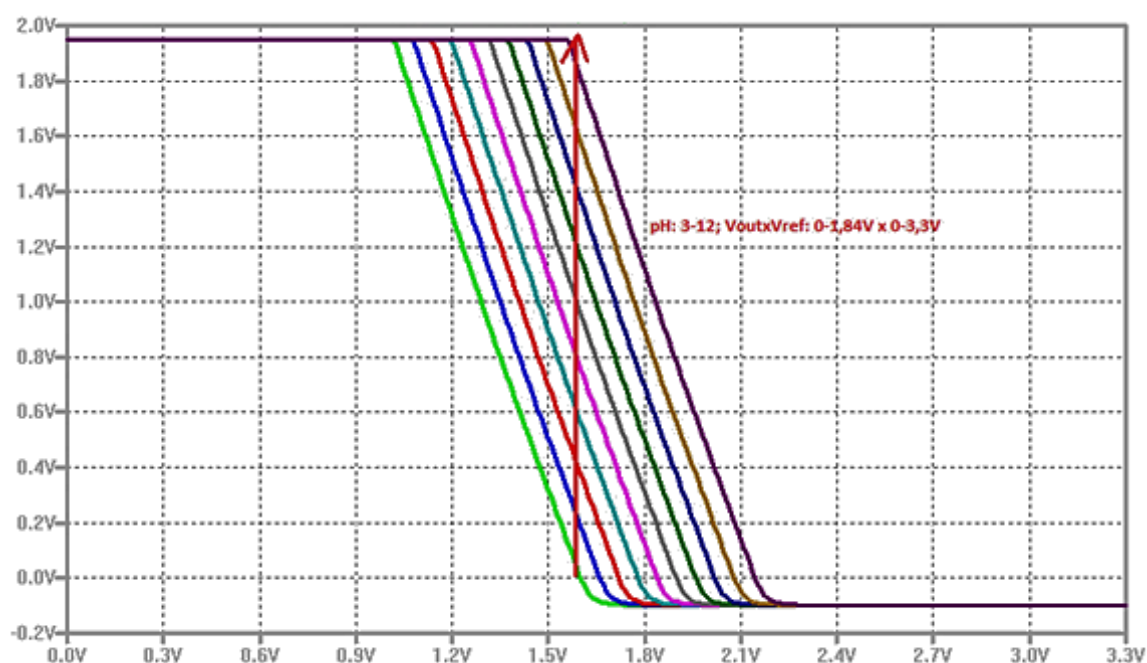


Figura 18: Curvas da tensão de saída Vout x VRef x pH com VRef=1,567V, VDS=0,5V e VBias=1V, variação de 1,84V na saída (sensibilidade 201,736mV/pH na faixa de pH 3 a 12) (Elaborada pelo autor).

5.1.1 Influência do aumento de VBias para 2Volts

Uma melhoria foi observada na sensibilidade do circuito ao ajustar-se a tensão de controle de polarização Vbias para 2 Volts.

A Tabela 6 de configuração do circuito proposto na versão integrada para VBias igual a 2 Volts é mostrada a seguir:

Transistor	W(μm)	L(μm)
M1 (NMOS)	0.7	0.35
M2(PMOS)	3.5	0.35
G (M1)	√10	
G (M2)	√6	
Setup de Tensão		
VDD	3,3V	
VRef	1,67V	
VBias (M1)	2V	
Polarização		
VDS (ISFET)	0,5V	
Ids (ISFET)	De 1,180mA (pH@3) a 297uA (pH@12)	
Faixa de pH		
3 a 12		
Características de Saída		
Vout(variação)	1,93V	
Sensibilidade	214,44mV/pH	
Linearidade	0,9991	

Tabela 6: Setup da Versão Integrada e características de saída do circuito proposto para leitura de faixa completa com VBias=2V, e uma sensibilidade de 214,44mV/pH (Elaborada pelo autor).

A Figura 19 tem comportamento bem similar à Figura 14, a diferença é que o ponto de polarização do circuito agora foi deslocado um pouco mais para a direita, estabelecendo-se o potencial e dreno VDS igual a 0,5V com tensão de referência VRef igual a 1,67V.

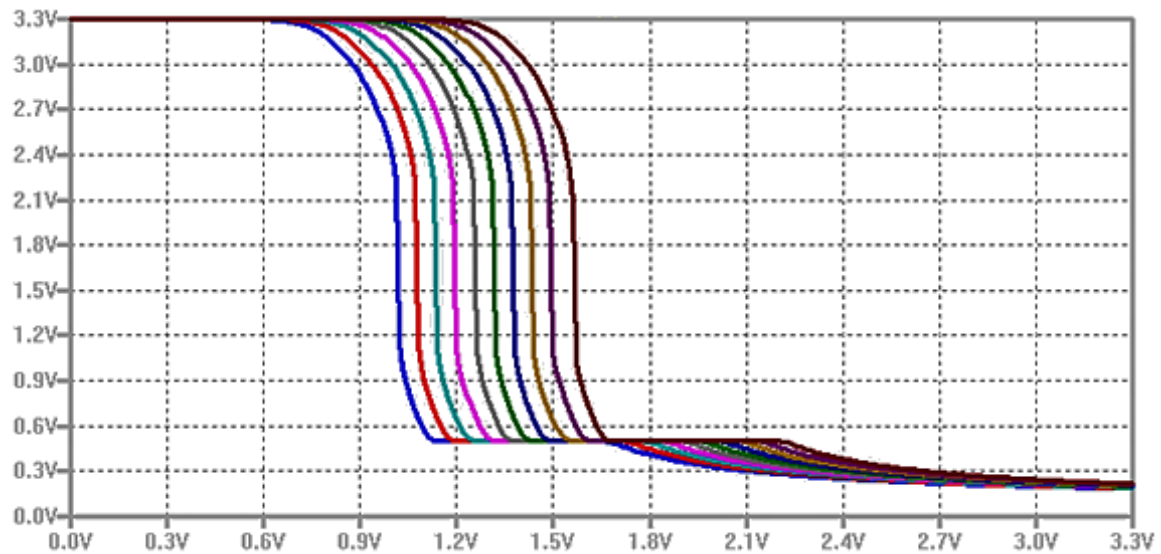


Figura 19: Curvas da tensão de dreno-fonte do ISFET VDS x VRef x pH com VBias=2V na faixa de pH 3 a 12 e ponto de polarização: VDS = 0,5V e VRef=1,67V (Elaborada pelo autor).

As Figuras 20, 21 e 22 mostram o comportamento das correntes do circuito com VBias igual a 2Volts. Nota-se que a mudança de VBias de 1Volt para 2Volts acarretou algumas mudanças nas correntes, por exemplo, na Figura 19 nota-se um aumento de consumo no transistor M1 (em torno de 100 μ A) fazendo com que o mesmo tenha mais influência na saída. O transistor M2 (tipo P) tem uma maior influência que o transistor M1 independentemente do valor de VBias.

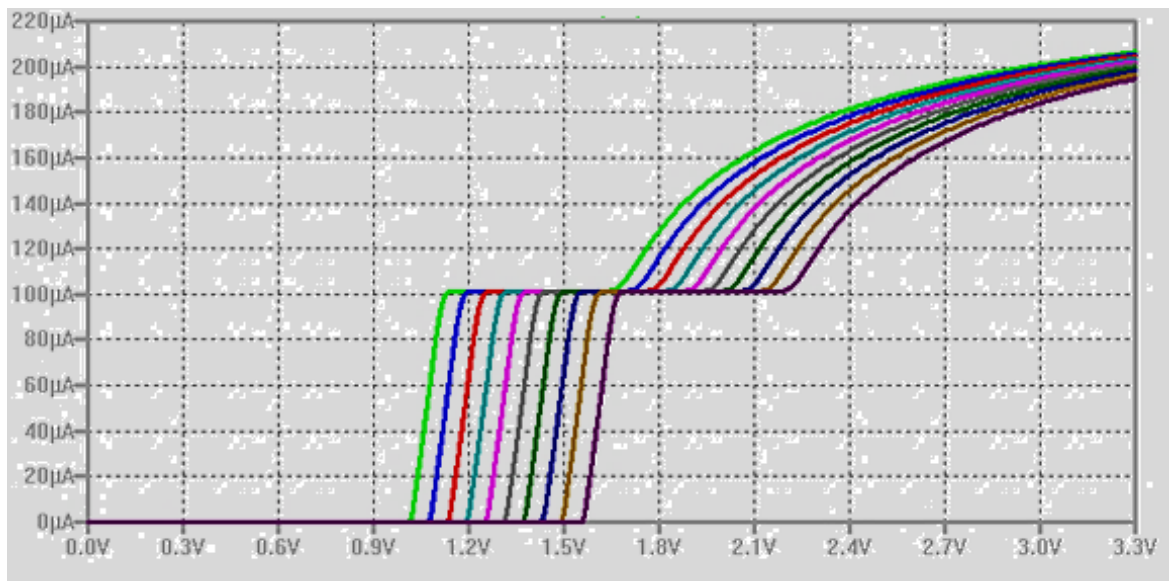


Figura 20: Curvas da corrente de dreno do transistor M1 (tipo N) $I_{DS}(M1)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=2V$ na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

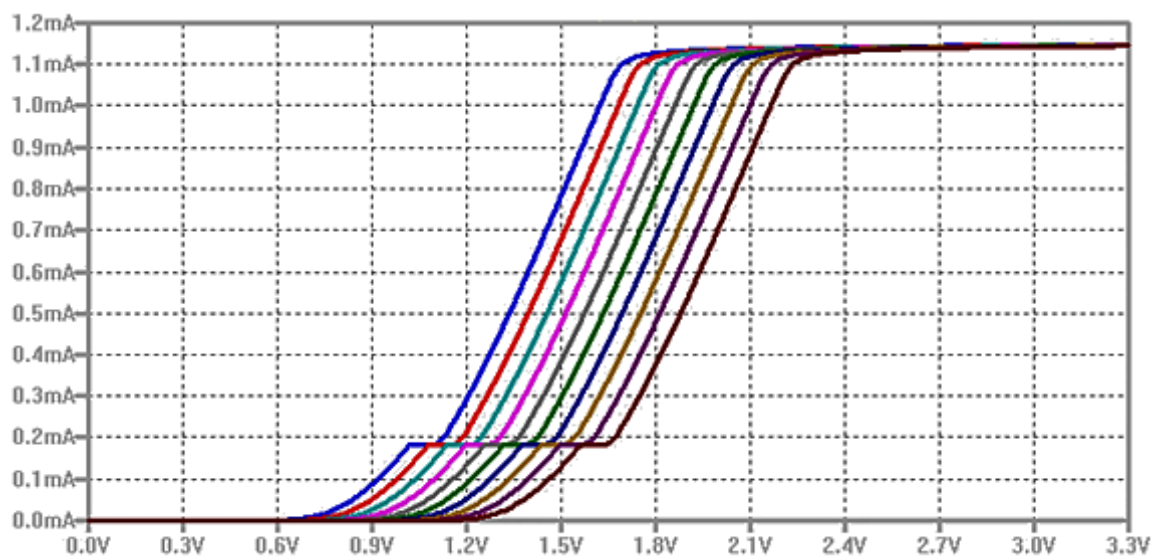


Figura 21: Curvas da corrente de dreno do transistor M2 (tipo P) $I_{DS}(M2)$ x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=2V$ na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

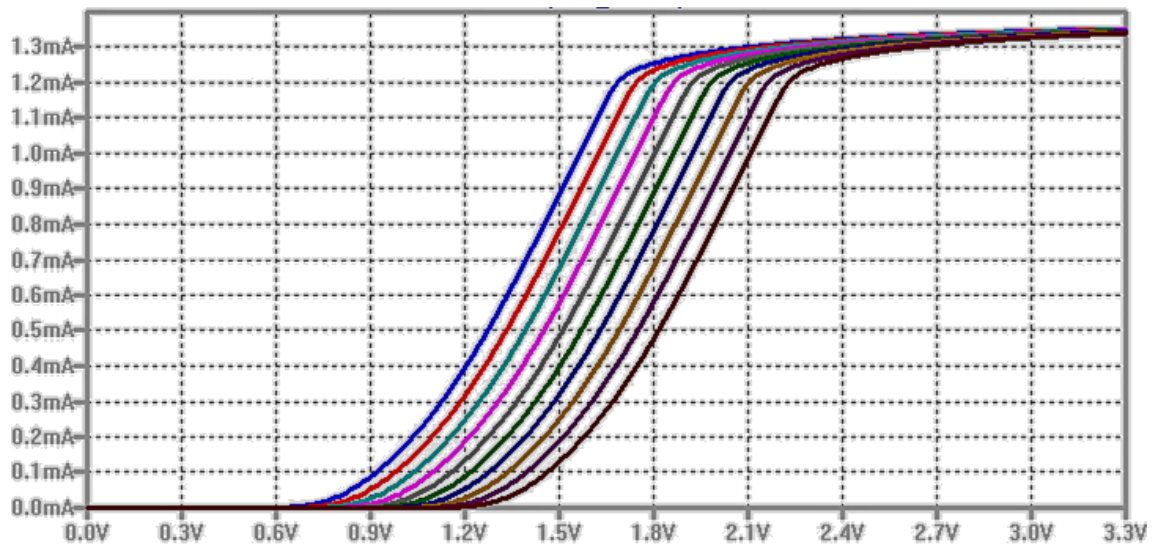


Figura 22: Curvas da corrente de dreno do ISFET $I_{DS}(ISFET) \times V_{Ref} \times pH$ com $V_{Bias}=2V$ na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

O resultado da variação de V_{Bias} para 2Volts, é apresentado através da curva da tensão de saída, V_{out} versus V_{Ref} versus pH, mostrada pela Figura 23.

Nota-se uma resposta maior na saída para V_{Bias} igual a 2Volts, variação de 1,93Volts ou seja, uma sensibilidade de 214,44mV/pH (aumento de 6,2% em relação a configuração básica com V_{Bias} igual a 1Volt) na mesma faixa de pH, 3 a 12.

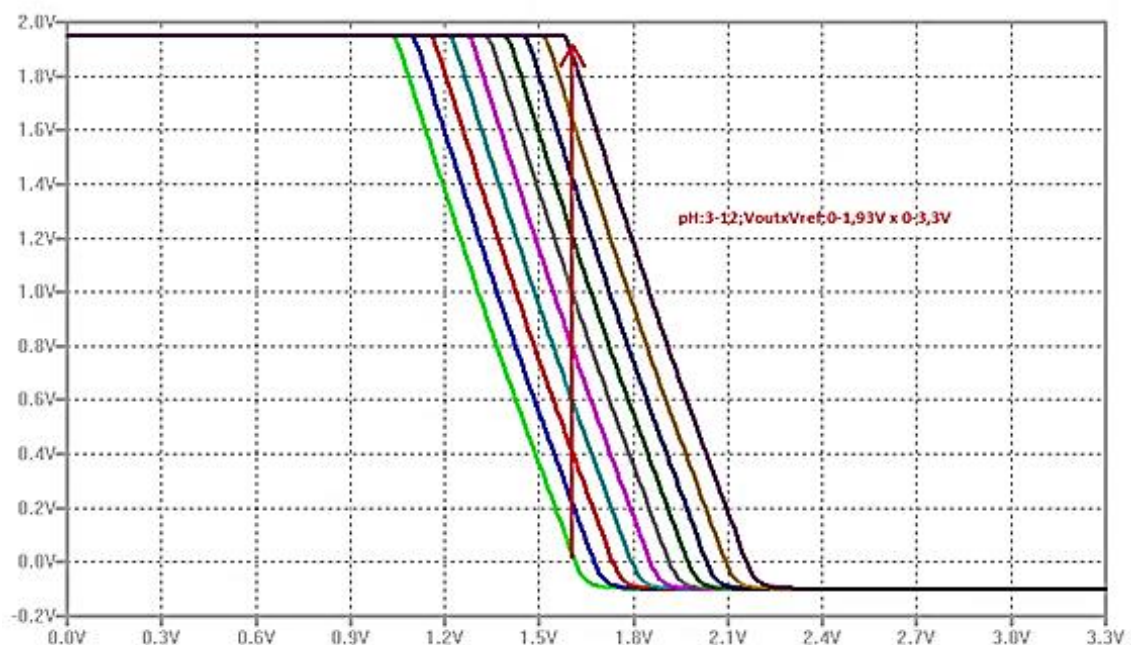


Figura 23: Curvas da tensão de saída $V_{out} \times V_{ref} \times pH$ com $V_{Ref}=1,67V$, $V_{DS}=0,5V$ e $V_{Bias}=2V$, variação de 1,93V na saída (sensibilidade 214,44mV/pH na faixa de pH 3 a 12) (Elaborada pelo autor).

5.2 Aplicação alternativa da Topologia proposta – leitura de pH por faixas com sensibilidade aumentada

Ao explorar a topologia, verificou-se que a mesma pode ser ajustada de modo a alcançar ainda maior sensibilidade que a primeira versão podendo ser utilizada para o propósito de leitura de pH por faixas com sensibilidade maior que duas vezes a sensibilidade original apresentada (480mV/pH por faixa versus 201,736mV/pH por faixa completa).

Fazendo-se diminuir a razão de aspecto (W/L) dos transistores M1 e M2 em diminuindo-se seus parâmetros W (largura do canal) para 0,7 μ m.

Três faixas de leitura são propostas: faixa 1: pH 3-7; faixa 2: pH 6-10; faixa 3: pH 8-12. Cada faixa de leitura com sensibilidade de **480mV/pH**.

Para tal, a topologia deve ser confeccionada seguindo os dimensionais e polarização de acordo com a Tabela 7.

Transistor	W(μm)		L(μm)	
M1 (NMOS)	0.7		0.35	
M2(PMOS)	0.7		0.35	
G (M1)	√10			
G (M2)	√10			
Setup de Tensão				
VDD	3,3V			
VRef	1,049V (pH 3 a 7)		1,228V (pH 6 a 10)	1,346V (pH 8 a 12)
VBias (M1)	1V			
Polarização				
VDS (ISFET)	0,5V			
IDS (ISFET)	De 238μA (pH@3) a 33,21μA (pH@7)	De 208,40μA (pH@6) a 36,58μA (pH@10)	De 213,69 μA (pH@8) a 36,10μA (pH@12)	
Faixa de Leitura de pH				
3 a 7	6 a 10		8 a 12	
Características de Saída – Vout (variação por faixa)				
1,92V	1,92V		1,92V	
Sensibilidade				
480mV/pH	480mV/pH		480mV/pH	
Linearidade				
0,9998	0,9991		0,9991	

Tabela 7: Setup da Versão Integrada e características de saída do circuito proposto para leitura por faixas com $V_{Bias}=1V$ (Elaborada pelo autor).

A Figura 24 mostra as curvas de tensão V_{DS} versus V_{Ref} versus pH com V_{Bias} igual a 1V. Tais curvas servem para determinar o ponto de polarização do circuito fixando-se uma tensão de dreno do ISFET em 0,5Volts e, para cada faixa, determinar o valor ideal de tensão de referência para a leitura com alta sensibilidade.

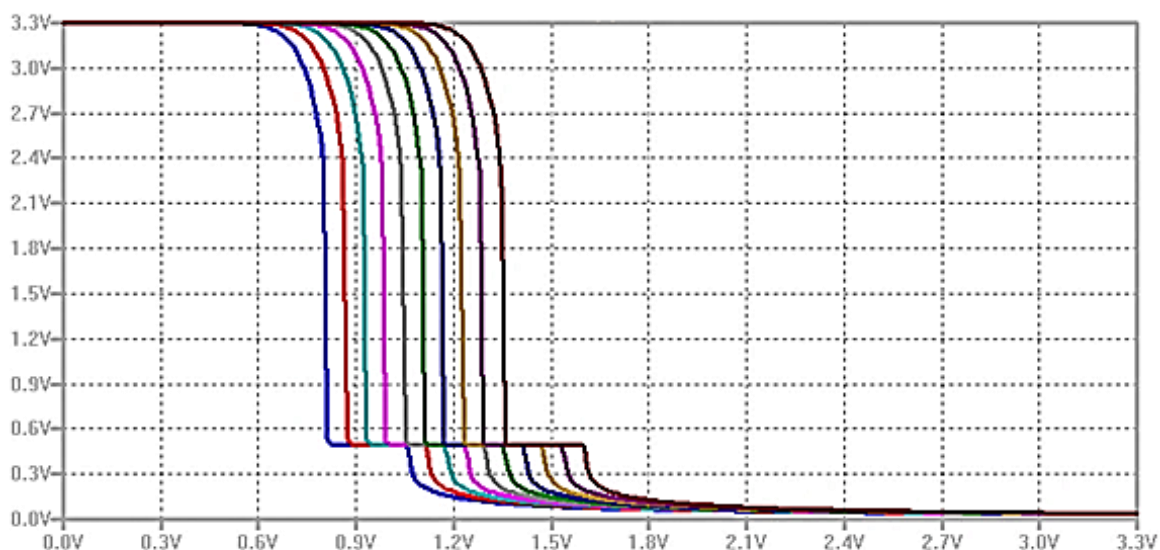


Figura 24: Curvas da tensão de dreno-fonte do ISFET V_{DS} x V_{Ref} x pH com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 com ponto de polarização: $V_{DS} = 0,5V$ e $V_{Ref1}=1,049V$; $V_{Ref2}=1,228V$ e $V_{Ref3}=1,346V$ (Elaborada pelo autor).

As Figuras 25, 26 e 27 mostram o comportamento das correntes de dreno do ISFET na versão integrada do circuito com uma tensão de controle de polarização, V_{Bias} igual a 1V, dimensionado para realizar leituras de pH por faixas. Nota-se que há diminuição no consumo do circuito pela diminuição de corrente dos transistores M1 e M2, e assim, na corrente total do ISFET, aproximadamente um quarto da corrente total consumida se dimensionado para leitura da faixa de pH 3 a 12 completa, $240\mu A$ (ver Tabela 7) versus $1,1mA$ (ver Tabela 5).

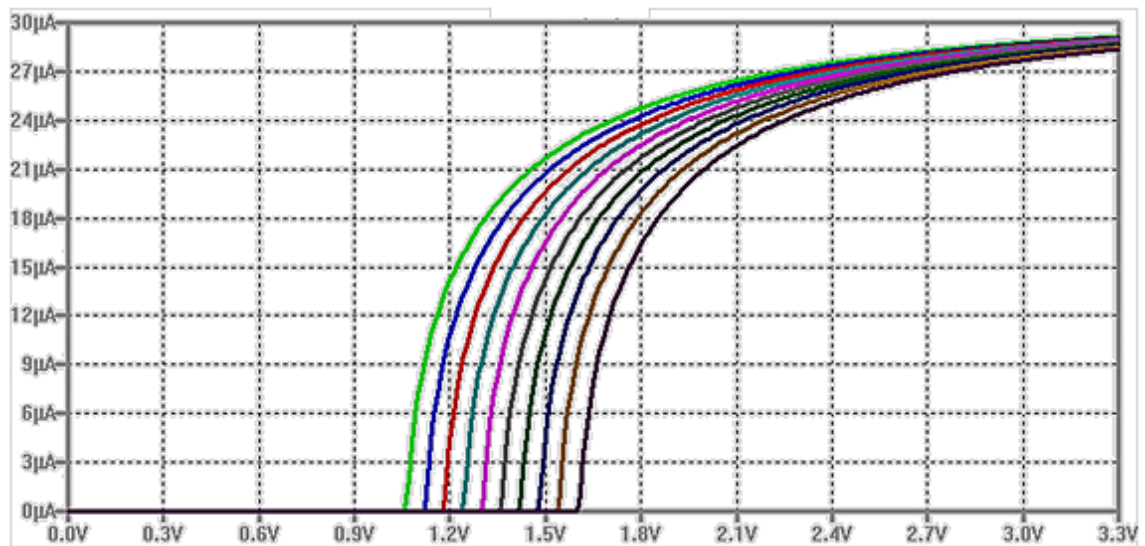


Figura 25: Curvas da corrente de dreno do transistor M1 (tipo N) $I_{DS}(M1) \times V_{Ref} \times pH$ com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 (Elaborada pelo autor).

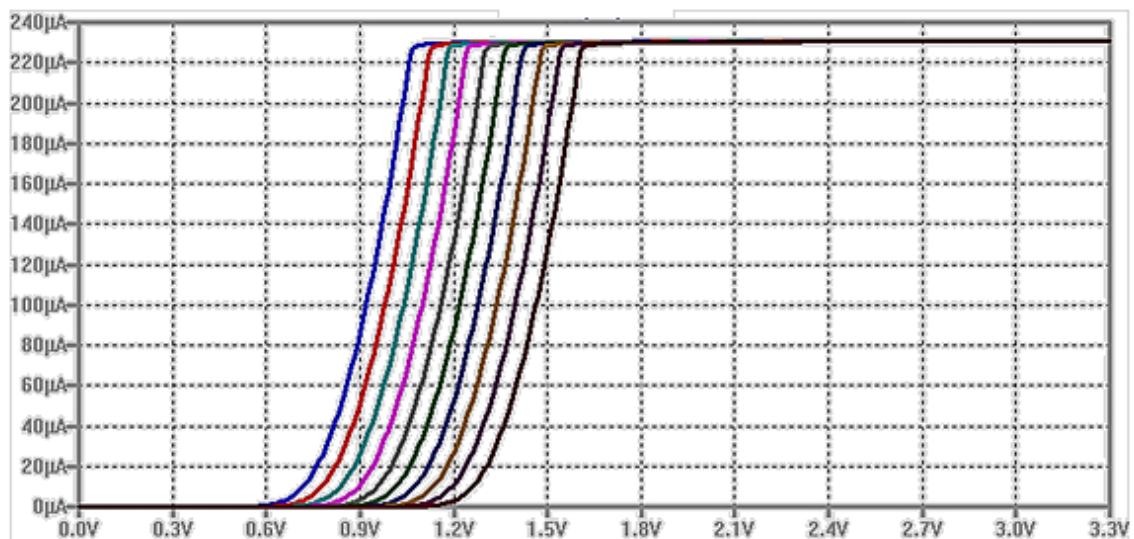


Figura 26: Curvas da corrente de dreno do transistor M2 (tipo P) $I_{DS}(M2) \times V_{Ref} \times pH$ com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 (Elaborada pelo autor).

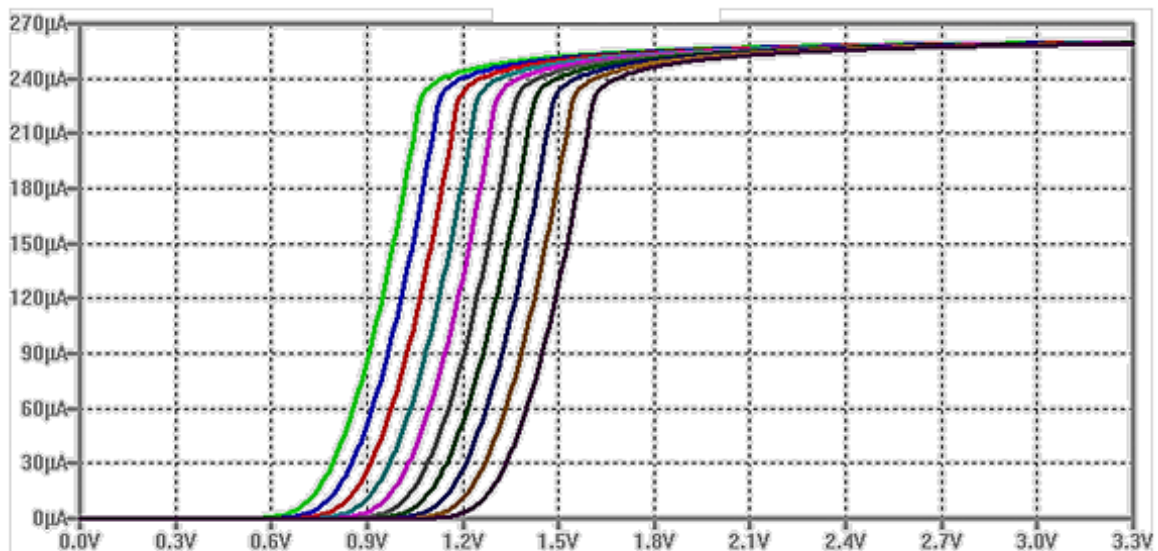


Figura 27: Curvas da corrente de dreno do ISFET $I_{DS}(ISFET) \times V_{Ref} \times pH$ com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 (Elaborada pelo autor).

O resultado deste setup da topologia proposta é mostrado na Figura 28, onde se tem as curvas da tensão de saída V_{out} versus V_{Ref} versus pH. Para ler a faixa 1 (pH 3 a 7) deve-se setar a tensão de referência V_{Ref} em 1,043Volts, para a faixa 2 (pH 6 a 10) V_{Ref} igual a 1,23Volts e para a faixa 3 (pH 8 a 12) V_{Ref} deve ser igual a 1,35V.

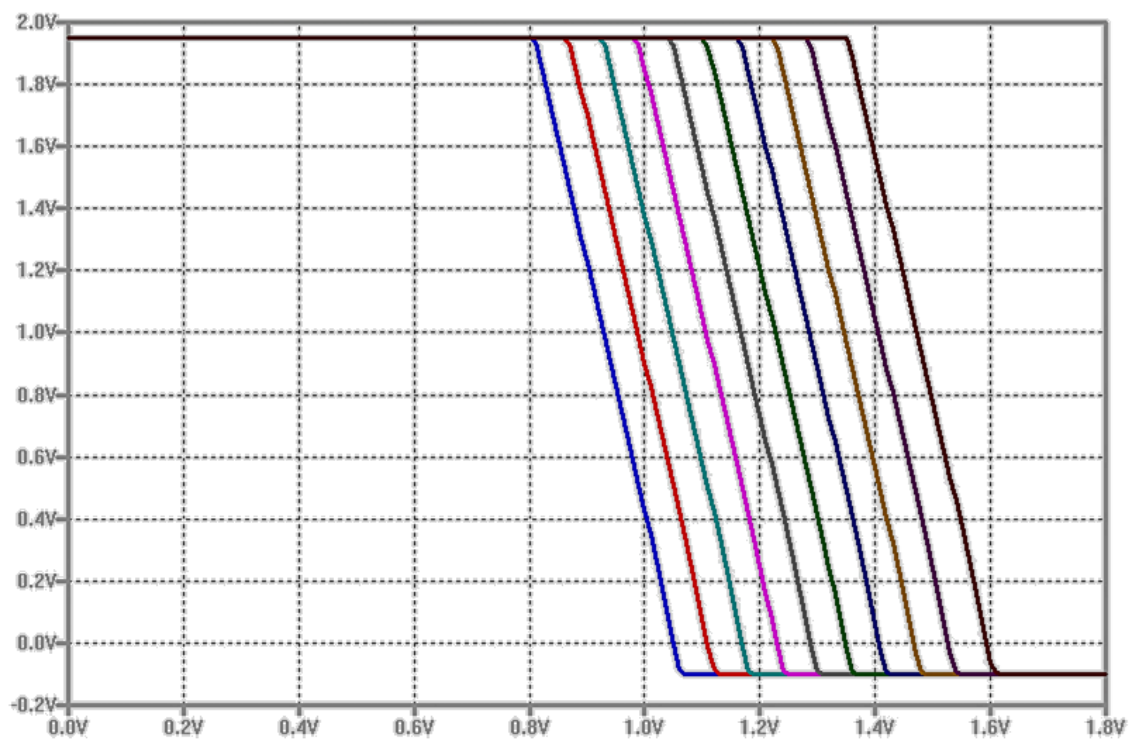


Figura 28: Curvas da tensão de saída $V_{out} \times V_{Ref} \times pH$ com $V_{Bias}=1V$ para leitura das faixas 1, 2 e 3 com $V_{Ref1}=1,043$; $V_{Ref2}= 1,23$ e $V_{Ref3}=1,35V$. Variação de 1,92V por faixa (sensibilidade 480mV/pH em cada faixa) (Elaborada pelo autor).

Foi observado que para estabelecer esses níveis de tensão de referência, deve-se ter um circuito de alimentação muito preciso, pois qualquer variação nesses níveis pode acarretar leituras erradas. Para tal, um circuito extra de polarização deve ser aplicado ou um microcontrolador de boa resolução pode resolver estes valores necessitam de grande estabilidade.

Também foi observado o alargamento da resposta do circuito em decorrência do ajuste do dimensional da topologia, acarretando um aumento significativo na sensibilidade, porém a leitura não pode ser feita na faixa completa, devendo-se ter um esquema leitura controlado por microcontrolador de para a correta delimitação das faixas de leitura.

5.3 Simulações e Resultados da Topologia Proposta - Versão Discreta

Ao longo do desenvolvimento do trabalho foi levantada a questão de implementar o circuito de forma discreta, para agilizar sua validação. Assim, foi feita a demonstração de que a topologia pode ser implementada também na sua versão discreta utilizando-se de MOSFETs discretos complementares (tipo N e tipo P). A Figura 29 mostra o circuito na versão discreta onde os resistores RN e RP servem para polarizá-lo com uma tensão de alimentação de 3,3Volts.

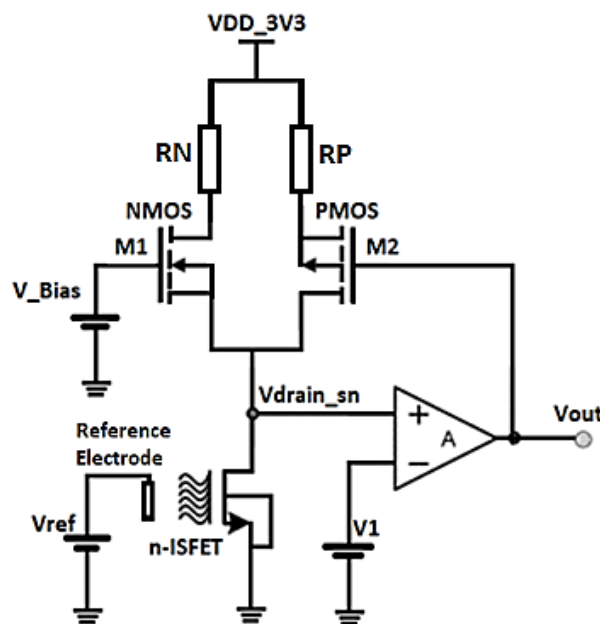


Figura 29: Circuito proposto na versão discreta (Elaborada pelo autor).

5.3.1 Configuração 1: leitura faixa completa pH 3 a 12

Para fazer a polarização do circuito, primeiramente foram levantadas as tensões de limiar dos transistores N e P que compõem a topologia para então poder escolher transistores com tensão de limiar não muito altas, em torno de $\pm 1V$ (valores aproximados das tensões de limiar dos transistores N e P da AMS aplicados no desenvolvimento da versão integrada) para aplicação no circuito. A partir das tensões de limiar, foi feita uma pesquisa dentro do simulador LTSpice IV por transistores que pudessem atender a essa especificação, chegamos ao circuito integrado FDS9934 que possui valores de limiar não muito alto (para o tipo N - $V_{th(N)} = 1,2V$ e para o tipo P - $V_{th(P)} = -1,4V$), em seguida estabelecemos os valores dos resistores R_N e R_P (nos drenos dos transistores). Inicialmente foram utilizados valores de 1Kohm para ter uma noção primeira do comportamento do circuito.

Em seguida, variando-se os resistores R_N e R_P , conseguimos atingir o ponto de polarização, mostrado pelo setup da Tabela 8.

Transistor	M1 (tipo N)	M2 (tipo P)
VTH (Tensão de Limiar)	1,2V	-1,4V
Resistores	RN=5Kohm	RP=2Kohm
Setup de Tensão		
VDD	3,3V	
VRef	1,859V	
VBias (M1)	2V	
Polarização		
VDS (ISFET)	0,5V	
IDS (ISFET)	De 1,504mA (pH@3) a 640uA (pH@12)	
Faixa de pH		
3 a 12		
Características de Saída		
Vout(variação)	1,887V	
Sensibilidade	209,651mV/pH	
Linearidade	0,9999	

Tabela 8: Setup da Versão Discreta e características de saída do circuito proposto para leitura de faixa completa (pH 3 a 12) com $VBias=2V$ (Elaborada pelo autor).

Após ajustes dos resistores R_N e R_P e acompanhamento da evolução das curvas da tensão de saída versus V_{Ref} versus pH, $V_{out} \times V_{Ref} \times pH$, chegamos em seus valores de polarização $R_N=5K$ e $R_P=2K$, como mostrado na Figura 30.

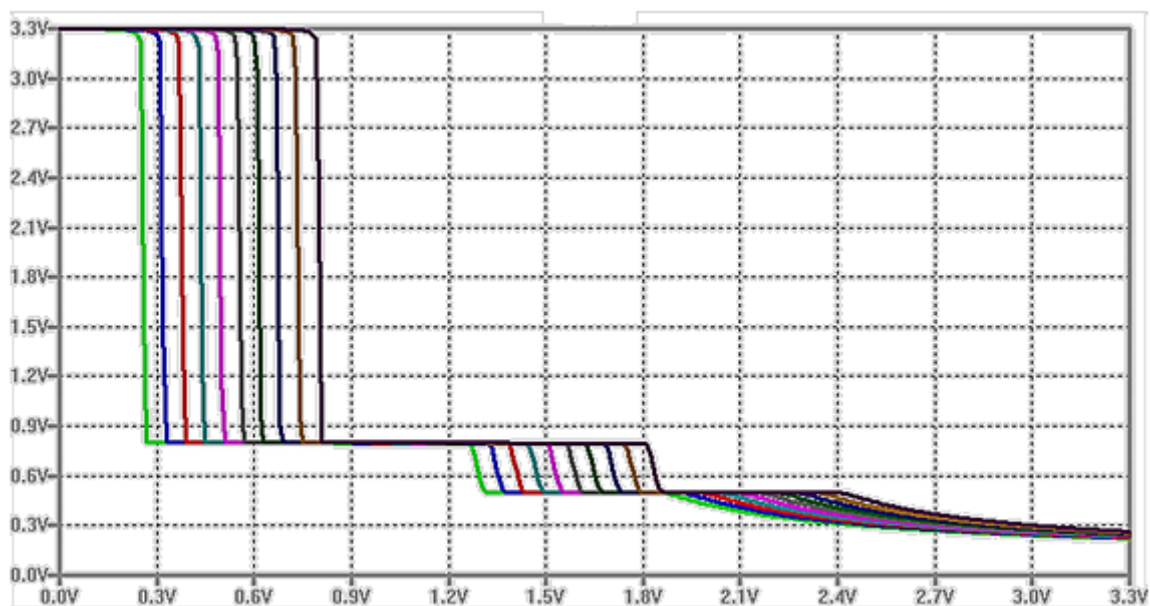


Figura 30: Curva da tensão dreno-fonte do ISFET - $V_{DS} \times V_{ref} \times pH$ ($V_{DS}=0,5V$ para toda a faixa de pH 3 a 12) (Elaborada pelo autor).

A Figura 31 mostra as curvas das correntes de dreno do ISFET versus V_{Ref} versus pH para a versão discreta em sua versão mais básica, onde é feita a leitura de faixa de pH completa (3 a 12).

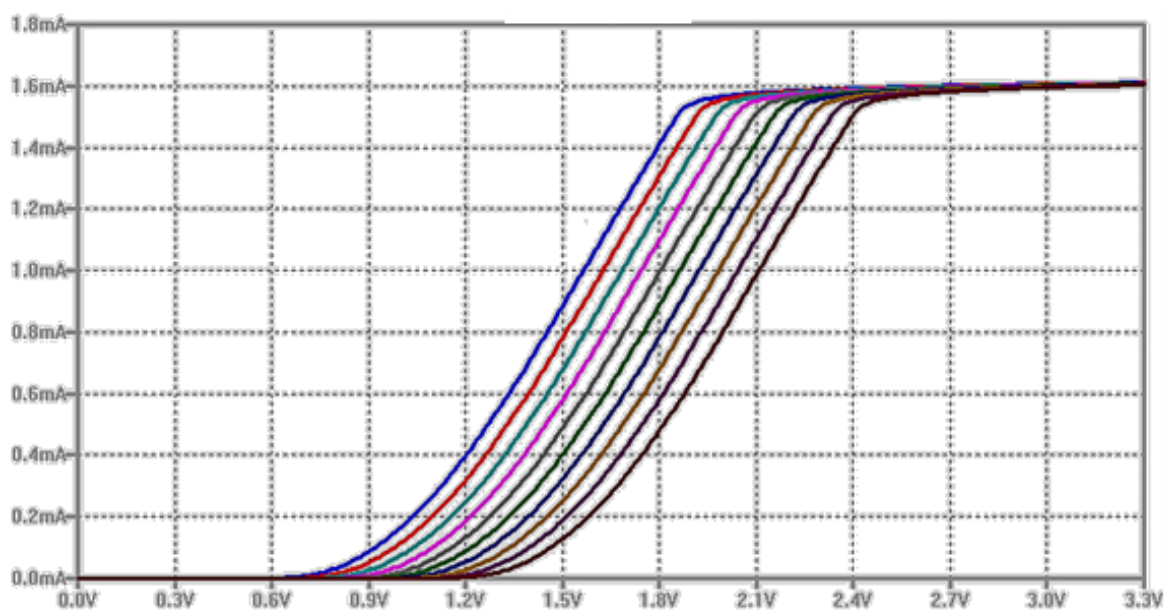


Figura 31: Curvas das correntes de dreno do ISFET - $I_{DS} \times V_{ref} \times pH$ (versão discreta): variando de 1,504mA (pH@3) até 640 μA (pH@12) (Elaborada pelo autor).

A resposta na saída do circuito é apresentada na Figura 32 através das curvas de V_{out} versus V_{Ref} versus pH, onde foram escolhidos os melhores valores de tensão de referência, $V_{Ref}=1,859V$ e de tensão de controle de polarização, $V_{Bias}=2V$, onde se tem a polarização desejada e uma sensibilidade de $209,651mV/pH$ com uma linearidade igual a $0,9999$.

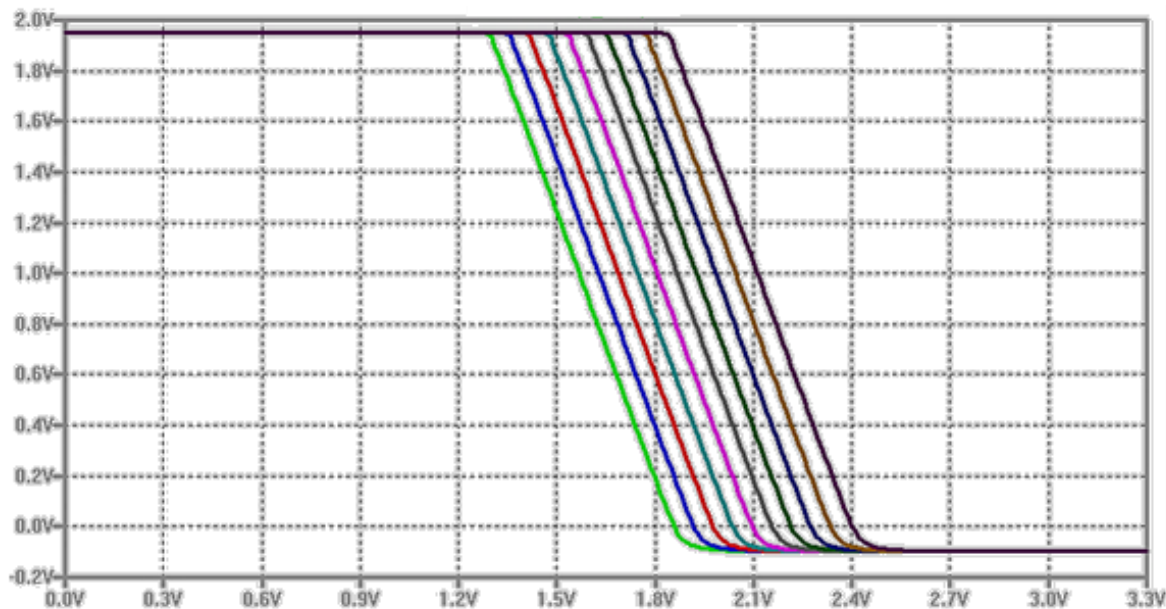


Figura 32: Curva da tensão de saída do circuito - V_{out} x V_{Ref} x pH (versão discreta) para $V_{Ref}=1,859V$; $V_{Bias}=2V$. Com sensibilidade de $209,651mV/pH$ na faixa de pH 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

5.3.2 Configuração 2: leitura de pH por faixas (na versão discreta)

Outra comprovação de que o circuito se comporta de forma similar à sua versão integrada é demonstrada ao aumentarmos o resistor R_P de $2K\Omega$ para $4K\Omega$, como mostrado na Tabela 9, causando um leve deslocamento da inclinação da curva de V_{out} para a direita, fazendo com que a sensibilidade possa ser medida por faixas, onde: faixa 1 = pH 3 a 7; faixa 2 – pH 6 a 10 e faixa 3 - pH 8 a 12. A sensibilidade neste tipo de abordagem, está em torno de $400mV$ devido a uma variação na saída de $1,6Volts$. Neste caso manteve-se $V_{bias}=2V$. Há que se observar que o valor de tensão do eletrodo de referência é modificado a cada faixa o mesmo que aconteceu com o circuito na versão integrada, onde: na faixa 1 - $V_{Ref1}=1,587V$; na faixa2 - $V_{Ref2}=1,764V$; na faixa 3 - $V_{Ref3}=1,882V$. A linearidade é aproximadamente a mesma em cada faixa.

Transistor	M1 (tipo N)		M2 (tipo P)	
VTH (Tensão de Limiar)	1,2V		-1,4V	
Resistores	RN=5Kohm		RP=4Kohm	
Setup de Tensão				
VDD	3,3V			
VRef	1,587V (pH 3 a 7)		1,764V (pH 6 a 10)	1,882V (pH 8 a 12)
VBias (M1)	2V			
Polarização				
VDS (ISFET)	0,5V			
IDS (ISFET)	De 1,026mA (pH@3) a 578µA (pH@7)	De 736µA (pH@6) a 337µA (pH@10)	De 553µA (pH@8) a 245µA (pH@12)	
Faixa de Leitura de pH				
3 a 7	6 a 10		8 a 12	
Características de Saída – Vout (variação por faixa)				
1,6V	1,6V		1,6V	
Sensibilidade				
400mV/pH	400mV/pH		400mV/pH	
Linearidade				
1	1		1	

Tabela 9: Setup da Versão Discreta e características de saída na do circuito proposto para leitura por faixas por com VBias=2V (Elaborada pelo autor).

As curvas da Figura 33 mostram que o valor de VDS permanece constante em 0,5V mesmo que haja mudança no pH ou VRef, confirmando a funcionalidade da topologia.

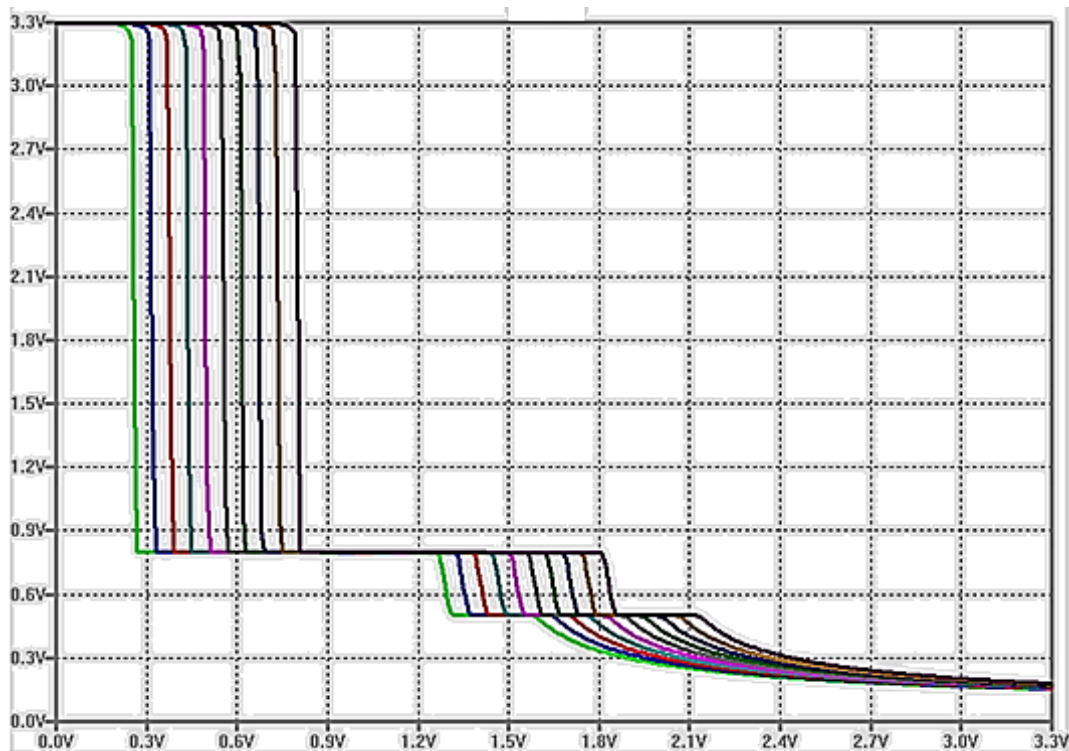


Figura 33: Curva da tensão dreno-fonte do ISFET - V_{DS} x V_{Ref} x pH (circuito na versão discreta) para $R_N=5K\Omega$ e $R_P=4K\Omega$ (leitura por faixas) (Elaborada pelo autor).

A Figura 34 mostra as curvas de resposta do circuito (versão discreta), V_{out} versus V_{Ref} versus pH para as faixas de leitura (1), (2) e (3), as mesmas apresentadas anteriormente na versão integrada. As leituras são feitas com sensibilidade em torno de $400mV/pH$, como mostrado no setup da Tabela 9.

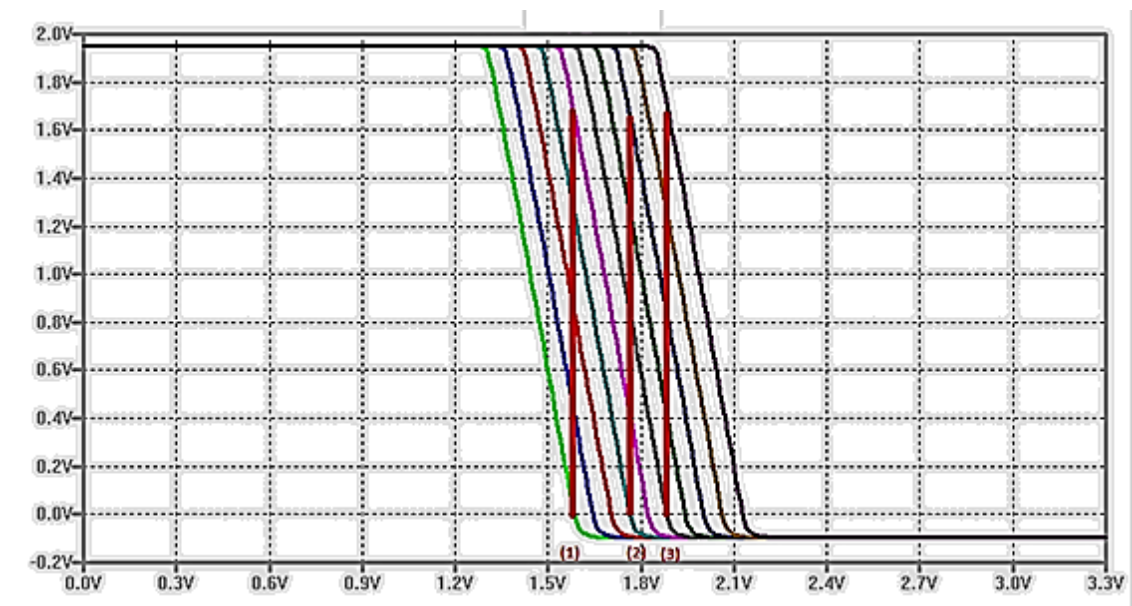


Figura 34: Curva da tensão de saída do circuito - V_{out} x V_{Ref} x pH (versão discreta) para $R_N=5K\Omega$ e $R_P=4K\Omega$ (leitura por faixas). Com sensibilidade de $400mV/pH$ (Elaborada pelo autor).

O valor do resistor R_N influencia no valor da tensão do eletrodo de referência necessário para a operação, em diminuindo-se R_N , para 2Kohm por exemplo, necessita-se de uma tensão de referência, V_{Ref} , bem maior, em torno de 2V, como mostrado na Figura 35.

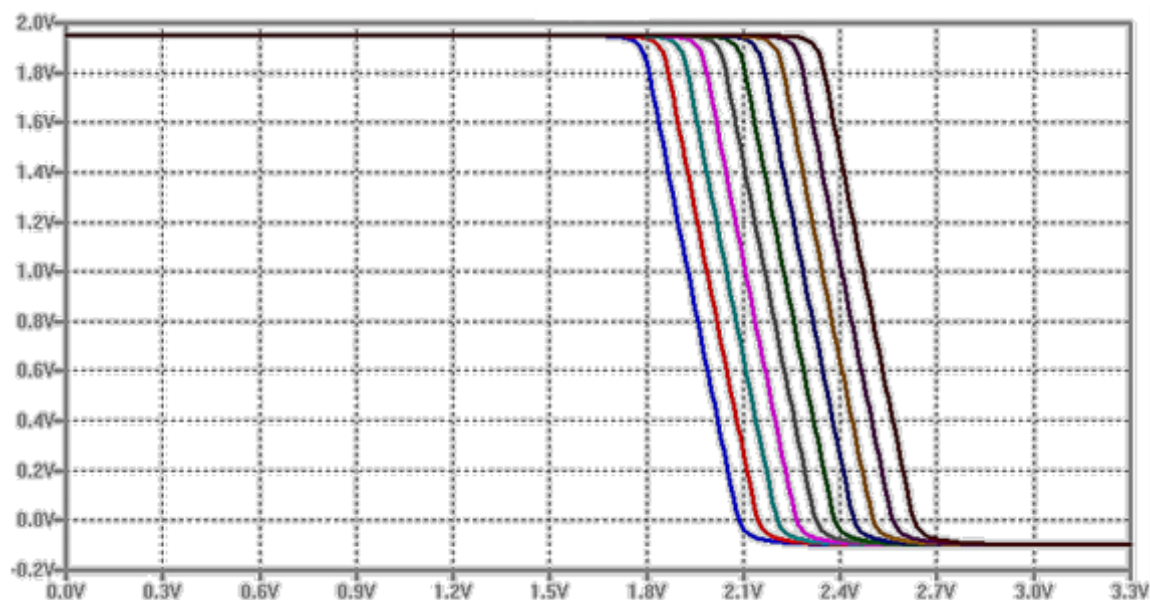


Figura 35: Curva de tensão de saída V_{out} x V_{Ref} x pH (circuito na versão discreta) para $R_N=2Kohm$; $R_P=4Kohm$; $V_{Bias}=2V$ (leitura por faixas) (Elaborada pelo autor).

Conclui-se que os valores ideais dos resistores para este circuito na versão discreta funcionar na faixa de pH 3 a 12 são: $R_N=5Kohm$ e $R_P=2Kohm$, para um valor de tensão de eletrodo de referência, $V_{Ref}=1,856V$. Este valor de tensão de eletrodo de referência maior do que quando se tem um $R_P=4Kohm$ com o mesmo $R_N=5Kohm$, devido à influência de R_P na inclinação das curvas.

E para que o circuito realize leitura por faixas, pH 3-7; pH 6-10; pH 8-12, deve-se setar os resistores $R_N=5Kohm$ e $R_P=4Kohm$, para um valor de tensão de eletrodo de referência inicial próximo a 1,6V.

Diferente do circuito integrado, este circuito não consegue operar tão bem com $V_{Bias} = 1V$, sendo necessário estabelecer uma tensão de controle de polarização $V_{Bias}=2V$. Isso causa uma leve diminuição da sensibilidade da versão discreta, mesmo que por faixas, mas a perda não é tão grande assim, em torno de 16,66% menor (400mV/pH versus 480mV/pH), neste caso, os valores de tensão de referência, V_{Ref} , possíveis estão sempre em torno de 1,5V.

6. ANÁLISE DE RUÍDO

Para analisar o ruído e relação sinal-ruído foram feitos estudos no livro de (Baker, 2019) onde mostra como aplicar em casos gerais e em dispositivos CMOS.

Em (Das & Bhuyan, 2014) são mostradas comparações de circuitos que fazem a compensação de ruído rosa (*pink noise* ou $1/f$) eletroquímico, compensando o ruído de saída.

O objetivo aqui é averiguar a quantidade de ruído na saída do circuito proposto visto que não foi pretendido desenvolver um circuito imune a ruído ou compensado, mas averiguar se o mesmo está fora do ideal.

De (De Moraes Cruz et al., 2014) foi tirada a informação de como elaborar os gráficos de relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) de circuito de pixel ativo, o que foi aplicado ao circuito proposto para realizar as simulações e tratamento dos dados de relação sinal-ruído.

6.1 Validação do Amplificador Operacional LM2904

Vamos começar validando o Amplificador Operacional LM2904 do utilizado no circuito, mostrado na Figura 36.

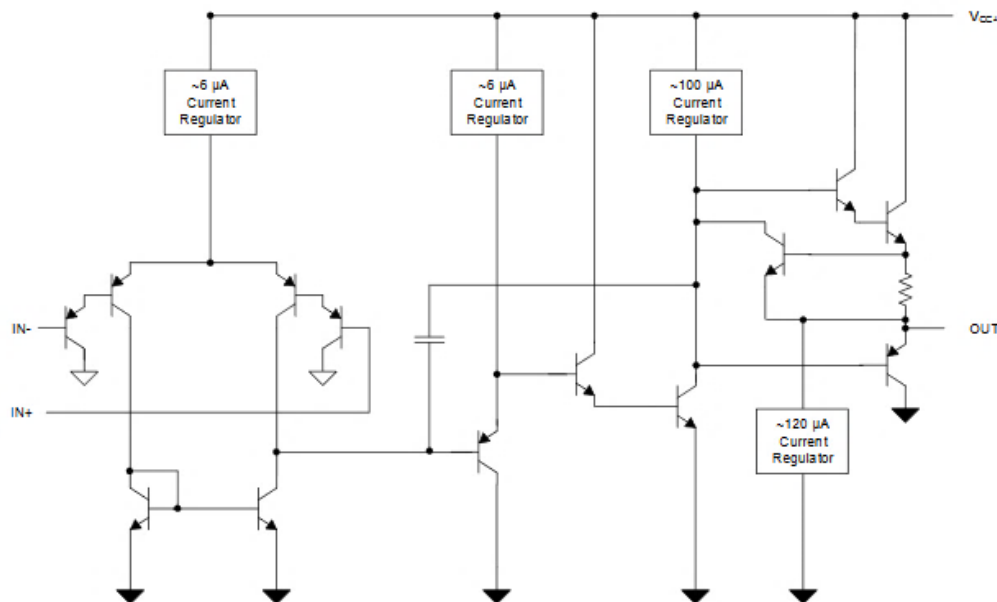


Figura 36: Esquema da topologia do Amp. OP. LM2904 (versão atualizada) (Texas Instruments, 2019).

Após simular o circuito da Figura 37, temos o resultado esperado, a confirmação dos dados do datasheet para o nosso amplificador operacional utilizado LM2904. O resultado é mostrado no gráfico da Figura 38.

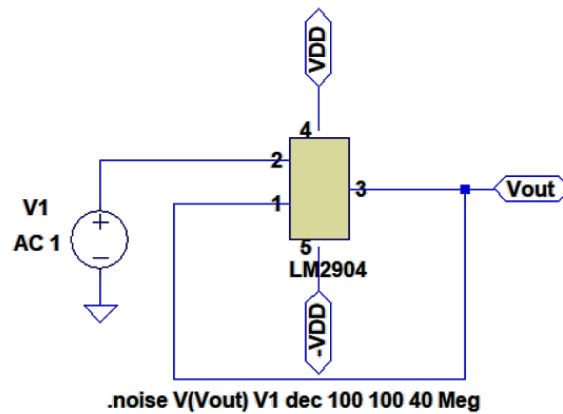


Figura 37: Circuito de simulação de ruído para o amplificador operacional LM2904.

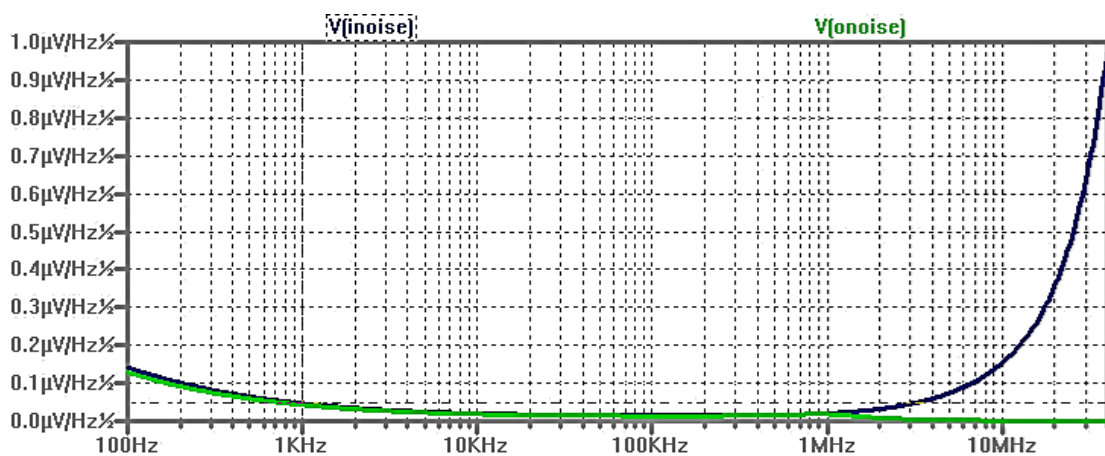


Figura 38: Gráfico densidade espectral de ruído de entrada e saída do Amplificador Operacional LM2904 (Elaborada pelo autor).

Através da Figura 39 retirada da simulação da Figura 38 podemos ver que o valor de densidade de ruído está em torno de $46,924\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$.

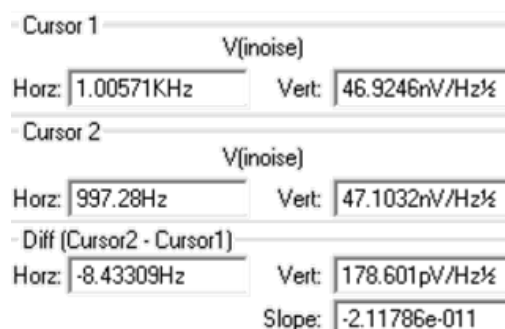


Figura 39: Densidade de ruído em 1kHz para o Amplificador Operacional LM2904 (Elaborada pelo autor).

A Figura 40 apresenta os dados de datasheet de densidade ruído de entrada para o AMP. OP. LM2904, sendo seu valor $40 \text{ nV/Hz}^{1/2}$.

NOISE				
E_n	Input voltage noise	$f = 0.1 \text{ to } 10 \text{ Hz}$	3	μV_{pp}
e_n	Input voltage noise density	$f = 1 \text{ kHz}$	40	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Figura 40: Dados do datasheet do Amplificador Operacional LM2904 (Texas Instruments, 2019).

Comparando-se os resultados das Figuras 39 e 40 vemos que a densidade de ruído de entrada de simulação do Amp. Op. LM2904 no simulador LTSpice IV em 1Khz tem um valor bem aproximado do valor do datasheet: $46,924 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ (simulação) versus $40 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ (datasheet). Podemos então confiar no modelo de Amplificador Operacional LM2904 utilizado através do simulador LTSpice IV estando ambos validados, visto que o amplificador não degrada a relação sinal-ruído e o simulador garante os resultados simulados, permitindo assim prosseguir com as análises de ruído para o circuito proposto.

6.2 Setup da Análise de Ruído de Saída (“Vo_ruído”)

Para realizar a análise de ruído da topologia proposta, primeiramente foi fixado o pH 7, ponto central da faixa de pH e ponto de calibração padrão de circuitos de leitura de ISFET, para então avaliarmos as condições em torno do pH neutro onde é o objetivo de aplicação do circuito em aplicações práticas: neutralização de pH, manutenção do pH em torno do pH neutro, etc.

Na Figura 41 é mostrado o setup, as fontes de ruído (#1, #2 e #3) e o ponto de saída (Vo_ruído) onde será medido o ruído total e relação sinal-ruído para o circuito na versão integrada.

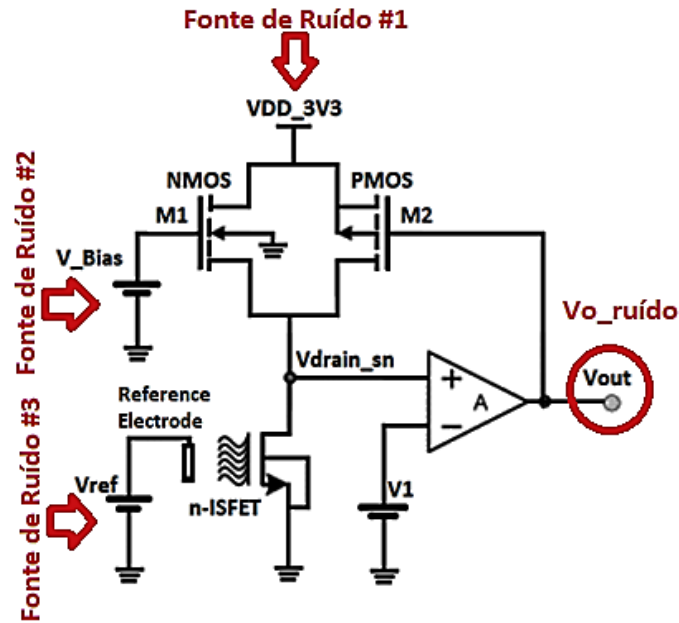


Figura 41: Circuito proposto na versão integrada para a análise de ruído e relação sinal-ruído (SNR) (Elaborada pelo autor).

Na Figura 42 é mostrada a curva de densidade de ruído total na saída do circuito proposto na versão integrada em pH 7 e na banda de 0,1Hz a 1KHz.

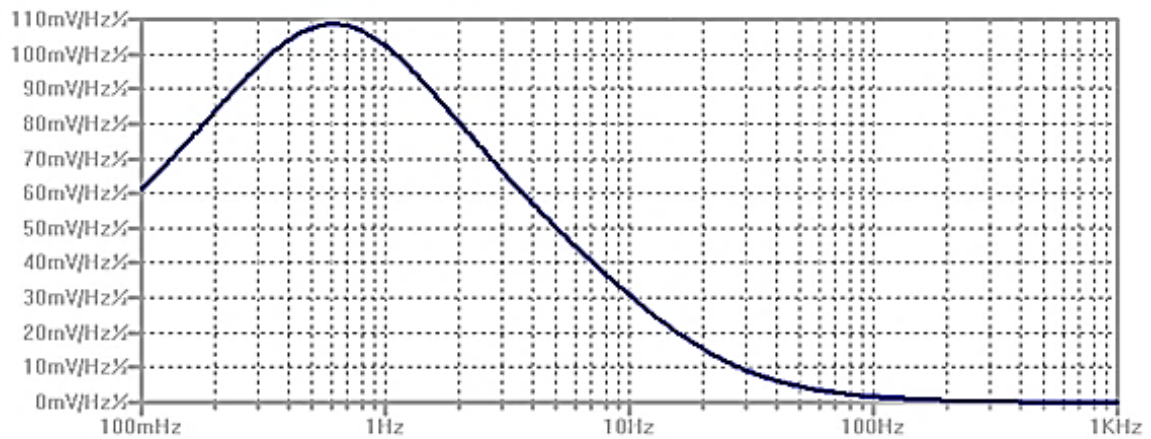


Figura 42: Densidade de ruído de saída para o circuito proposto na versão integrada em pH 7 na banda de 0,1Hz – 1KHz (Elaborada pelo autor).

Na Figura 43 é mostrado o setup, as fontes de ruído e o ponto de saída onde será medido o ruído total e relação sinal ruído para o circuito na versão discreta.

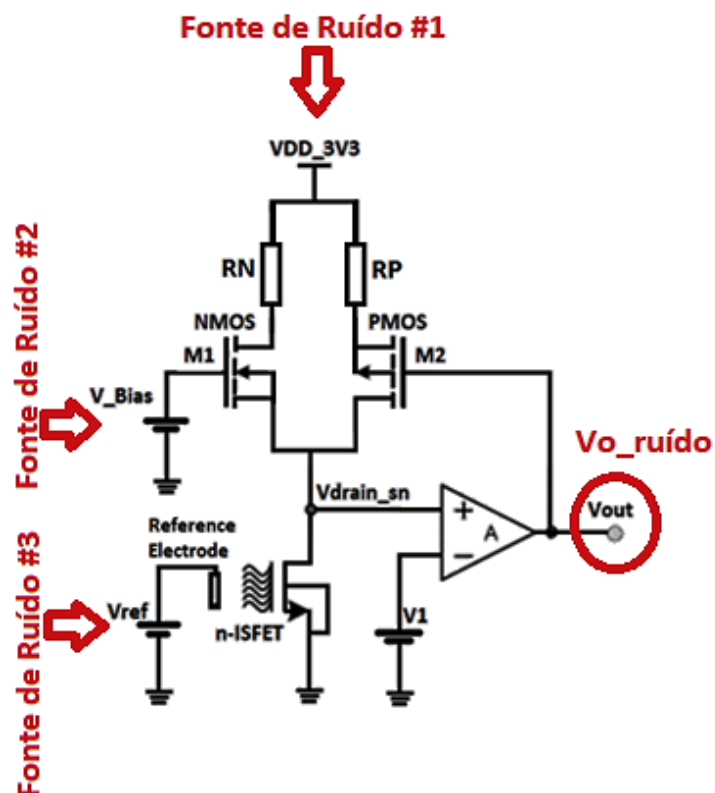


Figura 43: Circuito proposto na versão discreta para a análise de ruído e relação sinal-ruído (SNR) (Elaborada pelo autor).

Na Figura 44 é mostrada a curva de densidade de ruído total na saída do circuito proposto na versão discreta em pH 7 e na banda de 0,1Hz a 1KHz.

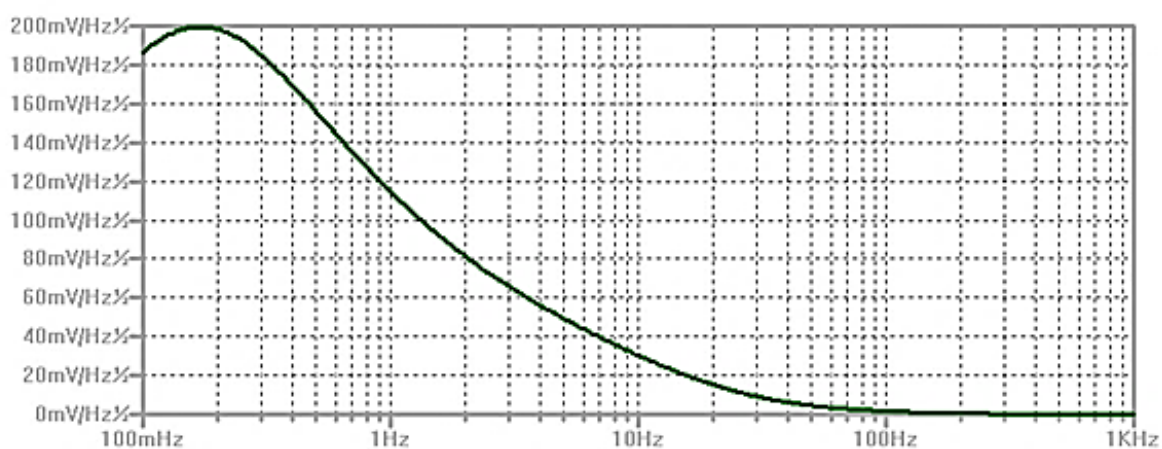


Figura 44: Densidade de ruído de saída para o circuito proposto na versão discreta em pH 7 na banda de 0,1Hz – 1KHz (Elaborada pelo autor).

6.3 Análise da Relação Sinal-Ruído (“SNR”)

Para fazer a análise da relação sinal-ruído (SNR) dos circuitos nas duas versões, foram escolhidas três bandas distintas denominadas de BW (*BandWidth*): BW1=0,1 – 0,2Hz; BW2= 1 – 1,5Hz; e BW3=100Hz-1kHz. Esses valores de banda são devido ao circuito funcionar em muito baixa frequência ou no máximo média frequência 1Khz e também foram utilizados na análise de (Das & Bhuyan, 2014).

Em cada banda foram levantados os valores de ruído RMS total na saída dos circuitos em cada valor de pH (3 a 12) devido a uma fonte de ruído de 2,5mVrms, um valor não muito alto e nem muito baixo para avaliar a influência da entrada na saída ou se o circuito amplifica ruído ou degrada o sinal de entrada, em cada fonte do circuito: VDD_3V3, V_Bias e VRef. Assim, tem-se as Tabelas 10, 11 e 12 mostram os valores de ruído relativos às bandas BW1, BW2 e BW3, respectivamente.

Somente o valor de ruído relativo ao pH 7 foi tomado como referência, como destacado nas Tabelas 10,11 e 12, visto que o objetivo do circuito é trabalhar em pH neutro e que o valor em pH 7, onde será calibrado.

Ruído de Saída na Banda BW1: 0,1-0,2Hz		
pH	Circuito Integrado (Vrms)	Circuito Discreto (Vrms)
3	19,28m	11,42μ
4	46,92m	16,22m
5	38,15m	72,37m
6	30,42m	68,26m
7	23,27m	62,53m
8	17,35m	54,93m
9	12,87m	45,54m
10	8,43m	35,24m
11	1,95μ	18,67m
12	21,65n	7,91n

Tabela 10: Valores RMS de ruído total de saída relativos à banda BW1:0,1 – 0,2Hz na faixa de pH de 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

Ruído de Saída na Banda BW2: 1-1,5Hz		
pH	Circuito Integrado (Vrms)	Circuito Discreto (Vrms)
3	15,45m	8,734m
4	72,66m	12,52m
5	72,10m	73,32m
6	70,77m	73,42m
7	68,19m	73,35m
8	68,19m	73,18m
9	57,29m	72,76m
10	13,5m	71,66m
11	1,49μ	20,84
12	16,57n	6,05μ

Tabela 11: Valores RMS de ruído total de saída relativos à banda BW2:1 – 1,5Hz na faixa de pH de 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

Ruído de Saída na Banda BW3: 100-1kHz		
pH	Circuito Integrado (Vrms)	Circuito Discreto (Vrms)
3	10,76m	21,23μ
4	11,84m	10,31m
5	11,84m	11,84m
6	11,84m	11,84m
7	11,85m	11,84m
8	11,85m	11,84m
9	11,85m	11,84m
10	10,54m	11,84m
11	3,62μ	11,22m
12	43,81n	14,71μ

Tabela 12: Valores RMS de ruído total de saída relativos à banda BW3:100Hz – 1kHz na faixa de pH de 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

Em (35) é descrita a fórmula de cálculo da relação sinal-ruído em decibéis (SNR (dB)) para o circuito proposto em ambas versões a mesma forma como foram calculadas as relações sinais-ruído em (De Moraes Cruz et al., 2014).

$$SNR(dB) = 10 * \log \left(\frac{(V_{out}(pHy) - V_{out}(pH3))}{V_{ruído_rms}(pH7(BW))} \right) \quad (35)$$

Foram levantadas as tensões de resposta às variações de pH na faixa completa (pH 3 a 12) e os resultados são mostrados nas Tabelas 13 e 14.

Vout x pH - Versão Integrada (faixa completa)	
Sinal x pH - Vref= 1,567V	
pH	Vout (mV)
3	106,42
4	295,56
5	483,70
6	673,70
7	870,90
8	1.073,20
9	1.279,18
10	1.487,43
11	1.699,30
12	1.931,20

Tabela 13: Levantamento das tensões de saída em função do pH Vout x pH para o circuito na versão integrada polarizado em VRef = 1,567V e VBias=1V (faixa completa de pH) (Elaborada pelo autor).

Vout x pH – Versão Discreta (faixa completa)	
Sinal x pH - Vref= 1,859V	
pH	Vout (mV)
3	-2,393
4	192,816
5	397,445
6	605,035
7	815,123
8	1.027,0
9	12.395,0
10	145.097,0
11	166.054,0
12	187.878,0

Tabela 14: Levantamento das tensões de saída em função do pH Vout x pH para o circuito na versão discreta polarizado em VRef = 1,859V e VBias=2V (faixa completa de pH) (Elaborada pelo autor).

Utilizando-se (35) e as Tabelas 13 e 14 (V_{out} x pH) para o cálculo da relação sinal-ruído, têm-se com resultado as Tabelas 15, 16 e 17.

SNR(dB) para BW1: 0,1 - 0,2Hz	
Versão Integrada	Circuito Discreta
9,10	4,94
12,10	8,06
13,87	9,87
15,17	11,16
16,19	12,17
17,02	22,97
17,73	33,66
18,35	34,24
18,94	34,78

Tabela 15: Relação sinal-ruído em decibéis (SNR(dB)) para o circuito proposto versão integrada e versão discreta na banda BW1: 0,1 - 0,2Hz (Elaborada pelo autor).

As Figuras 45, 46 e 47 que demonstram a relação sinal-ruído para cada banda de frequência, em ambas as versões do circuito.

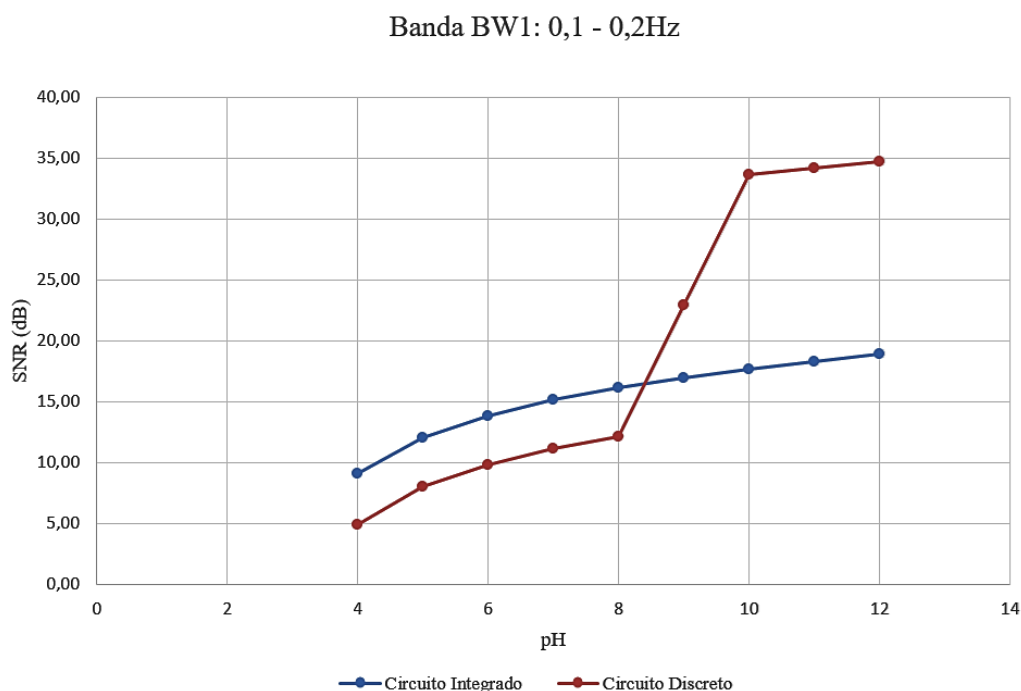


Figura 45: Gráfico da relação sinal-ruído (SNR) em decibéis do circuito proposto nas versões integrada e discreta na banda BW1: 0,1-0,2Hz (Elaborada pelo autor).

SNR(dB) para BW2: 1 - 1,5Hz	
Versão Integrada	Versão Discreta
4,43	4,25
7,43	7,36
9,20	9,18
10,50	10,47
11,52	11,47
12,35	22,28
13,06	32,96
13,68	33,55
14,27	34,08

Tabela 16: Relação sinal-ruído em decibéis (SNR(dB)) para o circuito proposto versão integrada e versão discreta na banda BW2: 1 - 1,5Hz (Elaborada pelo autor).

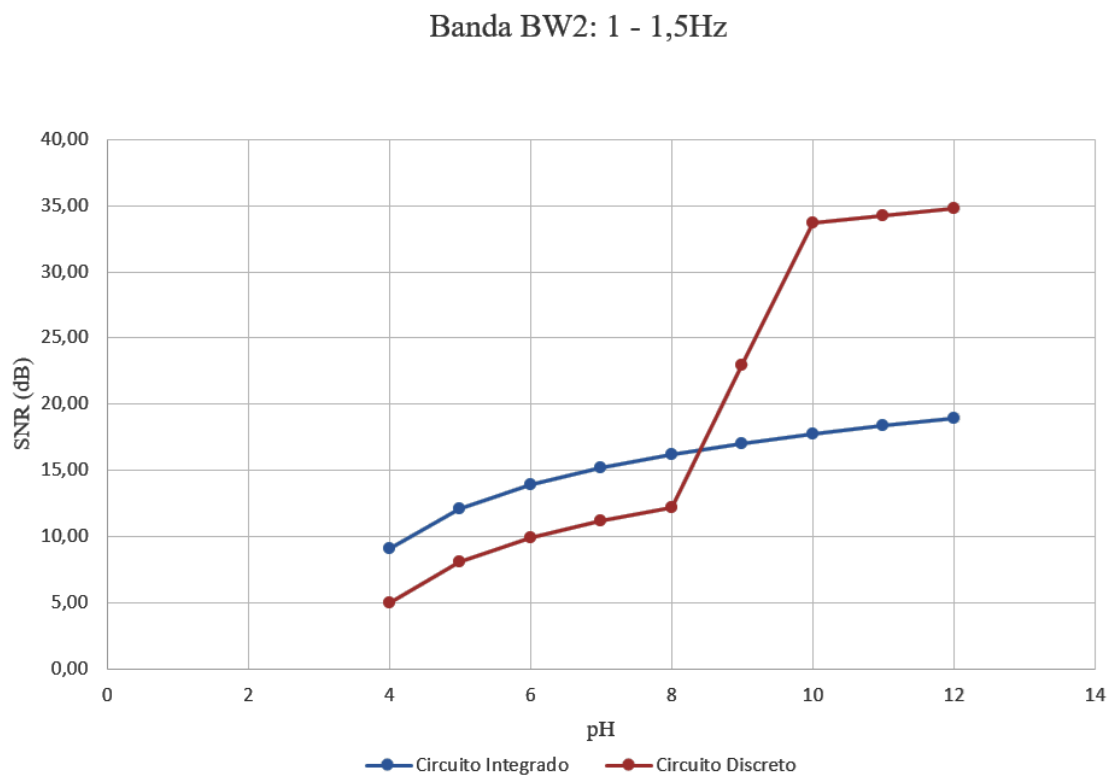


Figura 46: Gráfico da relação sinal-ruído (SNR) em decibéis do circuito proposto nas versões integrada e discreta na banda BW2: 1-1,5Hz (Elaborada pelo autor).

SNR(dB) para BW3: 100 - 1kHz	
Circuito Integrado	Circuito Discreto
12,03	12,17
15,03	15,28
16,80	17,10
18,10	18,39
19,12	19,39
19,96	30,20
20,67	40,88
21,29	41,47
21,88	42,00

Tabela 17: Relação sinal-ruído em decibéis (SNR(dB)) para o circuito proposto versão integrada e versão discreta na banda BW3: 100 - 1kHz (Elaborada pelo autor).

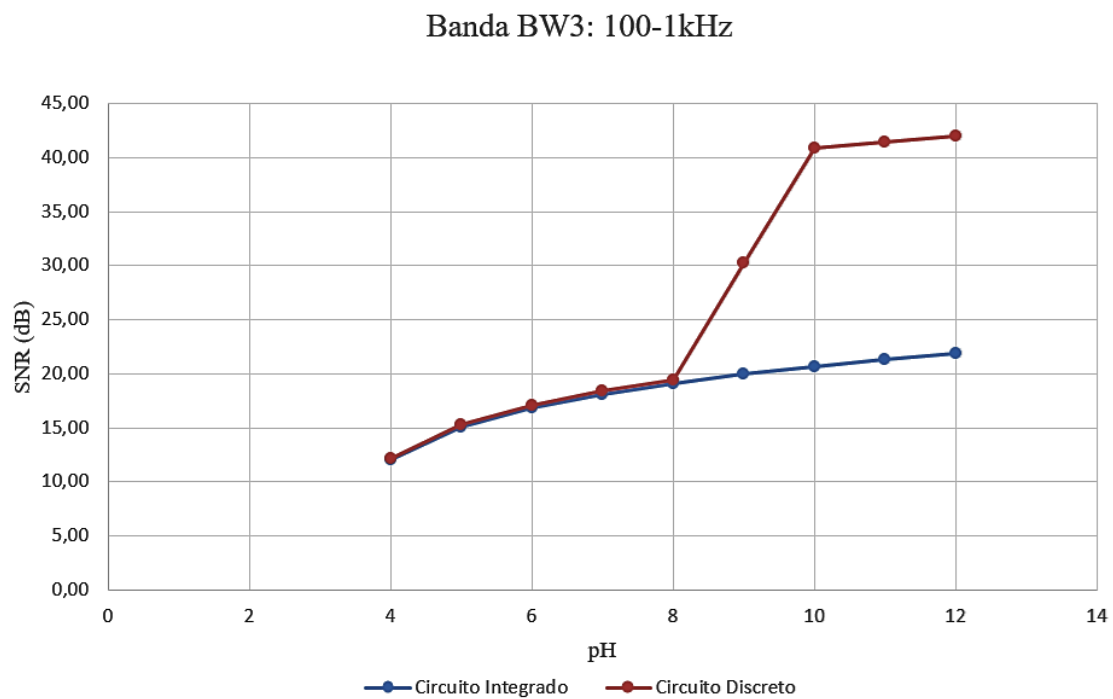


Figura 47: Gráfico da relação sinal-ruído (SNR) em decibéis do circuito proposto nas versões integrada e discreta na banda BW3: 100-1kHz (Elaborada pelo autor).

7. ANÁLISE DA SENSIBILIDADE À MUDANÇA DE PARÂMETROS DOS TRANSISTORES – SIMULAÇÕES DE MONTE CARLO

As simulações de Monte Carlo realizadas geraram 200 curvas em torno do valor nominal da saída em pH 7 com a tolerância de 5% das tensões de limiar ($V_{th(N)}$ e $V_{th(P)}$) dos transistores tipo N e tipo P para o circuito em ambas as versões, discreta e integrada, em sua forma mais básica, com sensibilidade em torno de 200mV/pH.

7.1 Monte Carlo - Versão integrada

Na versão integrada do circuito os modelos de MOSFETs tipo N e tipo P empregados foram fornecidos pela Austria Microsystems (AMS) em tecnologia CMOS 0,35 μ m, ver Anexo 2. A seguir será apresentado o quanto cada transistor influencia na resposta do circuito.

7.1.1 Análise do transistor tipo P (AMS)

As simulações de Monte Carlo relativas ao transistor tipo P com 200 curvas em torno do ponto central da tensão de saída, V_{out} , resultantes da variação de 5% na tensão de limiar, $V_{th(P)}$, do transistor são mostradas na Figura 48.

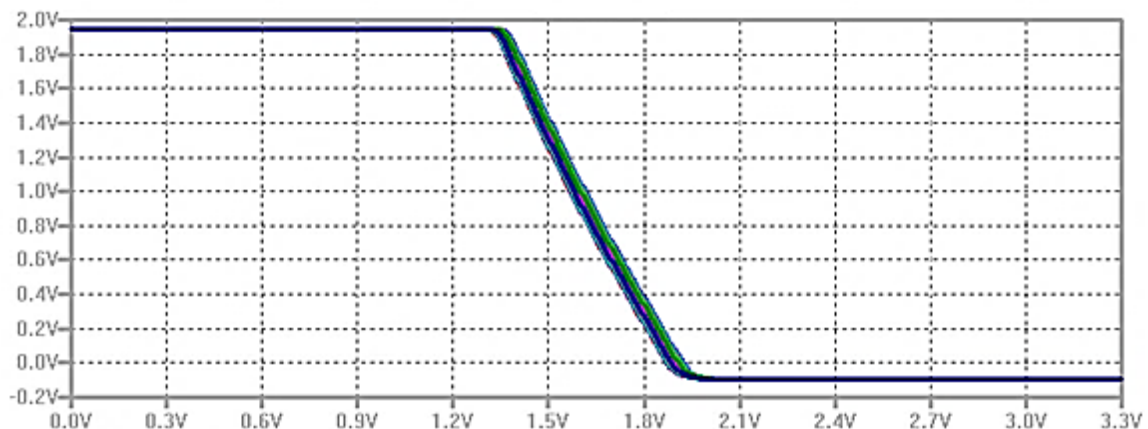


Figura 48: Variação da saída V_{out} devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo P, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).

Na Figura 49 é mostrada a visão ampliada das curvas da Figura 46, objetivando-se retirar o total de variação na saída devido à variação da tensão de limiar do transistor tipo P. São observados $\pm 44\text{mV}$ de variação total na saída, V_{out} .

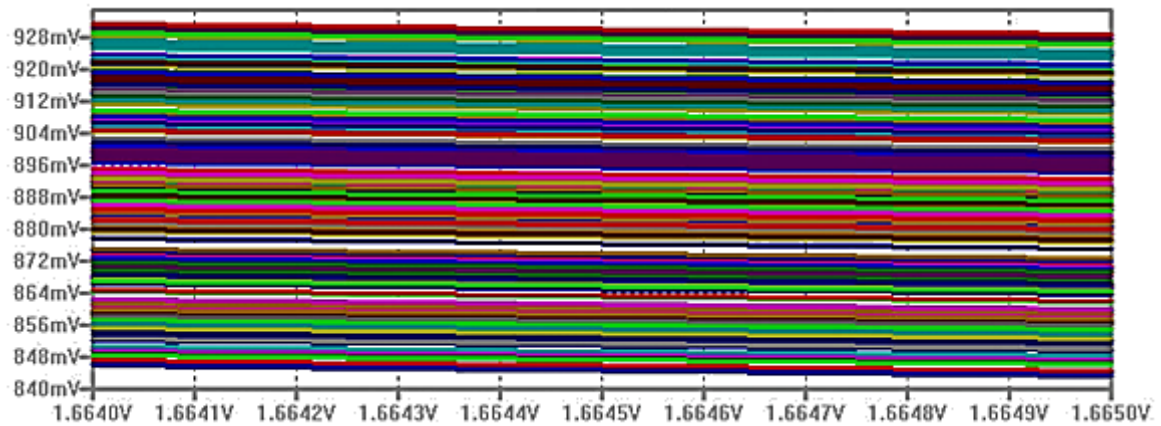


Figura 49: Visão ampliada da variação da saída V_{out} devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo P, $\pm 44\text{mV}$ de variação (Elaborada pelo autor).

7.1.2 Análise do transistor tipo N (AMS)

As simulações de Monte Carlo relativas ao transistor tipo N com 200 curvas em torno do ponto central da tensão de saída, V_{out} , resultantes da variação de 5% na tensão de limiar, $V_{th(N)}$, do transistor são mostradas na Figura 50.

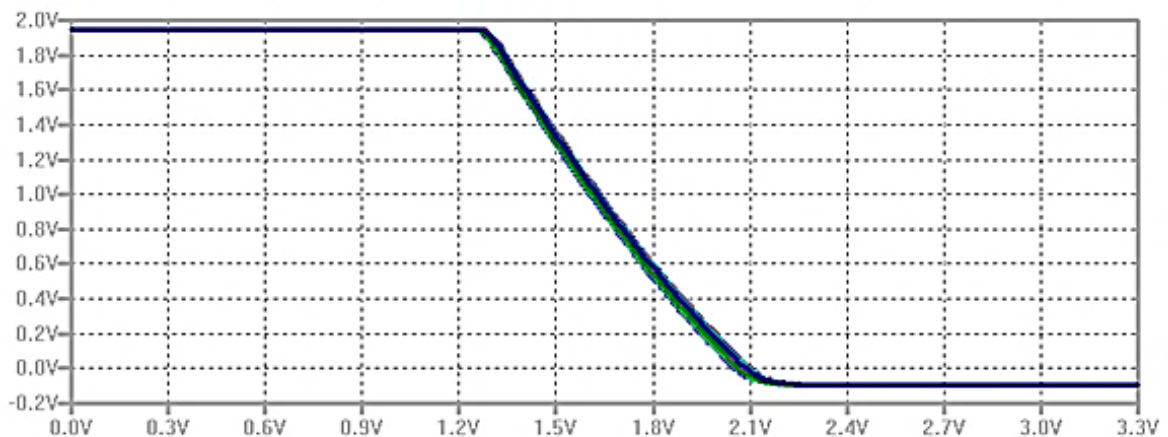


Figura 50: Variação da saída V_{out} devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo N, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).

Na Figura 51 é mostrada a visão ampliada das curvas da Figura 50, objetivando-se retirar o total de variação na saída devido à variação da tensão de limiar do transistor tipo N. São observados $\pm 75\text{mV}$ de variação total na saída, V_{out} .

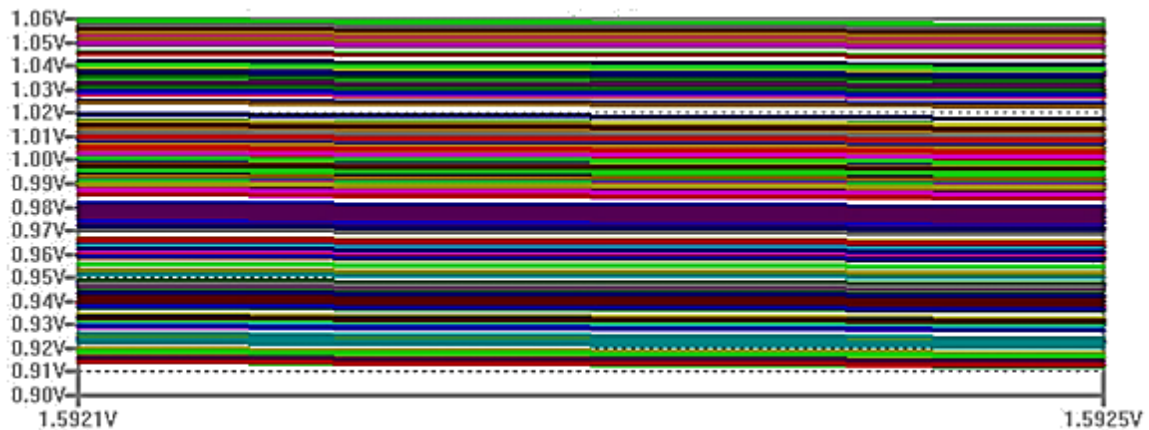


Figura 51: Visão ampliada da variação da saída V_{out} devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo N, $\pm 75\text{mV}$ de variação (Elaborada pelo autor).

7.2 Monte Carlo - Versão discreta

Na versão discreta do circuito os MOSFETs tipo N e tipo P empregados foram escolhidos da biblioteca do LTSpice, no caso o Circuito Integrado FDS9934 que possui os dois tipos de transistores, ver Anexo 3. A mesma análise feita com os transistores da AMS será feita com estes transistores para ver o quanto eles influenciam, quais seriam melhores para aplicar no circuito ou se há alguma disparidade entre as versões devido à utilização de transistores diferentes.

7.2.1 Análise do transistor tipo P (FDS9934)

Podemos fazer a análise individualmente para o transistor tipo P primeiro e depois para o tipo N. Variando-se a tensão de limiar do transistor tipo P em 5% têm-se as 200 curvas da Figura 52.

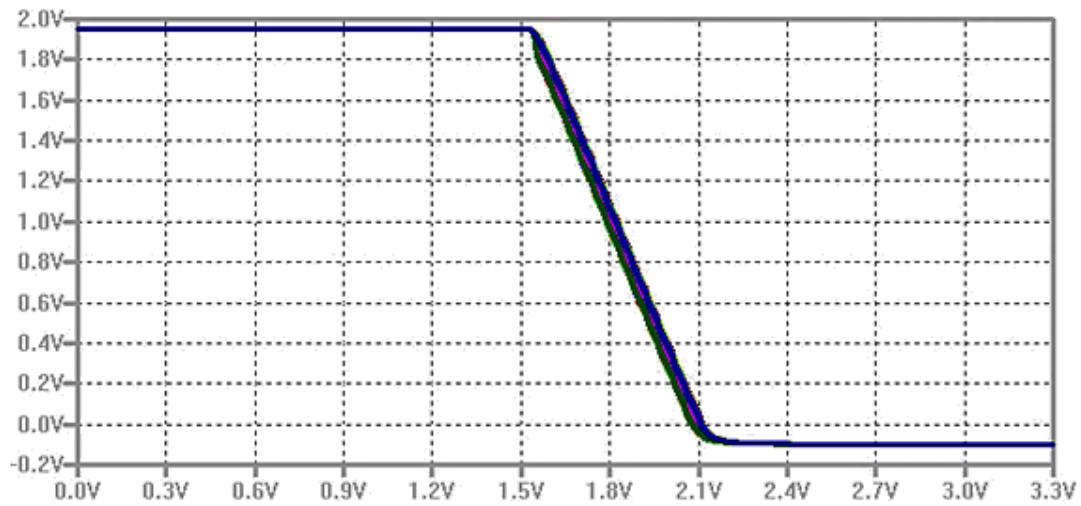


Figura 52: Variação da saída V_{out} devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo P, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).

Ampliando-se a resposta da Figura 52 tem-se as curvas da Figura 53 onde observa-se $\pm 70\text{mV}$ de variação da tensão de saída, V_{out} , devido aos 5% de variação da tensão de limiar do transistor tipo P, $V_{th(P)}$.

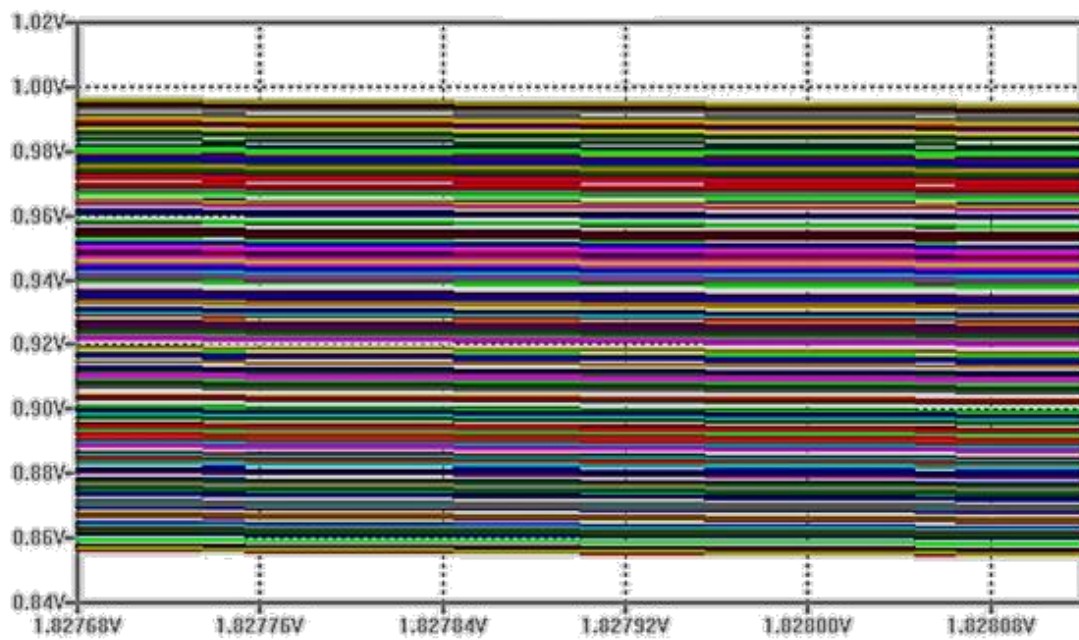


Figura 53: Visão ampliada da variação da saída V_{out} devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo P, $\pm 70\text{mV}$ de variação (Elaborada pelo autor).

7.2.2 Análise do transistor tipo N (FDS9934)

Variando-se a tensão de limiar do transistor tipo N em 5% têm-se as 200 curvas da Figura 54. Observa-se baixa variação na tensão de saída do circuito nesta simulação.



Figura 54: Variação da saída V_{out} devido à variação de 5% na tensão de limiar do transistor tipo N, em 200 simulações, pH 7 (Elaborada pelo autor).

Ampliando-se a resposta da Figura 54 tem-se as curvas da Figura 55 onde são observados $\pm 4\mu\text{V}$ de variação da tensão de saída, V_{out} , devido aos 5% de variação da tensão de limiar do transistor tipo N, $V_{th(N)}$.

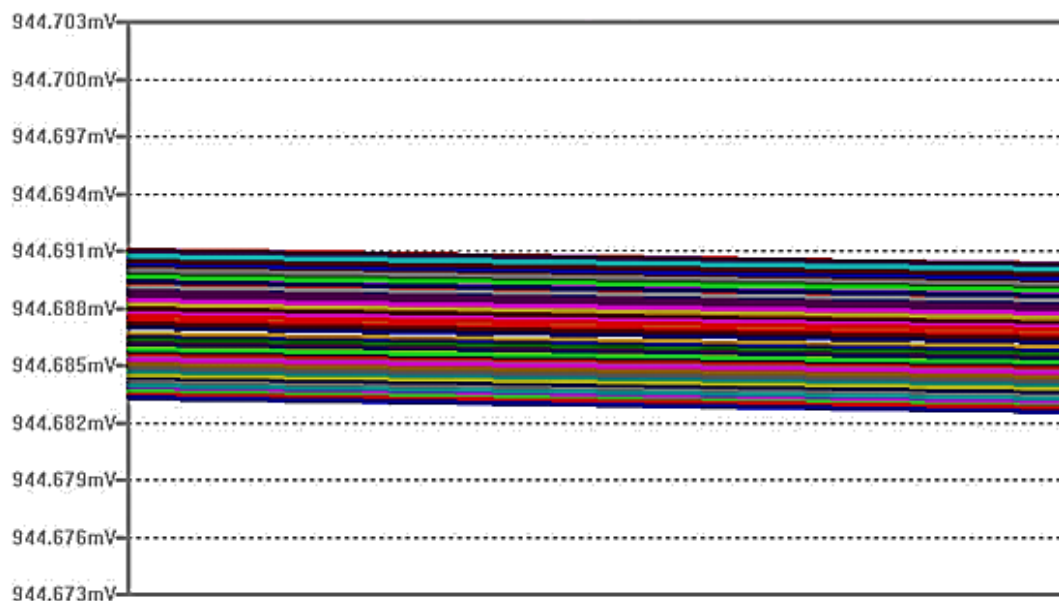


Figura 55: Visão ampliada da variação da saída V_{out} devido a variação da tensão de limiar do transistor tipo N, $\pm 4\mu\text{V}$ de variação (Elaborada pelo autor).

Ao conduzir as simulações de Monte Carlo, não foram observadas grandes disparidades nas respostas devido à aplicação dos transistores propostos, tanto o modelo da AMS quanto no circuito integrado FDS9934. Porém, o transistor tipo N do modelo FDS9934 apresentou um melhor resultado ao apresentar menor variação da resposta do circuito ao variar sua tensão de limiar. Sendo assim, os transistores a serem projetados ou escolhidos para aplicações práticas devem ser bem selecionados e testados antes de fechar o projeto do circuito.

8. COMPARATIVOS DE SENSIBILIDADE E LINEARIDADE

Na Figura 56 é mostrada a comparação das respostas de tensão de saída, V_{out} versus pH, entre todos os circuitos de leitura apresentados aqui, onde várias simulações foram realizadas para obter as melhores e comparáveis respostas. Todos os circuitos operando na região de saturação.

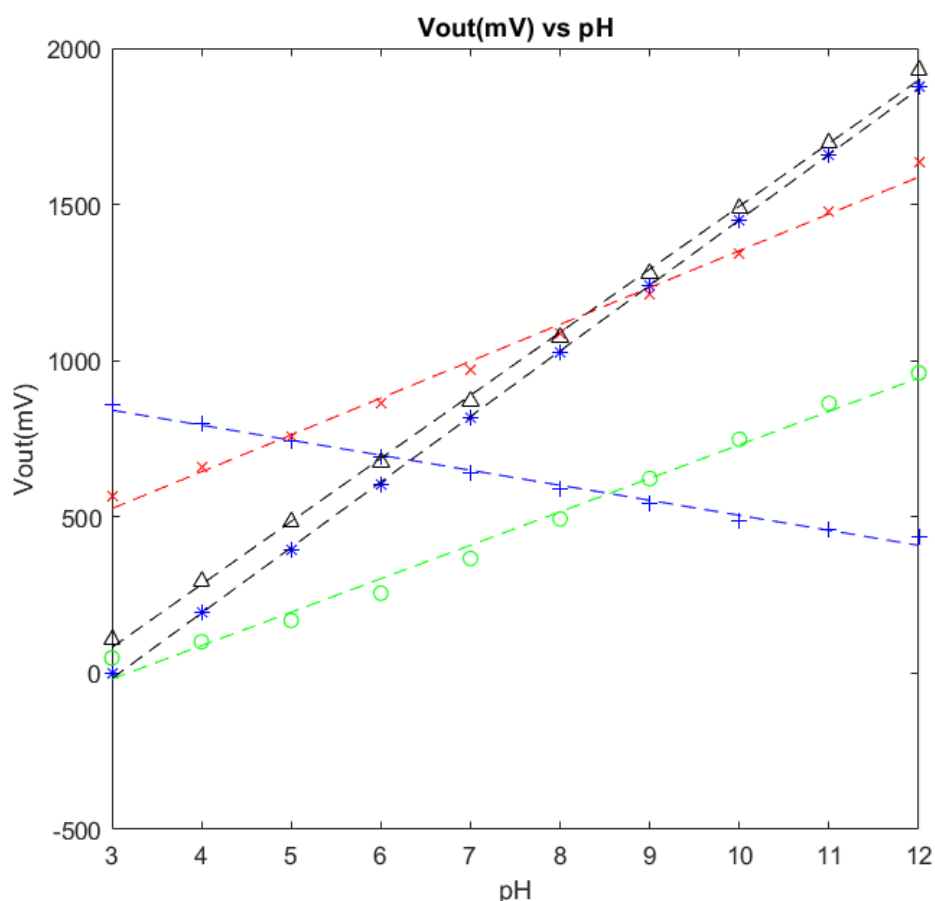


Figura 56: Respostas das simulações Transiente para todos os circuitos de leitura na faixa completa de pH 3 a 12, V_{out} x pH: a. Circuito tipo Ponte (cruz azul); b. Circuito AIS (bola verde); c. Circuito CIMP (x vermelho); d. Circuito proposto – versão integrada (triângulo preto); Circuito proposto – versão discreta (asterisco azul) (Elaborada pelo autor);

A Tabela 18 apresenta o comparativo de linearidade e sensibilidade entre os circuitos, inclusive as versões integrada e discreta do circuito proposto, para a leitura de pH na faixa de 3 a 12. Ela é o resultado das simulações e do gráfico apresentado na Figura 56.

Circuito	Linearidade	Sensibilidade (mV/pH)
BTR	0.9906	-48.087
AIS	0.9884	107.101
CIMP	0.9944	117.890
Proposto Integrado	0.9991	201.736
Proposto Discreto	0.9999	209.651

Tabela 18: Comparativo entre os circuitos clássicos e a topologia proposta nas duas versões para leitura de pH de faixa completa, 3 a 12 (Elaborada pelo autor).

Na Figura 57 é apresentado o gráfico de comparação da resposta de tensão de saída, V_{out} das versões integrada e discreta para leitura da faixa de pH de 3 a 7.

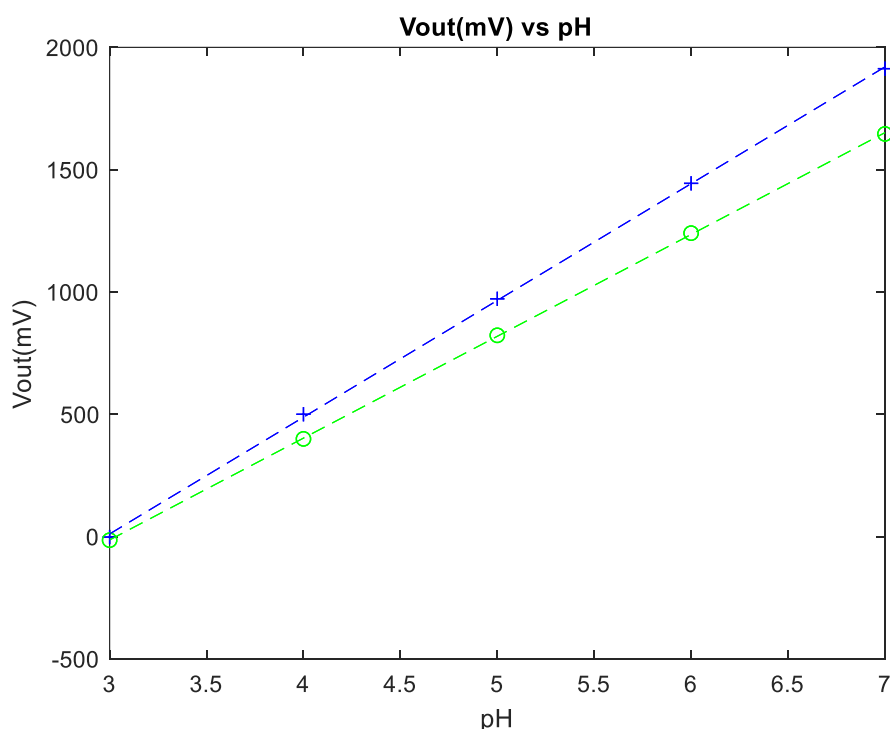


Figura 57: Leitura de pH na faixa 3 a 7. a. Circuito proposto – versão integrada (cruz azul); Circuito proposto – versão discreta (bola verde) (Elaborada pelo autor);

A Tabela 19 apresenta o comparativo de linearidade e sensibilidade do circuito proposto nas versões integrada e discreta, para a leitura da faixa de pH de 3 a 7. É o resultado do gráfico da Figura 57.

Leitura de Faixa de pH por faixas			
pH	Circuito	Linearidade	Sensibilidade (mV/pH)
3 a 7	Proposto Integrado	0.9998	480
	Proposto Discreto	1	400

Tabela 19: Comparativo entre as duas versões do circuito proposto para a faixa de pH 3 a 7 (Elaborada pelo autor).

Na Figura 58 é apresentado o gráfico de comparação da resposta de tensão de saída, V_{out} das versões integrada e discreta para leitura da faixa de pH de 6 a 10.

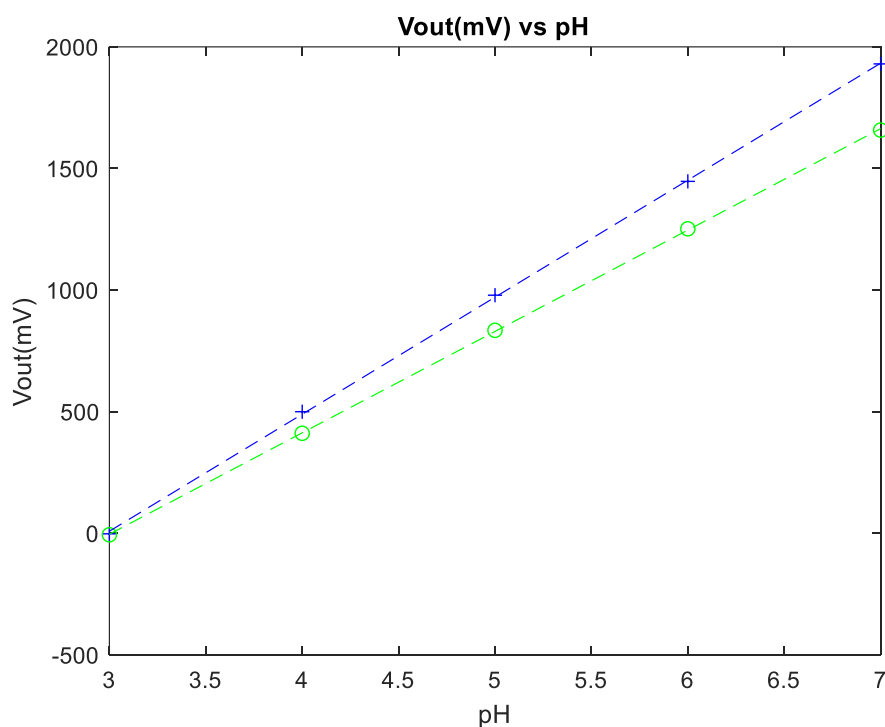


Figura 58: Leitura de pH na faixa 6 a 10. a. Circuito proposto – versão integrada (cruz azul); Circuito proposto – versão discreta (bola verde) (Elaborada pelo autor);

A Tabela 20 apresenta o comparativo de linearidade e sensibilidade do circuito proposto nas versões integrada e discreta, para a leitura da faixa de pH de 6 a 10. É o resultado do gráfico da Figura 58.

Leitura de Faixa de pH por faixas			
pH	Circuito	Linearidade	Sensibilidade (mV/pH)
6 a 10	Proposto Integrado	0.9998	480
	Proposto Discreto	1	400

Tabela 20: Comparativo entre as duas versões do circuito proposto para a faixa de pH 6 a 10 (Elaborada pelo autor).

Na Figura 59 é apresentado o gráfico de comparação da resposta de tensão de saída, V_{out} das versões integrada e discreta para leitura da faixa de pH de 8 a 12.

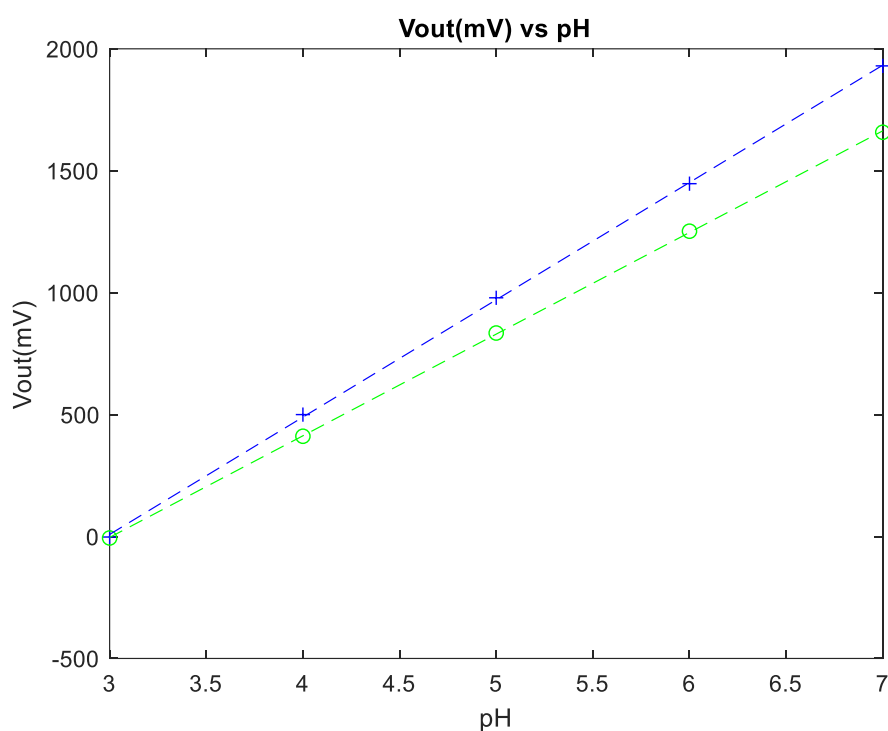


Figura 59: Leitura de pH na faixa 8 a 12. a. Circuito proposto – versão integrada (cruz azul); Circuito proposto – versão discreta (bola verde) (Elaborada pelo autor);

A Tabela 21 apresenta o comparativo de linearidade e sensibilidade do circuito proposto nas versões integrada e discreta, para a leitura da faixa de pH de 8 a 12. É o resultado do gráfico da Figura 59.

Leitura de Faixa de pH por faixas			
pH	Circuito	Linearidade	Sensibilidade (mV/pH)
8 a 12	Proposto Integrado	0.9998	480
	Proposto Discreto	1	400

Tabela 21: Comparativo entre as duas versões do circuito proposto para a faixa de pH 8 a 12 (Elaborada pelo autor).

Nesta seção foi mostrado o resultado comparativo entre alguns circuitos da literatura e o circuito proposto neste trabalho tanto na versão integrada quanto discreta. Também foi feito o comparativo entre as versões integrada e discreta para a aplicação alternativa de leitura por faixas de pH com sensibilidade aumentada. Conclui-se que o circuito apresenta boas possibilidades de ajustes de leitura e todas com alta linearidade.

CONCLUSÃO

Uma nova topologia de circuito de leitura de ISFET a pH possível de ser implementada tanto na versão integrada quanto na versão discreta foi apresentada neste trabalho.

É provado que o circuito nas duas versões tem comportamento bem similar, sendo possível realizar leituras de pH tanto na faixa completa de 3 a 12 quanto por faixas de pH intercaladas necessitando apenas poucos ajustes nos dimensionais (versão integrada) ou resistores (versão discreta) e tensões do Eletrodo de Referência.

A topologia na versão integrada resolve o problema do efeito de corpo o que facilita a sua aplicação em circuitos integrados.

Tal topologia se difere das clássicas principalmente na sensibilidade, linearidade e nas diferentes possibilidades de ajustes que fazem a topologia funcionar de diferentes formas, dependendo da aplicação requerida. E comparando-se a linearidade entre as duas versões, tem-se uma maior linearidade na versão discreta 0,9999 versus 0,9991 para a versão integrada.

A análise de ruído nos traz a informação de que a topologia também se comporta de modo satisfatório principalmente na versão integrada, pois a relação sinal-ruído não varia muito em toda a faixa de pH independentemente do valor da frequência se muito baixa ou aproximada de 1kHz. Já a versão discreta do circuito além de apresentar uma relação-sinal ruído mais baixa que a integrada, apresenta grande variação na mesma.

Uma das diferenças entre as versões integrada e discreta está no fato da tensão de ajuste, V_{Bias} , ser mais livre no caso da topologia integrada, podendo variar de 1 a 2Volts sem impactar tanto na resposta do circuito (causar não-linearidades, etc) e até aumentar levemente a sensibilidade do circuito.

Avaliando-se o consumo do circuito, tem-se que na versão integrada ao realizar leitura de faixa completa, o consumo é quatro vezes maior que se estivesse ajustado para leitura por faixas. Já na versão discreta, o consumo do circuito é aproximado do consumo da versão integrada ambos fazendo leitura de faixa completa, e 66% se fazendo leitura por faixas.

Em relação à sensibilidade à mudança de parâmetros, as simulações de Monte Carlos mostraram os seguintes resultados para o circuito na versão integrada: Variando-se em 5% a tensão de limiar do transistor tipo P, resulta em uma variação de tensão de saída de $\pm 44\text{mV}$ em torno do ponto médio em pH 7. Fazendo-se variar a tensão de limiar do transistor tipo N nota-se que o circuito tem uma variação ainda maior em sua saída, $\pm 75\text{mV}$. Sendo a sensibilidade do circuito 200mV aproximadamente, o transistor tipo N tem influência majoritária nessa análise, pois variando-se sua tensão de limiar, causa variação na saída em torno de um terço do valor da sensibilidade do circuito. E variações em 5% da tensão de limiar do transistor P causa uma variação de aproximadamente um quarto da sensibilidade do circuito.

E para a versão discreta (com a mesma sensibilidade): Variando-se em 5% a tensão de limiar do transistor tipo P, resulta em uma variação de tensão de saída de $\pm$

70mV em torno do ponto médio em pH 7. Fazendo-se variar a tensão de limiar do transistor tipo N nota-se que o circuito quase não sente variação em sua saída, apenas $\pm 4\mu\text{V}$. Assim, o transistor tipo P tem influência majoritária nessa análise, pois variando-se sua tensão de limiar, causa variação na saída em torno de um terço do valor da sensibilidade do circuito.

O projeto de circuitos de leitura de ISFET, em geral, demanda muito entendimento do projetista, onde vários parâmetros devem ser levados em conta, porém o presente trabalho veio facilitar o projeto de circuitos de leitura trazendo informações acerca do setup de vários circuitos de leitura e seus parâmetros. Inclusive, o projeto do circuito de leitura proposto aqui pode ser facilmente implementado uma vez que o seu comportamento pode ser previsto ao se fazer uso dos parâmetros G e da fonte V_{Bias} para ajuste de sua região de operação.

Um detalhe importante a ser levado em conta é que os transistores da topologia devem operar no mesmo regime que o ISFET, por exemplo, se o ISFET estiver polarizado na região de saturação, logo os transistores NMOS e PMOS devem seguir a mesma polarização, o mesmo se aplica quando o ISFET está polarizado na região linear. Para obter a melhor linearidade recomenda-se trabalhar na região de saturação para todos os circuitos apresentados neste trabalho.

PUBLICAÇÕES

Publicações resultates deste trabalho:

Oliveira de Castro, L. S., de Moraes Cruz, C. A., Cardoso, V. F., Furtado da Silva, L. L., Pelegrini, M. V., Marques, G. C., “Improved ISFET Readout Circuit: Characterization and Comparison”, *4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, São Paulo – SP, 2019. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8868582>.

TRABALHOS FUTUROS

Primeiramente, o circuito deve ser implementado na prática, tanto integrado quanto discreto, e então os seguintes estudos podem ser realizados:

- ❖ Fazer um estudo de compensação de temperatura na topologia proposta;
- ❖ Fazer um estudo de viabilidade à aplicação em matrizes de sensores;
- ❖ Fazer um estudo de compensação de ruído;
- ❖ Definir uma topologia de Amplificador Operacional que melhor se aplique na integração do circuito;
- ❖ Procurar aplicações bioquímicas para a topologia.

REFERÊNCIAS

- Bergveld, P. (2003). Thirty years of ISFETOLOGY: What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years. *Sensors and Actuators, B: Chemical*, 88(1), 1–20.
- Bergveld, P. (2003). *ISFET , Theory and Practice*. (October), 1–26.
- Yates, D. E., Levine, S., & Healy, T. W. (1973). Site-binding Model of the Electrical Double Layer at the Oxide / Water Interface. *Journal of the Chemical Society, Faraday Transactions 1: Physical Chemistry in Condensed Phases*, 1807-1818.
- Bousse, L., Bousse, L., De Rood, N. F., & Bergveld, P. (1983). Operation of Chemically Sensitive Field-Effect Sensors As a Function of the Insulator-Electrolyte Interface. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 30(10), 1263–1270.
- Sinha, S., Rathore, R., Sinha, S. K., Sharma, R., Mukhiya, R., & Khanna, V. K. (2014). Modeling and Simulation of ISFET Microsensor For Different Sensing Films. *ISSS International Conference on Smart Materials, Structures and Systems*, (July).
- Martinoia, S., & Massobrio, G. (2000). Behavioral macromodel of the ISFET in SPICE. *Sensors and Actuators, B: Chemical*, 62, 182–189.
- Waleed Shinwari, M., Jamal Deen, M., & Landheer, D. (2007). Study of the electrolyte-insulator-semiconductor field-effect transistor (EISFET) with applications in biosensor design. *Microelectronics Reliability*, 47, 2025–2057.
- Chung, W. Y., Lin, Y. T., Pijanowska, D. G., Yang, C. H., Wang, M. C., Krzyskow, A., & Torbicz, W. (2006). New ISFET interface circuit design with temperature compensation. *Microelectronics Journal*, 37(10), 1105–1114.
- Chung, W.-Y., G. Cruz, F. R., Yang, C.-H., He, F.-S., Liu, T.-T., Pijanowska, D. G., Torbicz, W., Grabiec, P. B., Jarosewicz, B. (2010). CMOS Readout Circuit Developments for Ion Sensitive Field Effect Transistor Based Sensor Applications. *Solid State Circuits Technologies*, (January), pp. 421-444.
- Jarmin, R., Khuan, L. E. E. Y., Hashim, H., Zahrin, A. B. U., & Sih, M. (2014). Simulation of ISFET Characteristics Using Constant Voltage Constant Current (CVCC) Readout Circuit Faculty of Electrical Engineering. *Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems, and Control*.
- Mardhiah, N. L., Khuan, L. Y., Jarmin, R. (2016). *LTSPICE IV Simulation of H + Ion FET. 1. International Journal of Chemistry and Chemical Engineering Systems*.

Furtado da Silva, Luciano Lourenço. (2018). *Modelo Elétrico Alternativo e Circuito de Condicionamento com Compensação do Efeito da Temperatura para Sensores ISFET sensíveis a pH*. Dissertação (Mestrado em Microeletrônica) – Dept. of Electron. & Comput., Univ. Fed. Do Amazonas, Manaus, Brazil.

Morgenshtein, A. (2003). *Design and Metodology of ISFET (Ion Sensitive Field Effect Transistor) Microsystems for Bio-Telemetry*. Israel Institute of Technology, Haifa, April.

Furtado da Silva, Luciano Lourenço, Silveira, Felipe, de Moraes Cruz, Carlos Augusto. (2017). *Active ISFET Sensor Readout Circuit*, 2nd International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), Fortaleza.

Texas Instruments, LM2904 Datasheet, Outubro de 2019. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2904.pdf> , acesso em 17/10/2019.

Baker, R. Jacob (2019). *“CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation”* (IEEE Press Series on Microelectronic Systems) 4th Edition.

Das, M. P., & Bhuyan, M. (2014). New ISFET interface circuits with noise reduction capability. *International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering, ICRAIE*.

De Moraes Cruz, C. A., De Lima Monteiro, D. W., Cotta, E. A., De Lucena, V. F., & Souza, A. K. P. (2014). FPN attenuation by reset-drain actuation in the linear-logarithmic active pixel sensor. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, (July).

ANEXOS

ANEXO 1 – MACROMODELO DO ISFET EM LTSpiceIV

***The complete HSPICE input file for an Si N -gate 3 4**

***ISFET**

.PARAM

+ k=1.38e-23 T=300 eps0=8.85e-12

+ Ka=15.8 Kb=63.1e-9 Kn=1e-10

+ Nsil=3.0e18 Nnit=2.0e18

+ Cbulk=0.1

***Beginning of the sub-circuit definition**

.SUBCKT ISFET 6 1 3 4 101

***drain ;ref.el; source; bulk; pH input;**

+ q=1.6e-19 NAv='6.023e23*1e3'

+ epsw=78.5 epsihp=32 epsohp=32

+ dihp=0.1n dohp=0.3n Cbulk=0.1

+ Eabs=4.7 Phim=4.7 Erel=0.200 Chieo=3e-3 Philj=1e-3

+ ET='q/(k*T)'

+ sq='sqrt(8*eps0*epsw*k*T)'

+ Cb='NAv*Cbulk'

+ KK='Ka*Kb'

+ Ch= '((eps0*epsihp*epsohp)/(epsohp*dihp+epsihp*dohp))'

+ Cd='(sq*ET*0.5)*sqrt(Cb)'

+ Ceq='1/(1/Cd+1/Ch)'

Eref 1 10 value={Eabs-Phim-Erel+Chieo+Philj}

Ceq 10 2 {1/(1/Cd+1/Ch)}

EP1 46 0 value={log(KK)+4.6*V(101)}

RP1 46 0 1G

EP2 23 0 value={log(Ka)+2.3*V(101)}

RP2 23 0 1G

EPH 2 10 value={ (q/Ceq)*(Nsil*((exp(-2*V(2,10)*ET)-exp(V(46)))/exp(-2*(V(2,10)*ET)+exp(V(23)))*exp(-1*V(2,10)*ET)+exp(V(46))))+Nnit*((exp(-1*V(2,10)*ET))/(exp(-1*V(2,10)*ET)+(Kn/Ka)*exp(V(23)))))}

RpH 101 0 1K

MIS 6 2 3 4 MISFET L=40u W=800u NRS=5 NRD=5

.MODEL MISFET NMOS LEVEL=2

+ VTO=7.99E-01 LAMBDA=7.59E-03 RSH=3.5E+01 TOX=86E-9

+ UO=6.53E+02 TPG=0

+ UEXP=7.64E-02 NSUB=3.27E+15 NFS=1.21E+11

+ NEFF=3.88 VMAX=5.35E+04 DELTA=1.47 LD=2.91E-06

+ UCRIT=7.97E+04 XJ=6.01E-09 CJ=4.44E-4 IS=1E-11

+ CJSW=5.15E-10 PHI=5.55E-01 GAMMA=9.95E-01

+ MJ=0.395 MJSW=0.242 PB=0.585

.ENDS ISFET

ANEXO 2 – VERSÃO INTEGRADA: Comandos e modelo de transistores utilizados para simulação de Monte Carlo no LTSpice IV

Diretiva de Simulação (DC Sweep):

```
.dc Vref 0 3.3 0.01
```

Ajuste da tolerância de +-5% da Tensão de Limiar – VTH0:

```
.param tol=0.05
```

Variação do parâmetro de tensão de Threshold dos transistores tipo N e tipo P:

O valor nominal do parâmetro de tensão de limiar para o transistor tipo N é igual **VTH0=0,4979V**. E para o transistor tipo P é igual a **VTH0 =-0,6915**.

****Modelos de transistors da AMS****

****Transistor NMOS****

.model MODN

```
**** Threshold voltage related model parameters ***
```

```
+K1 =5.0296e-01
```

```
+K2 =3.3985e-02 K3 =-1.136e+00 K3B =-4.399e-01
```

```
+NCH =2.611e+17 VTH0 = {mc(4.979e-01,tol)}
```

```
+VOFF =-8.925e-02 DVT0 =5.000e+01 DVT1 =1.039e+00
```

```
+DVT2 =-8.375e-03 KETA =2.032e-02
```

```
+PSCBE1 =3.518e+08 PSCBE2 =7.491e-05
```

```
+DVT0W =1.089e-01 DVT1W =6.671e+04 DVT2W =-1.352e-02
```

****Transistor PMOS****

.model MODP

```
**** Threshold voltage related model parameters ***
```

```
+K1 =5.9959e-01
```

```
+K2 =-6.038e-02 K3 =1.103e+01 K3B =-7.580e-01
```

```
+NCH =9.240e+16 VTH0 = {mc(-6.915e-01,tol)}
```

```
+VOFF =-1.170e-01 DVT0 =1.650e+00 DVT1 =3.868e-01
```

```
+DVT2 =1.659e-02 KETA =-1.440e-02
```

```
+PSCBE1 =5.000e+09 PSCBE2 =1.000e-04
```

```
+DVT0W =1.879e-01 DVT1W =7.335e+04 DVT2W =-6.312e-03
```

Quantidade de curvas aleatórias simuladas em torno da tolerância, para 200 simulações:

.step param X 0 19 1

ANEXO 3 - VERSÃO DISCRETA: Comandos e modelo de transistores utilizados para simulação de Monte Carlo no LTSpice IV

Diretiva de Simulação (DC Sweep):

.dc Vref 0 3.3 0.01

Ajuste da tolerância (+-5%) da Tensão de Limiar – Vto:

.param tol=0.05

Variação do parâmetro de tensão de Threshold dos transistores tipo N e tipo P:

******Modelos de transistores do CI FDS9934******

******Transistor NMOS******

.model FDS9934_N VDMOS(Rg=3 Vto={mc(1.2,tol)} Rd=14m Rs=10.5m Rb=18m Kp=40 Cgdmax=.3n Cgdmin=.1n Cgs=.7n Cjo=.15n Is=12p mfg=Fairchild Vds=20 Ron=35m Qg=6.2n)

******Transistor PMOS******

.model FDS9934_P VDMOS(pchan Rg=3 Vto={mc(-1.4,tol)} Rd=30m Rs=22.5m Rb=38m Kp=40 Cgdmax=.7n Cgdmin=.2n Cgs=.8n Cjo=.3n Is=18p mfg=Fairchild Vds=-20 Ron=75m Qg=9n)

Quantidade de curvas aleatórias simuladas em torno da tolerância, para 200 simulações:

.step param X 0 19 1