

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Ronaldo Martins da Ponte

**CIRCUITO CONDICIONADOR DE ULTRABAIXO CONSUMO
PARA SENSOR ISFET**

Florianópolis

2015

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Ronaldo Martins da Ponte

**CIRCUITO CONDICIONADOR DE ULTRABAIXO CONSUMO
PARA SENSOR ISFET**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa

Florianópolis

2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Ponte, Ronaldo Martins da
Circuito Condicionador de Ultrabaixo Consumo para
Sensor ISFET / Ronaldo Martins da Ponte ; orientador,
Fernando Rangel de Sousa - Florianópolis, SC, 2015.
169 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

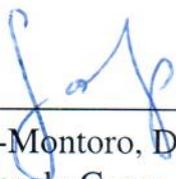
1. Engenharia Elétrica. 2. Instrumentação Eletrônica. 3.
Microeletrônica. 4. Semicondutores. 5. Sensor ISFET. I.
Rangel de Sousa, Fernando . II. Universidade Federal de
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

Ronaldo Martins da Ponte

**CIRCUITO CONDICIONADOR DE ULTRABAIXO CONSUMO
PARA SENSOR ISFET**

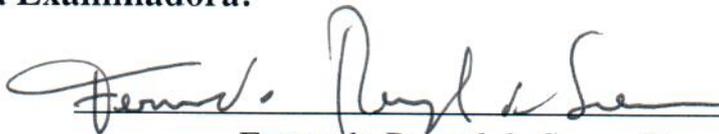
Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 20/02/2015.

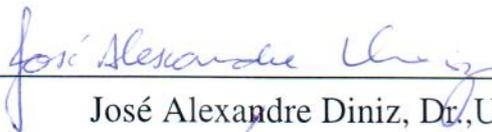


Carlos Galup-Montoro, Dr.
Coordenador do Curso

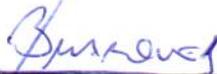
Banca Examinadora:



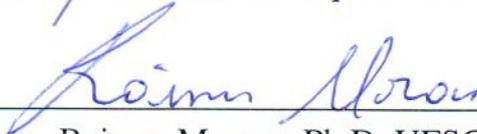
Fernando Rangel de Sousa, Dr.
Orientador



José Alexandre Diniz, Dr., Unicamp



Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D., UFSC



Raimes Moraes, Ph.D., UFSC

*Dedico este trabalho aos meus pais e à minha
irmã.*

*"A simplicidade é o último grau da
sofisticação"*

Leonardo da Vinci

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, Raimundo Nonato da Ponte e Rita Martins da Ponte, pela compreensão, amor e pelo grande apoio oferecido. Também gostaria de agradecer aos demais familiares pelo incentivo e torcida, em especial à minha irmã Ticiania Cintia Martins da Ponte. Faço um agradecimento especial ao Prof. Fernando Rangel de Sousa pela orientação, ensinamentos teóricos, práticos, filosóficos e de vida. Também gostaria de agradecê-lo pela paciência, apoio, confiança e amizade ao longo dos anos. Ainda agradeço ao membro da banca Prof. José Alexandre Diniz pelas valiosas contribuições neste projeto, aos sensores ISFETs fabricados pelo CCS, pelas aulas da Oficina de Microfabricação: Construção de CI's MOS e também pela amizade. Aos membros da banca Prof. Jefferson Luiz Brum Marques e Prof. Raimes Moraes pelas suas valiosas contribuições para o aperfeiçoamento deste trabalho. Gostaria de agradecer também ao Prof. Jair Fernandes de Souza, por fornecer uma amostra do sensor ISFET fabricada em seu doutorado e também pela sua grande ajuda técnica. Agradeço a Angélica Denardi de Barros pela fabricação de novas amostras de ISFET e pela ajuda técnica. Aos demais colegas do CCS pela ajuda e pela recepção durante a visita à Unicamp. Aos amigos do Grupo de Rádio Frequência da UFSC e também da DH-Flóripa pela ajuda técnica, discussões teóricas, práticas e também pelos cafés vespertinos e aos momentos de descontração. Agradeço à MOSIS pela fabricação do chip junto à IBM, ao CNPq pela bolsa de mestrado e ao INCT-NAMITEC pelo financiamento à viagem de Curitiba para apresentar o Workshop NAMITEC e ao financiamento para realizar a Oficina de Microfabricação oferecido pela Unicamp. Agradeço também ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC pelo financiamento para apresentação de trabalho em Brasília e aos professores pelos ensinamentos transmitidos. Por fim, aos servidores e funcionários da UFSC - em especial à Dona Marlene pela faxina.

RESUMO

Este trabalho apresentou o projeto, simulação e medição de dois circuitos condicionadores, empregando componentes discretos, para ISFET (Transistor de Efeito de Campo Sensível a Íons). O primeiro circuito condicionador desenvolvido foi o seguidor de fonte-e-dreno, em que a operação do ISFET em modo CVCC (Tensão Constante e Corrente Constante) permitiu a leitura do pH no terminal de fonte do ISFET com uma linearidade igual a 1, obtida pelo coeficiente de determinação R^2 . Os resultados experimentais indicaram uma faixa de variação de 1,404 V aplicando um potencial de referência de -0,290 V a 0,136 V e uma responsividade igual a 3,3 V/V.

O segundo circuito condicionador apresentado, denominado neste trabalho por pHCO, foi desenvolvido como alternativa ao condicionamento do sinal do elemento sensor via medição da frequência de pulsos na saída do circuito. Neste caso, a informação do pH está representada digitalmente e codificada no domínio do tempo. Isto eliminou o uso de ADCs no projeto, reduzindo o consumo elétrico geral e minimizando a instrumentação do circuito condicionador. Ademais, a representação digital efetuada diretamente pelo circuito condicionador proporciona uma maior integridade da informação, melhor interfaceamento com blocos digitais além de permitir que a informação seja processada remotamente por um dispositivo microcontrolador. Os resultados experimentais obtidos com este circuito indicaram uma faixa de variação igual a 9 kHz, um coeficiente de determinação R^2 igual a 0,993 e uma responsividade igual a 9 kHz/pH.

Complementarmente, uma versão integrada do circuito condicionador pHCO foi projetada em tecnologia IBM 0,18 μm , utilizando sete níveis de metal e modelo de transistor BSIM3v3. Os resultados de simulação mostraram que o circuito condicionador integrado consome apenas 114 μW de potência elétrica e é competitivo com demais trabalhos de relevância da área. A motivação deste trabalho e do projeto do circuito condicionador integrado está relacionada na medição da glicemia para diagnóstico e tratamento da diabetes melito via redes corporais sem fio (WBANs).

Palavras-chave: ISFET, Sensor de pH, circuito condicionador, circuito de leitura, pHCO, glicemia, WBAN.

ABSTRACT

This work presented the design, the simulation and the measurement of two conditioning circuits for the sensor ISFET (Ion Sensitive Field Effect Transistor). The first conditioning circuit designed was based in the so-called source-drain follower configuration. The experimental results indicated a coefficient of determination R^2 equal to 1 measured in a span equal to 1.404 V. The voltage range applied to the reference potential was varied from -0.290 V to 0.136 V and the sensitivity obtained was equal to 3.3 V/V.

The second conditioning circuit, called in this work by pHCO, converts the pH input in a digital output representation whose information is encoded in the frequency domain. This approach has enabled the minimization of the analog front-end instrumentation providing reduction of the overall power consumption. Furthermore, the digital output representation provides better information integrity rather than interfacing with digital blocks. The experimental results obtained with this circuit showed a span equal to 9 kHz, a coefficient of determination R^2 equal to 0.993 and a sensitivity equal to 9 kHz/pH.

In addition, an integrated version of the pHCO conditioning circuit was designed in the IBM 0.18 μm technology, using seven metal layers and the BSIM3v3 transistor model. The simulation results showed that the circuit uses only 114 μW of electric power and is competitive with other relevant works in the area. The motivation of this work and the design of the integrated conditioning circuit is related to the treatment of *diabetes mellitus* via wireless body area networks (WBANs).

Keywords: ISFET, pH sensor, conditioning circuit, pHCO, WBAN.

LISTA DE FIGURAS

1	Exemplo típico de uma rede WBAN detalhando a arquitetura dos nós independentes.	32
2	Representação esquemática de um ISFET com eletrodo de referência de Ag/AgCl.	40
3	Macromodelo do ISFET	50
4	Modelo esquemático da interface semiconductor/eletrólito e a camada de Helmholtz	51
5	Resultado de simulação do estágio eletroquímico do modelo comportamental descrito em Verilog-A.	52
6	Canto superior esquerdo: fotografia do chip encapsulado fornecido pelo CCS. Canto inferior esquerdo: matriz de ISFETs (3x19) vista do microscópio óptico. Canto inferior direito: detalhe do elemento sensor da matriz. Canto superior direito: diagrama de solda do chip	54
7	Arranjo da montagem experimental para caracterização DC do ISFET.	55
8	Fotografia da montagem experimental para caracterização do ISFET.	56
9	Resultados da curva característica I_D vs V_{DS} do macromodelo para o regime de inversão forte	57
10	Seguidor de Fonte	59
11	Seguidor de fonte-e-dreno	60
12	Diagrama em blocos do princípio de eliminação de ruído pela rejeição em modo comum.	61
15	Ponte de Wheatstone	65
16	ISFET como transistor de passagem	66
17	Modulador de largura de pulso	68
18	Representação simplificada do circuito de leitura operando o ISFET na região de saturação	69
19	Circuito Célula de Hidrogênio - HCell	70
20	Circuito condicionador com tensão fixada para ISFET	71
21	Célula de Gilbert química baseada em ISFET	72
22	Circuito para compensação do efeito de deriva do ISFET	72
23	Circuito de leitura com redução do ruído	74
24	Amostra de ISFET utilizada nos circuitos condicionadores propostos	77
25	Circuito discreto seguidor de fonte-e-dreno	78

26	Resultados de simulação e experimentais do seguidor de fonte-e-dreno	81
27	Fotografia da bancada de medição do circuito seguidor de fonte-e-dreno	84
28	Conceito do condicionamento do pH pela modulação em frequência de pulso (PFM)	86
29	Representação conceitual do circuito condicionador integrado: pHCO	87
31	Curva que descreve a relação linear entre a tensão V_L com o pH.	90
32	Oscilador em anel de N estágios. Em detalhe, o inversor CMOS da célula de atraso e seu modelo de pequenos sinais simplificado correspondente.	91
34	Modelo de pequenos sinais para uma célula de atraso do circuito pHCO	94
36	Configuração do CI - CD4007 - pinagem. Figura retirada do manual de dados do componente.	97
38	Fotografia da bancada de medição do circuito pHCO	102
39	Fluxograma que descreve o procedimento adotado no projeto do circuito condicionador pHCO	103
41	Curva de transferência do inversor CMOS sem o ISFET	107
42	Curva de transferência do inversor CMOS com o ISFET para os pHs 1, 7 e 14	108
45	Representação no domínio do tempo do sinal de saída para pH 4, pH 7 e pH 10	113
46	Esquemático detalhado do circuito condicionador pHCO	114
57	Modelo dos sítios de ligação	143
58	Circuito utilizado para extração de parâmetros do ISFET.	151
59	Extração da tensão de limiar (V_{T0}), corrente específica I_S e da razão da transcondutância de porta pela corrente de dreno máxima g_m/I_D	152
60	Matriz A: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ para $V_G = 0,6$ V até 2,0 V.	153
61	Matriz B: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ para $V_G = 0,6$ V até 2,0 V.	153
62	Matriz C: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ para $V_G = 0,6$ V até 2,0 V.	154
64	Extração da tensão de limiar (V_{T0}), corrente específica I_S e da razão da transcondutância de porta pela corrente de dreno máxima g_m/I_D	156

65	Curvas de transferência I_D x V_{DS} utilizando a matriz dos terminais 1 e 5 do chip	157
66	Curvas de transferência I_D x V_{GS} utilizando a matriz dos terminais 1 e 5 do chip	157
67	Curvas de transferência I_D x V_{DS} utilizando a matriz dos terminais 1 e 16 do chip	158
68	Layout completo do chip enviado à fabricação pela MOSIS. O circuito condicionador pHCO projetado está localizado no canto inferior esquerdo.	159
69	Layout do condicionador integrado pHCO denotando a função de cada PAD. O detalhe apresentado na moldura em vermelho é a proteção ESD.	160
70	Detalhe dos blocos utilizados no layout do pHCO: oscilador, capacitor de desacoplamento DC e <i>buffers</i>	161
71	Modelo de pequenos sinais para uma célula de atraso do circuito pHCO	163

LISTA DE TABELAS

1	Características de trabalhos recentes sobre circuitos condicionadores para ISFET	36
2	Resumo dos principais parâmetros obtidos com a caracterização do ISFET	55
3	Lote de ISFETs utilizados nos circuitos condicionadores propostos	76
4	Resumo dos principais parâmetros obtidos com a caracterização do ISFET	76
5	Comparação entre os resultados de simulação e experimentais do seguidor de fonte-e-dreno	83
6	Valores de resistência empregados	83
7	Estimativa de consumo do seguidor de fonte-e-dreno discreto.	85
8	Valores dos parâmetros de pequenos sinais do circuito condicionador obtidos na simulação de parâmetros S.	96
9	Resultados experimentais obtidos com a metodologia 1: água deionizada e varredura do potencial do eletrodo de referência.	98
10	Resumo dos principais parâmetros obtidos com os resultados experimentais da metodologia 1.	99
11	Caracterização dos componentes utilizados da tecnologia IBM 0,18 μm .	104
12	Razões de aspecto obtidas para o transistor nfet e o pfet via simulação	106
13	Valores utilizados nos componentes do circuito.	113
14	Resultados da frequência de oscilação, potência estática, potência dinâmica e potência total nos cantos (<i>corners</i>).	118
15	Resumo dos resultados obtidos com o circuito condicionador pHCO integrado utilizando o ISFET A.	120
16	Resultados da frequência de oscilação, potência estática, potência dinâmica e potência total nos cantos (<i>corners</i>).	123
17	Resumo dos resultados obtidos com o circuito condicionador pHCO integrado utilizando o ISFET B.	125
18	Resumo dos resultados experimentais preliminares do chip sem o sensor ISFET	127
19	Comparativo de trabalhos recentes e de relevância em circuitos de leitura do ISFET com este trabalho	130
20	Comparativo de trabalhos recentes e de relevância em circuitos de leitura do ISFET com este trabalho	131

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital.
AFE	Estágio Analógico de Entrada, do inglês, <i>Analog Front-end</i> .
BFDSF	Seguidor de Fonte-e-Dreno tipo Ponte Flutuante (<i>Bridge-type Floating Drain-Source Follower</i>).
CCS	Centro de Componentes Semicondutores.
CHEMFET	Transistor de Efeito de Campo Sensibilizado Quimicamente (<i>Chemically sensitized Field Effect Transistor</i>).
CIMP	Par complementar realimentado ISFET-MOSFET.
CMOS	Metal-Óxido-Semicondutor Complementar.
CMRR	Rejeição ao sinal de modo comum.
CTAT	Complementar à Temperatura Absoluta (<i>Complementar to Absolute Temperature</i>).
CVCC	Tensão-Constante, Corrente-Constante (<i>Constant-Voltage Constant-Current</i>).
DSP	Processador Digital de Sinais.
ECG	Eletrocardiograma.
EEG	Eletroencefalograma.
EMG	Eletromiograma.
GRF	Grupo de Pesquisas em Radiofrequência.
INCT NAMITEC	Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia de Sistemas Micro e Nanoeletrônicos.
ISFET	Transistor de Efeito de Campo Sensível a Íons (<i>Ion-sensitive Field Effect Transistor</i>).
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>).
OP-AMP	(Amplificador Operacional.
PFM	Modulação por Frequência de Pulsos.
pH	Potencial Hidrogeniônico.
PSD	Densidade de Potência Espectral.
REFET	Transistor de Efeito de Campo de Referência <i>Reference Field-Effect-Transistor</i> .
SMU	Source-Measurement Unit.
SoC	Sistema-em-um-chip, do inglês, <i>System-on-a-chip</i> .
SPICE	do inglês, <i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i> .
WBANs	Redes Corporais Sem Fio.

LISTA DE SÍMBOLOS

Q_B	Carga de depleção no substrato
ϕ_F	Potencial de Fermi
ϕ_M	Função trabalho do contato de porta
ϕ_{Si}	Função trabalho do silício
Q_{ss}	Densidade de estado de superfície na superfície do silício
Q_{ox}	Carga fixa no óxido
V_{chem}	Potenciais químicos da tensão de banda plana
γ	Potenciais químicos independentes do pH
S_N	Potencial Nernstiano
ϵ_{IHP}	Permissividade interna do plano de Helmholtz
ϵ_{OHP}	Permissividade externa do plano de Helmholtz
d_{IHP}	Distância entre o plano de Helmholtz interno para a superfície do ISFET
d_{OHP}	Distância entre o plano de Helmholtz externo para a superfície do ISFET
ϵ_w	Permissividade do eletrólito
n^0	Concentração de íons no eletrólito
q	Constante da carga elétrica
ϕ_t	Tensão térmica
C_{eq}	Capacitância série equivalente do model
N_{sil}	Densidade de superfície dos sítios silanol
N_{niu}	Densidade de superfície dos sítios amina
$f_a(\varphi_{eo}, pH)$	Função que descreve a dependência não-linear de φ_{eo} e o pH
$f_b(\varphi_{eo}, pH)$	Função que descreve a dependência não-linear de φ_{eo} e o pH
i_f	Nível de inversão
N_s	Número fixo de sítios na superfície do óxido
$a_{H_s}^2$	Atividade dos prótons na interface óxido-eletrólito
K_a	Constante de dissociação intrínsecas dos sítios de ligação
K_b	Constante de dissociação intrínsecas dos sítios de ligação
α	Parâmetro que varia entre 0 e 1 e relaciona a degradação da responsividade do ISFET em relação à responsividade ideal Nernstiana

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	31
1.1 ESTADO DA ARTE DE CIRCUITOS CONDICIONADORES ..	33
1.2 ESCOPO DESTE TRABALHO	37
1.3 ORGANIZAÇÃO DESTE TRABALHO.....	37
2 SENSORES ELETROQUÍMICOS	39
2.1 ISFET.....	39
2.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.....	41
2.2.1 MOSFET	41
2.2.2 ISFET	42
2.3 RESPONSABILIDADE AOS REGIMES DE OPERAÇÃO	43
2.3.1 Região Linear e Inversão Forte	43
2.3.2 Região de Saturação e Inversão Forte	44
2.3.3 Região Linear e Inversão Fraca	45
2.3.4 Região de Saturação e Inversão Fraca	45
2.4 NÃO-IDEALIDADES DO ISFET	46
2.4.1 Dependência com a Temperatura	46
2.4.2 Ruído 1/f	48
2.5 MODELO COMPORTAMENTAL DO ISFET	49
2.5.1 Macromodelo Comportamental do ISFET	49
2.5.2 Macromodelo descrito em Verilog-A	51
2.5.3 Caracterização do dispositivo utilizando o modelo ACM ..	52
2.5.4 Resultados do Macromodelo	54
2.5.5 Conclusões do Capítulo	57
3 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO PARA ISFET	59
3.1 SEGUIDOR DE FONTE	59
3.2 SEGUIDOR DE FONTE-E-DRENO	60
3.3 PAR DIFERENCIAL ISFET-MOSFET E ISFET-REFET	61
3.4 PAR COMPLEMENTAR REALIMENTADO ISFET-MOSFET ..	63
3.4.1 Saturação	64
3.4.2 Linear	64
3.5 OPERAÇÃO EM PONTE DE <i>WHEATSTONE</i>	65
3.6 ISFET OPERANDO COMO TRANSISTOR DE PASSAGEM ..	66
3.7 CIRCUITO DE LEITURA MÍNIMO BASEADO EM MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO	67
3.8 ISFET OPERANDO NA REGIÃO DE SATURAÇÃO	67
3.9 TOPOLOGIAS QUE EMPREGAM O PRINCÍPIO TRANSLI- NEAR	68

3.10 OUTRAS TOPOLOGIAS	71
3.10.1 Redução do efeito de deriva	71
3.10.2 Redução do ruído	73
3.11 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	73
4 CONDICIONADORES PROPOSTOS	75
4.1 ISFET UTILIZADO NOS CIRCUITOS CONDICIONADORES DISCRETOS PROPOSTOS	75
4.2 CIRCUITOS CONDICIONADORES DISCRETOS	77
4.2.1 Seguidor de Fonte-e-Dreno	77
4.2.1.1 Resultados de simulação e experimentais	79
4.2.2 Circuito condicionador pHCO	85
4.2.3 Análise do Circuito Condicionador pHCO	86
4.2.3.1 Polarização do Circuito pHCO via Realimentação Negativa	88
4.2.3.2 Oscilador em anel	90
4.2.4 Resultados de Medição do pHCO - Versão Discreta	97
4.3 CIRCUITO CONDICIONADOR INTEGRADO	101
4.3.1 Síntese do Circuito Condicionador Integrado	101
4.3.1.1 Metodologia g_m/I_D	104
4.3.1.2 Número de estágios do oscilador	108
4.3.1.3 Projeto do Primeiro Buffer e Seleção de C_0	109
4.3.1.4 Projeto do Segundo Buffer	112
4.3.2 Resultados de Simulação do Circuito Condicionador pHCO integrado	115
4.3.2.1 Resultados de simulação - ISFET A	115
4.3.2.2 Resultados de Monte Carlo para ISFET A	117
4.3.2.3 Resultados de simulação - ISFET B	120
4.3.2.4 Resultados de Monte Carlo para ISFET B	123
4.3.2.5 Layout do chip	125
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES DO CHIP FABRICADO	126
4.5 COMPARATIVO DOS RESULTADOS COM TRABALHOS NO ESTADO DA ARTE	128
4.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	132
5 CONCLUSÕES DO TRABALHO	133
5.1 CONCLUSÕES	133
5.2 TRABALHOS FUTUROS	135
Referências bibliográficas	142
Anexo A – Estágio Eletroquímico do Macromodelo	143
A.1 TEORIA DOS SÍTIOS DE LIGAÇÃO	143

Anexo B – Código em Verilog-A	147
B.1 ESTÁGIO ELETROQUÍMICO	147
B.2 ESTÁGIO ELETRÔNICO	149
Anexo C – Extração de Parâmetros pelo Modelo ACM	151
C.1 MÉTODO DE EXTRAÇÃO DA TENSÃO DE LIMIAR (V_{TO}) E DA CORRENTE ESPECÍFICA (I_S) DO TRANSISTOR.....	151
C.1.1 Caracterização do ISFET utilizado no Macromodelo	151
C.1.2 Caracterização do ISFET utilizado nos condicionadores propostos	155
Anexo D – Layout do condicionador integrado pHCO	159
Anexo E – Desenvolvimento da equação 58	163
E.0.3 Obtenção da função de transferência $v_o(s)/v_i(s)$	163
Anexo F – Expressão do Ganho em Malha Fechada do Primeiro Buffer	167
Anexo G – Responsividade de V_{out} em relação às correntes de polarização I_{BIAS1} e I_{BIAS2} no circuito seguidor de fonte-e- dreno	169

1 INTRODUÇÃO

Segundo dados levantados em 2013 pela Federação Internacional de Diabetes [1], cerca de 382 milhões de pessoas sofrem de *diabetes mellitus* no mundo. A previsão é que esse número aumente para aproximadamente 600 milhões de pessoas em 2035. O Brasil, por exemplo, possui cerca de 11,9 milhões de pessoas entre 20 e 75 anos com esta doença, o que o posiciona como o quarto país com mais diabéticos no mundo. Em 2013, 5,1 milhões de pessoas no mundo morreram devido a diabetes melito e a cada seis segundos uma pessoa morre por sua causa.

Apesar dos investimentos em pesquisa e em seu combate, a diabetes melito é uma das dez maiores causas de morte no mundo. Deve-se isso, principalmente, porque a diabetes não apresenta sintomas claros ao paciente - o que faz com que a sua manifestação não seja facilmente percebida e, conseqüentemente, seu diagnóstico seja realizado tardiamente.

Uma proposta para auxiliar o seu diagnóstico e permitir um melhor acompanhamento do quadro evolutivo do paciente pode ser realizado por meio das redes corporais sem fio (WBANs). Este é o tema de pesquisa no qual o Grupo de Pesquisas em Radiofrequência (GRF) da UFSC encontra-se inserido, assim como parte da produção deste trabalho.

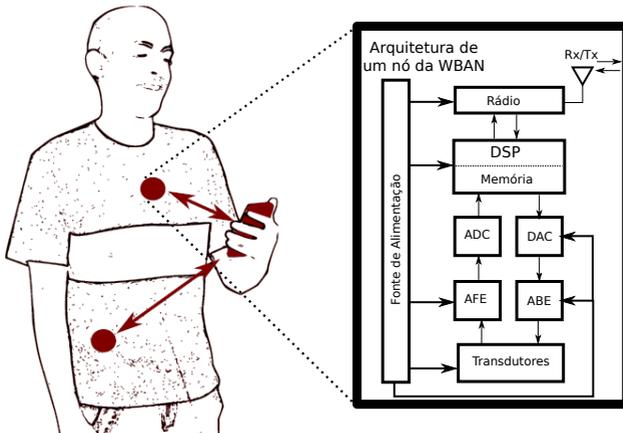
As WBANs são redes de comunicação sem-fios com operação limitada em até 1 metro de distância e empregadas para conectar nós independentes (contendo transdutores) implantados no corpo humano, aplicados sobre a pele ou costurados em um tecido vestível, de forma que seja possível a monitoração remota de sinais vitais do paciente, tais como: temperatura, glicemia, taxa de batimentos cardíacos, atividade elétrica do coração, atividade elétrica do cérebro, entre outros [2, 3]. A Figura 1 exemplifica uma WBAN com os principais blocos contidos na arquitetura de seus nós sensores.

O bloco transdutor ilustrado na Figura 1 contém elementos sensores e atuadores: estes são responsáveis por converter um sinal elétrico em um estímulo (por exemplo, bomba para liberação de insulina), enquanto que aqueles são responsáveis por converter uma quantidade física (por exemplo, glicose) em um sinal elétrico correspondente [2, 4].

Usualmente, a informação proveniente do elemento sensor é eletricamente fraca ¹ e, por isso, precisa primeiramente ser condicionada no estágio analógico de entrada (AFE) antes de ser encaminhada aos blocos subsequentes. Condicionar um sinal significa realizar uma manipulação ou conjunto

¹Possui baixa amplitude/potência

Figura 1: Exemplo típico de uma rede WBAN detalhando a arquitetura dos nós independentes.



Fonte: Elaborada pelo autor

de processamentos ainda no domínio analógico, de modo que o sinal possa ser devidamente acomodado e entregue ao estágio seguinte de acordo com as exigências mínimas de amplitude, frequência, linearidade e ruído, entre outras especificações [4].

Uma vez condicionado, o sinal poderá seguir à etapa de conversão analógico-digital (ADC) para ser manipulado pelo processador digital de sinais (DSP). Em seguida, a informação poderá ser entregue ao bloco rádio de modo que seja possível verificar remotamente a glicemia² do paciente através de um dispositivo portátil localizado nas proximidades [2].

O condicionamento do sinal é uma etapa importante no sistema de medição pois, além de processar sinais elétricos com baixa potência, possui a função de reduzir o ruído total do sistema, melhorar a estabilidade em relação à temperatura, prover o ganho mínimo necessário ao sinal, dentre vários outros aspectos relacionados ao tratamento, manipulação e processamento analógico do sinal [4].

²Concentração de glicose no sangue.

1.1 ESTADO DA ARTE DE CIRCUITOS CONDICIONADORES

Um circuito de condicionamento (ou condicionador) bem conhecido e amplamente empregado nas mais diversas aplicações é o amplificador de instrumentação (IA). Este amplificador é caracterizado por uma alta rejeição ao sinal de modo comum (CMRR), o que o torna atrativo às aplicações de sensoriamento de sinais biopotenciais, tais como: o eletrocardiograma (ECG), o eletroencefalograma (EEG), o eletromiograma (EMG), dentre outros. O trabalho em [5] utilizou em seu circuito condicionador um amplificador de instrumentação discreto (AD620), possuindo alto valor de CMRR, com o objetivo de melhorar a captação de sinais biopotenciais. Os resultados experimentais obtidos denotaram um erro médio percentual aproximadamente igual a 5,71 %.

O trabalho em [6] apresentou um circuito condicionador, utilizando componentes discretos, para sensores resistivos baseado em um oscilador de relaxação. Ambos o ciclo de trabalho e a frequência do sinal de saída carregam a informação proveniente de um par de sensores distintos. A frequência do sinal é controlada pelo desbalanceamento de uma ponte de Wheatstone, enquanto que o ciclo de trabalho é independentemente controlado por um segundo sensor.

Para realizar a etapa de condicionamento no contexto da monitoração da glicemia, existem vários circuitos condicionadores projetados para atender às especificações de sensores com tecnologias distintas, como por exemplo: sensor amperométrico utilizando tecnologia de filme fino, sensor fluorométrico de fibra óptica baseada na medição de oxigênio, sensor de glicose empregando espectroscopia de infravermelho, entre outros [7, 8]. Todavia, a maioria dos sensores baseados nas tecnologias supracitadas requer o uso de uma área física que, às vezes, não está disponível ao emprego em um nó sensor da WBAN, por exemplo. Por isso, um grande número de trabalhos utilizam o sensor eletroquímico ISFET como plataforma para sensoriamento dos níveis de glicose. Este sensor é fabricado sob a plataforma MOSFET o que permite a sua compatibilidade com a tecnologia CMOS proporcionando, dessa forma, soluções escalonáveis e integráveis [9].

Em sua forma nativa, o ISFET é fabricado com uma camada contendo um filme sensível a íons, no lugar do contato de porta, para detectar níveis de pH em uma determinada espécie química. Contudo, a versatilidade deste sensor permite funcionalizá-lo para a medição de uma série de biomoléculas presentes em nosso corpo, tais como: glicose, uréia, neurotransmissores e, recentemente, permitindo o sequenciamento de longas cadeias de DNA para

previsão de doenças congênitas [9].

Como exemplo de aplicação do ISFET na detecção de níveis de pH, o trabalho em [10] apresenta um sistema-em-um-chip SoC sem-fio voltado para detecção e transmissão da informação do pH no interior do tubo digestivo humano. O circuito de condicionamento empregado neste trabalho é uma pequena variação de um outro condicionador conhecido: o seguidor de fonte-dreno [11]. Este circuito utiliza fontes de corrente para polarizar o sensor em um ponto de operação fixo e seguidores unitários para rastrear as variações de pH no terminal de fonte do sensor e realimentar um novo potencial no terminal de dreno do sensor, forçando assim, uma polarização V_{DS} sempre constante. Além do circuito de condicionamento, o SoC é composto também por uma unidade de controle digital, um transceptor de RF e uma unidade gerenciadora de potência. Por isso, as informações medidas no tubo digestivo podem ser lidas remotamente por um dispositivo portátil de leitura. Ademais, o SoC completo é suficientemente pequeno para ser ingerido e poder passar pelo tubo digestivo sem maiores esforços.

Em [12], um sistema de instrumentação integrado foi projetado em tecnologia CMOS $0,18 \mu\text{m}$ para computar a média da tensão de limiar de um conjunto de 64 ISFETs empregando uma realimentação negativa global de corrente. Como consequência, o sistema não precisa aplicar uma tensão de referência ou corrente para configurar o modulador sigma-delta, porque o sinal interno é convertido e processado no domínio da frequência. O chip opera em 3,3 V para os blocos analógicos e 1,8 V para os blocos digitais. A área do chip final foi de $2,6 \text{ mm}^2$, com um consumo estático total de $80 \mu\text{W}$ e uma resolução de 8 bits.

Os trabalhos em [13] e [14] propuseram uma solução a pacientes que possuem uma determinada disfunção em um conjunto de células do pâncreas denominada células beta. Estas células são capazes de emitir um padrão de atividade elétrica (semelhante ao observado em neurônios) para estimular o pâncreas a produzir insulina, de acordo com a concentração de glicose medida. Baseado neste conceito, criou-se um circuito neuromórfico capaz de condicionar o sinal de um ISFET funcionalizado para medir concentrações de glicose. Este circuito foi capaz de reproduzir os mesmos padrões de atividade elétrica (*spikes*) requerida para uma determinada concentração de glicose. Assim, foi possível recuperar a homeostase ³ glicêmica de pacientes com esta disfunção por meio de um chip implantado no pâncreas que repro-

³Propriedade de um sistema regular o seu ambiente interno de modo a manter uma condição estável mediante múltiplos ajustes de equilíbrio dinâmico controlados por mecanismos de regulação inter-relacionados.

duz com fidelidade os padrões de atividade elétrica das células beta.

Em linha semelhante ao trabalho anterior, o projeto em [15] reproduziu um circuito condicionador bio-inspirado a fim de mimetizar sinapses químicas para detectar o neurotransmissor glutamato. Para isso, o ISFET foi funcionalizado com a enzima glutamato oxidase e o circuito condicionador implementado foi baseado na teoria de circuitos translineares para permitir a compensação⁴ do sinal. A potência total obtida pelo circuito foi de 163,8 μW , em uma área de 3 mm^2 , utilizando tecnologia CMOS 0,35- μm da AMS. A aplicação do trabalho está relacionada a pacientes que sofrem com dor e perda de movimentos do corpo devido à injúria na espinha dorsal.

Recentemente, aplicações envolvendo sequenciamento de longas cadeias de DNA e medição de variações genéticas de polimorfismo de nucleotídeo único (SNP) têm sido empregadas utilizando o ISFET como elemento sensor. Em [16], a quantização do pH foi realizada através de um circuito condicionador que converte o pH em uma representação no domínio do tempo. Em seguida, o sinal representado no domínio do tempo foi convertido para uma representação digital correspondente (TDC). Isso foi possível através de uma modificação na implementação da interface do sensor consistindo de um par complementar com porta flutuante. Esta proposta propiciou uma grande redução do AFE necessário para condicionar o sinal. O chip foi fabricado em tecnologia padrão CMOS 0,18 μm , com área total de 0,036 mm^2 , utilizou um conversor *flash* para representação digital do sinal e um consumo total de 230 μW . Apesar dos resultados, um inconveniente que surge com a modificação na interface do sensor é um maior acúmulo de cargas armadilhadas em sua camada de passivação, o que pode acarretar em um aumento excessivo do *offset* de entrada e, conseqüentemente, na saturação do sinal de saída. Isto acontece pois, neste caso, os ISFETs foram fabricados por meio da extensão (isto é, ligação elétrica) da porta de polissilício intrínseca do MOSFET com a camada de metal superior, utilizando a passivação intrínseca como a membrana de detecção [17].

A Tabela 1 sumariza um comparativo entre o desempenho dos circuitos condicionadores de sinais para ISFET mencionados nesta seção.

⁴Técnica que permite comprimir o sinal, para em seguida realizar um determinado processamento analógico e expandir o sinal.

Tabela 1: Características de trabalhos recentes sobre circuitos condicionadores para ISFET

Trabalhos	[10]	[12]	[13]	[15]	[16]
Tecnologia	0,18 μm	0,18 μm	0,25 μm	0,35 μm	0,18 μm
V_{DD} (V)	2,5	1,8/3,3 ⁵	2,5	3,3	1,8
Área Total (mm^2)	$\approx 0,4$	2,6	-	3	0,036
Consumo Total (μW)	600	76 ⁶	4,5	168,3	230
Faixa de Variação	0,05 V @ 1,9 V	80 kHz @ 200 kHz	50 nA @ 250 nA	3,6 nA @ 14,4 nA	-
Responsividade	$\approx 0,6$ V/V	81 kHz/V	10 nA/mM	1,233 nA/mM ⁷	27 ns/pH
DR ⁸	72,8 dB	18,32 dB	32,2 dB	27,7 dB	58 dB
SNR ⁹ (dB)	-	45	-	-	-
Resolução	0,05 pH	$\approx 0,17$ pH	-	-	0,028 pH

Fonte: Elaborada pelo autor

⁵Bloco digital: 3,3 V — Bloco Analógico: 1,8 V

⁶Desconsiderando partes digitais e de interfaceamento

⁷Para receptores AMPA e NMDA, respectivamente

⁸Faixa dinâmica

⁹Relação sinal-ruído

O trabalho em [13] apresentou o menor consumo de potência comparado aos demais trabalhos. Contudo, a resposta em corrente deste circuito condicionador deverá exigir uma etapa de conversão analógica-digital subsequente a ser desempenhada por um bloco ADC. Este bloco adicional resultará em um consumo extra de potência e que não foi contabilizado pelos autores. O trabalho em [16] apresenta um consumo total de potência igual a $230 \mu\text{W}$. Contudo, a representação direta do sinal no domínio digital permitiu um interfaceamento direto com o dispositivo microcontrolador - economizando uma etapa no estágio de condicionamento. Esta estratégia adotou uma metodologia interessante de simplificação do estágio de condicionamento, interfazando o circuito diretamente com o microcontrolador e eliminando o uso de ADCs. Por isso, o conceito de condicionamento de sinal desempenhado em [16] serviu como inspiração para o desenvolvimento da topologia pHCO apresentada neste trabalho - de modo a limitar o consumo de potência total do circuito condicionador.

1.2 ESCOPO DESTE TRABALHO

Esta dissertação de mestrado foi concebida por meio de uma colaboração com o CCS - Centro de Componentes Semicondutores - da Unicamp (Universidade de Campinas) através do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia de Sistemas Micro e Nanoeletrônicos (INCT NAMI-TEC) e teve o propósito de projetar um circuito condicionador de sinais para um ISFET.

Com esta colaboração, o CCS foi o responsável pelo projeto e fabricação do elemento sensor, enquanto que o GRF ficou encarregado de projetar o bloco condicionador de sinais. O sensor fabricado e fornecido pelo CCS poderá ser utilizado como plataforma de funcionalização para um sensor de glicose.

1.3 ORGANIZAÇÃO DESTE TRABALHO

Este trabalho está organizado da seguinte forma: o próximo capítulo aborda os principais sensores eletroquímicos com foco no ISFET e de forma a apresentar os mecanismos físico-químicos envolvidos em sua operação. Ainda, os resultados da caracterização da amostra fornecida pelo CCS serão apresentados, assim como a construção de um macromodelo comportamental

baseado em Verilog-A para simulação do dispositivo. O capítulo 3 contempla uma revisão bibliográfica sobre os principais circuitos condicionadores e de leitura, arguindo e examinando os principais compromissos envolvidos em cada topologia e técnicas empregadas por seus autores. O capítulo 4 apresenta as contribuições deste trabalho por meio de duas propostas: um circuito condicionador discreto e um circuito condicionador integrado voltado para aplicações de ultrabaixo consumo. A análise e síntese de ambos os circuitos são efetuadas para, posteriormente, revelar os resultados de cada proposta. O capítulo 5 conclui este trabalho destacando seus pontos mais relevantes, além de discutir e apontar os possíveis caminhos a serem seguidos através de sugestões para trabalhos futuros.

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 analito¹ e um eletrodo. Tais sensores podem ser classificados segundo seu método de medição: potenciométrico, voltamétrico (incluindo amperométrico) e CHEMFET (Transistor de Efeito de Campo Sensibilizado Quimicamente). Este último corresponde à classe a qual pertence o ISFET (Transistor de Efeito de Campo Sensível a Íons).

2.1 ISFET

O ISFET é um sensor eletroquímico construído sob uma plataforma MOSFET em que o contato de porta foi substituído por uma camada de material sensível às espécies químicas (íons). Isto possibilita sua compatibilidade com a tecnologia CMOS, proporcionando-o benefícios de integração, produção em larga escala, dimensões micrométricas e escalonáveis, baixa impedância e resposta rápida, dentre outros. Seu princípio de funcionamento foi demonstrado na década de 70 por Bergveld e, inicialmente, empregado como biosensor para medir a concentração de íons em tecidos nervosos [18].

Sua responsividade às espécies químicas pode ser explicada através de um processo de reação físico-química, entre o material quimicamente sensível depositado sobre o óxido de porta e a espécie química (solução eletrolítica). Por não possuir o convencional contato de porta metálico do MOSFET, a inversão do canal pode ser controlada por meio de um eletrodo de referência devidamente polarizado e posicionado de forma a manter contato com a solução eletrolítica.

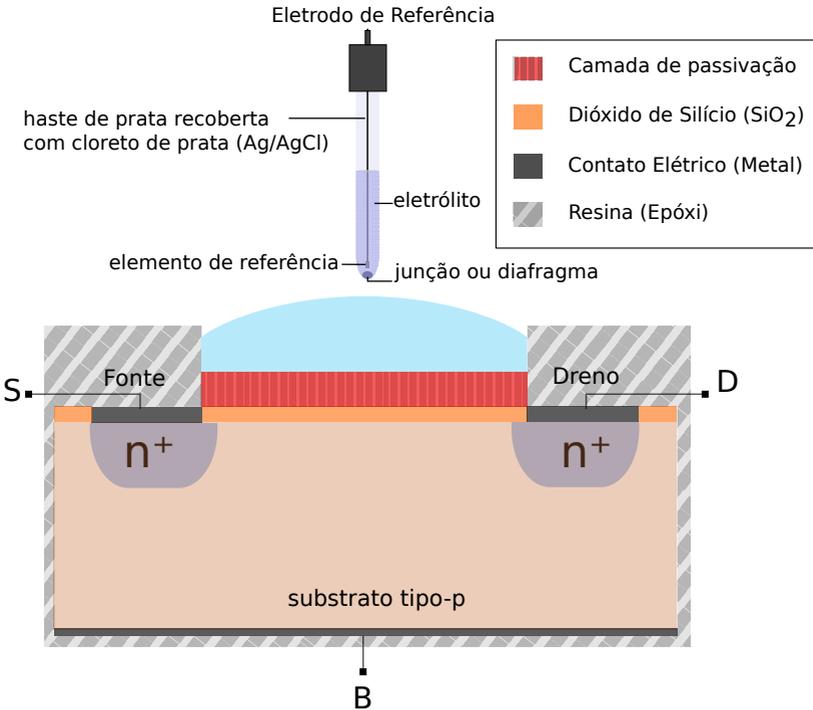
O mecanismo de ação entre a espécie química e a camada sensitiva do ISFET é baseado no modelo dos sítios de ligação [19], no qual cargas (prótons H^+) oriundas do analito são adsorvidas ao longo da camada sensitiva, que contém grupos hidroxila (OH^-) ao longo de sua superfície. Estes grupos hidroxila funcionam como sítios de ligação e podem aceitar ou doar prótons H^+ do analito. Neste processo, uma capacitância de dupla-camada surge e produz uma barreira de potencial proporcional à concentração H^+ (pH) do analito.

Como consequência, o dispositivo tem uma variação na sua tensão de

¹Substância a ser analisada por um processo analítico.

limiar, ocasionando - em última análise - a modulação da corrente no canal. Uma ilustração da seção transversal do ISFET é apresentada na Figura 2.

Figura 2: Representação esquemática de um ISFET com eletrodo de referência de Ag/AgCl.



Fonte:Elaborada pelo autor

Como sensor de pH, o ISFET pode ser utilizado em diversas aplicações, tais como: agricultura (acidez do solo), pecuária (acidez do leite), tratamento de água e efluentes, indústrias de papel e celulose, petroquímica, farmacológica, alimentícia, além do monitoramento do pH do sangue, do aparelho digestivo e inúmeras outras aplicações. Além disso, se biomoléculas como enzimas, anticorpos, DNAs e/ou ionóforos forem empregadas como camada sensível, analitos bioquímicos importantes e presentes no corpo humano podem ser facilmente detectados, o que faz do ISFET um sensor de grande relevância e com inúmeras aplicações na área biomédica e de saúde. Como exemplo, pode-se citar a medição da glicemia, da ativi-

dade eletrofisiológica neural, detecção de vírus, bactérias, biosinalizadores (hormônios) e sequenciamento de DNA.

2.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A principal diferença entre o ISFET e o MOSFET é que aquele possui um filme sensetivo depositado sobre a camada de óxido de porta, por onde haverá interação com o analito. Para compreendê-lo melhor, sua operação será descrita inicialmente de forma generalizada através de seu comportamento como FET, para então descrevê-lo melhor através de suas interações físico-químicas.

2.2.1 MOSFET

O MOSFET é um dispositivo com quatro terminais de controle (dreno, fonte, porta e substrato) responsáveis por mantê-lo em um determinado ponto de operação. Quando operando no regime de inversão forte ($V_{GS} > V_T$), a corrente de dreno I_D pode ser descrita assintoticamente na sua região linear ($V_{DS} < V_{GS} - V_T$) ou de saturação ($V_{DS} > V_{GS} - V_T$), respectivamente como [?]:

$$I_D = \beta \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (1)$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2)$$

Nas expressões acima, V_T é a tensão de limiar e β é um parâmetro tecnológico do transistor MOS que pode ser determinado pela mobilidade dos portadores μ , a capacitância de óxido por unidade de área C'_{ox} , a largura e comprimento do canal, dados por W e L respectivamente:

$$\beta = \mu C'_{ox} \frac{W}{L} \quad (3)$$

A tensão limiar V_T do MOSFET está diretamente relacionada com o

potencial de banda plana V_{FB} [19–21] da seguinte forma:

$$V_T = V_{FB} - \frac{Q_B}{C'_{ox}} + 2\phi_F \quad (4)$$

em que,

$$V_{FB_{MOSFET}} = \frac{\phi_M - \phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox}}{C'_{ox}} \quad (5)$$

Nas equações (4) e (5), Q_B é a carga de depleção no substrato, ϕ_F é o potencial de Fermi, ϕ_M é a função trabalho do contato de porta, ϕ_{Si} a função trabalho do silício, Q_{ss} a densidade de estado de superfície na superfície do silício e Q_{ox} a carga fixa no óxido. Pelas expressões (4) e (5), pode-se observar que a tensão de limiar e de banda plana do MOSFET são determinadas por propriedades do material como as funções de trabalho ϕ_M e ϕ_{Si} , por exemplo.

2.2.2 ISFET

Diferentemente do MOSFET, a tensão de porta do ISFET é a tensão aplicada ao eletrodo de referência - geralmente 0 V. A sua tensão de limiar contém termos adicionais correspondentes ao contato do analito com o óxido de porta de um lado, e o analito com o eletrodo de referência, do outro. Este último termo corresponde ao potencial do eletrodo de referência relativo ao vácuo E_{ref} e contém a função trabalho ϕ_M . O potencial de interface entre óxido de porta e o analito é determinada pelo potencial dipolo da solução χ_{sol} e o potencial de superfície Ψ_0 , resultante da reação química entre os grupos hidroxilas sobre a superfície do óxido e a solução eletrolítica. O processo que envolve estas reações pode ser melhor descrito através da teoria dos sítios de ligação (Anexo A).

A equação resultante para a tensão de banda plana do ISFET é dada por [19]:

$$V_{FB_{ISFET}} = E_{ref} - \Psi_0 + \chi_{sol} - \frac{\phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox}}{C'_{ox}} \quad (6)$$

A responsividade do ISFET ao pH de um eletrólito pode ser explicada pelo parâmetro Ψ_0 da equação anterior, uma vez que todos os demais parâmetros da equação permanecem constantes (Anexo A).

A dependência da tensão de limiar do ISFET ao pH pode ser relacio-

nada com a do seu homólogo MOSFET da seguinte forma:

$$V_{TH_{ISFET}} = E_{ref} - \Psi_0 + \chi_{sol} - \frac{\phi_M}{q} + V_{TH_{MOSFET}} \quad (7)$$

Na equação (7), todos termos que representam os potenciais químicos podem ser agrupados em um único potencial denotado aqui por V_{chem} . Assim, a equação (7) pode ser apresentada de uma forma mais intuitiva:

$$V_{TH_{ISFET}} = V_{chem} + V_{TH_{MOSFET}} \quad (8)$$

O potencial V_{chem} , por sua vez, pode ser representado da seguinte forma:

$$V_{chem} = \gamma + \alpha S_N pH \quad (9)$$

Em que γ corresponde aos potenciais químicos independentes do pH, α um parâmetro entre 0 e 1 referente à degradação do o potencial Nernstiano S_N (Anexo A).

2.3 RESPONSABILIDADE AOS REGIMES DE OPERAÇÃO

Assim como seu homólogo, o ISFET pode ser configurado para operar em vários regimes de operação: linear, saturação, inversão fraca, moderada e forte. Assim, dependendo do seu ponto de operação, a responsividade da corrente de dreno do dispositivo ao pH pode variar, o que motiva um estudo e análise nestes diferentes regimes.

2.3.1 Região Linear e Inversão Forte

A expressão da corrente de dreno I_D do ISFET operando em inversão forte e região linear pode ser obtida substituindo a equação (8) na equação (1):

$$I_D = \beta \left(V_{GS} - V_{TH_{ISFET}} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \Rightarrow \quad (10)$$

$$I_D = \beta \left(V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (11)$$

A responsividade da corrente do ISFET ao pH pode ser definida pela sua derivada parcial $S = \partial I_D / \partial pH$. Assim, derivando a equação (11) conclui-se que:

$$S_{lin1} = \frac{\partial I_D}{\partial pH} = -\beta \alpha S_N V_{DS} \quad (12)$$

O que significa que, operando na região linear, a responsividade do ISFET é diretamente proporcional ao parâmetro de transcondutância β , a tensão dreno-fonte V_{DS} e a responsividade sub-nernstiana (αS_N) ao pH.

2.3.2 Região de Saturação e Inversão Forte

De modo similar, a corrente de dreno do ISFET no regime de inversão forte e saturado, pode ser descrita substituindo a equação (8) na equação (2).

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH_{ISFET}})^2 \Rightarrow \quad (13)$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}})^2 \quad (14)$$

Assim, sua responsividade pode ser descrita como:

$$S_{sat1} = \frac{\partial I_D}{\partial pH} = -\beta (V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}}) \alpha S_N \quad (15)$$

Na saturação - além do parâmetro de transcondutância β e da responsividade sub-nernstiana - o pH, o potencial eletroquímico γ e a tensão de sobre-excitação do MOSFET ($V_{GS} - V_{TH_{MOSFET}}$) compõem a expressão da responsividade da corrente de dreno às variações do pH.

Uma análise teórica preliminar entre as duas expressões de responsividade supramencionadas presumirá $S_{lin1} > S_{sat1}$, sempre ser verdade. Na prática, isso pode não acontecer devido à degradação da mobilidade dos portadores no canal a um campo elétrico horizontal muito menor que o vertical ($V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH_{ISFET}}$). Isto causa a saturação da velocidade dos portadores e, portanto, reduz o parâmetro de transcondutância β . Ademais, a velocidade de saturação na região linear pode degradar a responsividade, assim como prejudicar sua linearidade [22].

2.3.3 Região Linear e Inversão Fraca

A corrente de dreno na inversão fraca é dominada pela difusão de portadores no canal [23] - o que em parte explica a sua dependência exponencial com a tensão de controle V_{GS} . Quando operando na região linear, a corrente de dreno do ISFET pode ser descrita pela equação que segue:

$$I_D = I_0 e^{(V_{GS} - V_{TH_{ISFET}})} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{\phi_t}} \right) \Rightarrow \quad (16)$$

$$I_D = I_0 e^{(V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}})} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{\phi_t}} \right) \quad (17)$$

Portanto, sua responsividade neste regime de operação é descrita por:

$$S_{lin2.} = \frac{\partial I_D}{\partial pH} = -I_0 e^{(V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}})} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{\phi_t}} \right) \alpha S_N \quad (18)$$

Em que a constante $I_0 = 2n\mu C'_{ox} \phi_t^2$ [23, 24].

2.3.4 Região de Saturação e Inversão Fraca

As expressões para a corrente de dreno e a responsividade na região de saturação são idênticas à linear, com exceção ao termo relacionado à tensão dreno-fonte V_{DS} .

$$I_D = I_0 e^{(V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}})} \Rightarrow \quad (19)$$

$$S_{sar2.} = \frac{\partial I_D}{\partial pH} = -I_0 e^{(V_{GS} - \gamma - \alpha S_N pH - V_{TH_{MOSFET}})} \alpha S_N \quad (20)$$

Não obstante a responsividade da corrente em inversão fraca ser inferior àquela observada na inversão forte, as vantagens de operação no regime exponencial (redução do consumo, máxima transcondutância por corrente, dentre outros) torna este modo de operação ainda bastante ambicionado por diversos autores.

2.4 NÃO-IDEALIDADES DO ISFET

O ISFET é um dispositivo que apresenta diversas não-linearidades, algumas das quais herdadas do seu homólogo MOSFET tais como: ruído ($1/f$, térmico, induzido na porta etc), dependência CTAT (Complementar à Temperatura Absoluta) da tensão de limiar e instabilidade com a temperatura [19]. O fenômeno de deriva (mudança monotônica do sinal ao longo do tempo) de curto e longo-prazo também é observada ao longo da operação do dispositivo. Isso pode ocorrer especialmente devido à oxidação da sua camada de passivação (sensitiva) devido à interação com o analito, o que inevitavelmente provocará uma perda gradativa da responsividade do sensor.

Além das não-idealidades supracitadas, alguns ISFETs podem apresentar o inconveniente de cargas armadilhadas na porta devido à natureza do processo de fabricação do dispositivo.

Um outro inconveniente geral de natureza construtiva que pode degradar o desempenho do sensor é a má vedação e encapsulamento dos seus contatos elétricos para prevenir corrosão e curto-circuito dos terminais de fonte e dreno.

Ademais, correntes de fuga, assim como resistências de contato e difusão de fonte e dreno (provenientes de imperfeições durante a etapa de fabricação), consideravelmente altas podem contribuir significativamente para uma degradação na resposta de saída do sensor, podendo conduzir a resultados muito aquém do esperado.

2.4.1 Dependência com a Temperatura

A dependência de temperatura nos ISFETs pode ser explicada utilizando a teoria padrão do modelo do MOSFET em conjunto com as características de dependência da temperatura com o pH do eletrólito. Os fatores que mais afetam a temperatura nos MOSFETs e ISFETs são a tensão de limiar e a mobilidade de portadores no canal do transistor [25]. A mobilidade é o inverso da função da temperatura absoluta de acordo com a equação (21):

$$\mu_0(T) = \mu_0(T_{NOM}) \left(\frac{T}{T_{NOM}} \right)^{UTE} \quad (21)$$

Na equação acima, μ_0 é a mobilidade em campos elétricos baixos, T_{NOM} é a temperatura nominal igual a 300 K e UTE é um expoente cujo

valor está entre -1,5 e -1,0 e depende da concentração de dopantes ². Assim, como explicitado pela equação (21), a mobilidade de portadores no canal é inversamente proporcional à temperatura; ou seja, quanto maior a temperatura, menor a mobilidade.

Em última instância, a dependência da temperatura com a tensão de limiar é justificada predominantemente pelo potencial de Fermi ϕ_F segundo a equação (22):

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{SUB}}{n_i} \quad (22)$$

Nesta equação, N_{SUB} é a dopagem do substrato e n_i é a concentração intrínseca de portadores que, por sua vez, também depende da temperatura. Além da concentração intrínseca de portadores, outros parâmetros do MOSFET também são influenciados pela temperatura de operação, tais como: a velocidade de saturação, as resistências de difusão (dreno e fonte), os diodos de junção e a energia da banda proibida (E_g).

Além da dependência de temperatura com os parâmetros oriundos do seu homólogo MOSFET, o ISFET também possui uma dependência da temperatura relacionada ao pH do eletrólito em operação. A justificativa desta dependência está baseada no modelo de sítios de ligação e pode ser melhor observado através da expressão de responsividade do ISFET em relação ao pH (Anexo A).

$$\frac{\partial \Psi_0}{\partial pH_b} = -2,3 \frac{kT}{q} \alpha \quad (23)$$

Na equação supracitada, α é o parâmetro de sensibilidade (também dependente da temperatura). Em outras palavras, a equação (23) mostra que o coeficiente de temperatura (TC) do ISFET varia conforme o pH do eletrólito. Isto impõe uma série de dificuldades para correção da dependência de temperatura no ISFET, uma vez que o TC varia conforme o pH no sensor. Por isso, a sua correção baseada no condicionamento do sinal demanda na adição de microcontroladores (ou microprocessadores) nos circuitos de leitura de forma que seja possível compensar o efeito da temperatura (por meio de curvas de calibração) para cada valor de pH no elemento sensor.

Mesmo assim, esta solução resolve efetivamente apenas problemas relacionados às flutuações de temperatura ambiente ou da superfície do dispositivo, enquanto as flutuações de temperatura internas do próprio dispositivo

²Para o modelo BSIM3v3 e BSIM4, por exemplo, este fator é igual a -1,5.

(devido à sua operação, dissipação de potência em resistências e capacitâncias parasitas, etc) também possuem significativa influência, porém sem uma expressão válida que seja função da temperatura externa. Uma solução para isto pode ser a aplicação de um sensor de temperatura interno localizado próximo ao ISFET de forma a atualizar o condicionamento do sinal em relação à temperatura interna do chip - o que também demanda em uma complexidade adicional de *hardware*.

2.4.2 Ruído 1/f

Uma vez que o ISFET é essencialmente uma estrutura MOS, as fontes de ruído do ISFET são semelhantes às do MOSFET. Como as flutuações nos valores do pH são relativamente lentas, de forma que a operação do sensor não excede algumas dezenas de Hertz, a principal fonte de ruído que limita o desempenho do ISFET é o ruído 1/f ou ruído *flicker* [26, 27]. A densidade de potência espectral (PSD) do ruído 1/f varia com a frequência da seguinte forma [24].

$$\frac{\overline{i^2}}{\Delta f} = \frac{K}{f^{EF}} \quad (24)$$

em que K é uma constante que varia de um dispositivo para o outro e depende dos parâmetros de fabricação do processo. EF é uma constante próximo à unidade.

O fenômeno do ruído 1/f ocorre quando há a passagem direta de corrente no canal e pode ser explicado pelas flutuações aleatórias do número de portadores no canal, devido às flutuações no potencial de superfície. Em última instância, estas flutuações são refletidas em flutuações na condutância do dispositivo. Estas flutuações são oriundas do mecanismo de armadilhamento de portadores localizadas próximo à interface óxido-silício (Si/SiO_2). Embora seja consenso que o ruído 1/f nos MOSFETs esteja associado às armadilhas de interface, não se conhece até o momento outro procedimento conhecido para determinar os parâmetros do ruído 1/f além da realização de medições [24].

O trabalho em [26] realizou várias medições do ruído 1/f em ISFETs no qual se pôde verificar que a característica de ruído 1/f para o ISFET segue um comportamento similar ao do seu homólogo MOSFET, ou seja, as armadilhas na interface Si/SiO_2 é o fator predominante para sua manifestação.

2.5 MODELO COMPORTAMENTAL DO ISFET

A reprodução adequada do funcionamento estático do ISFET por meio de um modelo comportamental representa uma etapa importante no projeto de um circuito de condicionamento, uma vez que este modelo fornecerá para a entrada do circuito condicionador uma predição do valor atual do pH do analito.

2.5.1 Macromodelo Comportamental do ISFET

O trabalho em [28] apresenta um macromodelo comportamental em SPICE (do inglês, *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) considerando o ISFET como dois estágios completamente desacoplados: um estágio eletrônico correspondente ao comportamento do MOSFET e um estágio eletroquímico correspondente à interface óxido-eletrólito. Esta hipótese inicialmente contradiz a condição de neutralidade de carga do ISFET (Anexo A) dada por:

$$\sigma_0 + \sigma_{dl} + \sigma_s = 0 \quad (25)$$

em que σ_0 , σ_{dl} e σ_s são as densidades de carga na interface óxido-eletrólito, na camada de difusão e no semiconductor, respectivamente. Contudo, considerando σ_s constante em relação ao pH e assumindo-o muito menor que σ_0 e σ_{dl} , a equação (25) pode ser simplificada para:

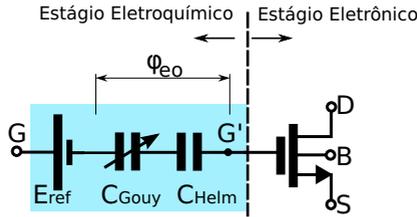
$$\sigma_0 + \sigma_{dl} \cong 0 \quad (26)$$

Portanto, o estágio eletroquímico e eletrônico podem ser considerados desacoplados.

A Figura 3 apresenta um circuito elétrico equivalente para o macromodelo do ISFET, em que φ_{eo} é o potencial químico diretamente relacionado ao pH do eletrólito e C_{Gouy} e C_{Helm} as capacitâncias químicas do modelo Gouy-Chapman-Stern [29], [30].

$$C_{Helm} = \frac{\epsilon_{IHP}\epsilon_{OHP}}{\epsilon_{OHP}d_{IHP} + \epsilon_{IHP}d_{OHP}} WL \quad (27)$$

$$C_{Gouy} \cong \sqrt{\frac{2\epsilon_w q n^0}{\phi_t}} \quad (28)$$

Figura 3: Macromodelo do ISFET

Fonte: Massobrio e Martinoia (2000). Adaptada pelo autor (2013).

em que:

ϵ_{IHP} , (ϵ_{OHP}): permissividade interna (externa) do plano de Helmholtz;
 d_{IHP} , (d_{OHP}): distância entre o plano de Helmholtz interno (externo) para a superfície do ISFET;

ϵ_w : permissividade do eletrólito;

n^0 : concentração de íons no eletrólito;

q : constante da carga elétrica;

ϕ_t : tensão térmica.

A Figura 4 mostra uma representação esquemática da interface semi-condutor/eletrólito, detalhando a posição das camadas de Helmholtz interna e externas, bem como a camada de difusão.

Utilizando a teoria dos sítios de ligação para o caso de dois tipos possíveis de sítios (grupos silanol e amina) [31] e o modelo das capacitâncias Gouy-Chapman-Stern (equações (27) e (28)), pode-se chegar em uma expressão que descreve o potencial químico ϕ_{eo} em função do pH [28].

$$\phi_{eo} = \frac{q}{C_{eq}} [N_{sil} f_a(\phi_{eo}, pH) + N_{nit} f_b(\phi_{eo}, pH)] \quad (29)$$

em que:

C_{eq} : Capacitância série equivalente do modelo;

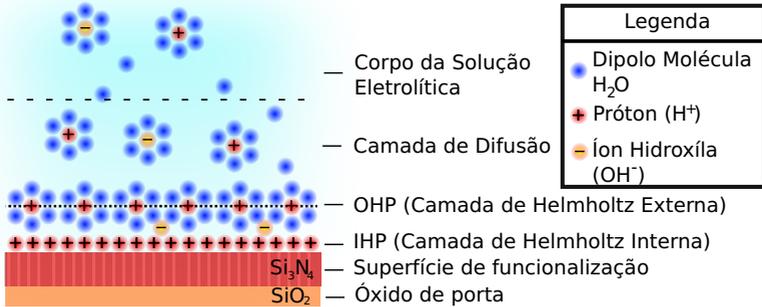
N_{sil} : Densidade de superfície dos sítios silanol;

N_{nit} : Densidade de superfície dos sítios amina;

$f_a(\phi_{eo}, pH)$ e $f_b(\phi_{eo}, pH)$: Funções que descrevem a dependência não-linear de ϕ_{eo} e o pH.

A equação (29) (estágio eletroquímico) em conjunto com um MOS-FET do tipo-n (estágio eletrônico) são suficientes para descrever o macromodelo comportamental do ISFET representado pela Figura 3.

Figura 4: Modelo esquemático da interface semiconductor/eletrolito e a camada de Helmholtz



Fonte: Elaborada pelo autor

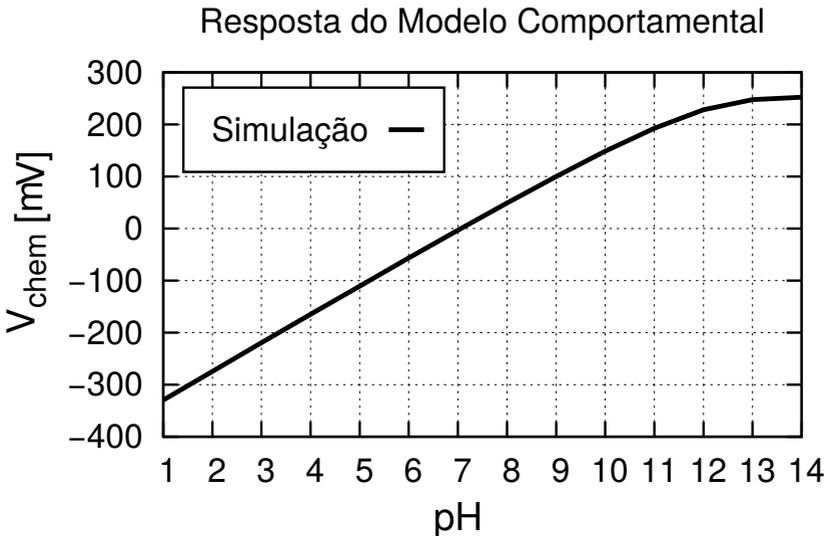
2.5.2 Macromodelo descrito em Verilog-A

Baseado nas equações (27), (28) e (29) do macromodelo apresentado na sessão anterior, foi desenvolvido um modelo comportamental para o ISFET em Verilog-A. A descrição completa do seu código está apresentada no Anexo B. A etapa eletroquímica descrita neste código reproduz a relação entre o pH e seu correspondente potencial químico ϕ_{eo} . A Figura 5 mostra o resultado obtido desta relação, em que V_{chem} representa a totalização dos potenciais químicos.

Na Figura 5, o pH de valor igual a 7 (pH neutro) produz um potencial V_{chem} aproximadamente igual a 0 V. Além disso, pode-se notar uma não-linearidade (tendência de saturação) da curva para os pHs mais elevados ($pH > 11$) que pode ser explicada, em suma, pelas funções que descrevem a dependência não-linear de ϕ_{eo} e o pH - conforme descrito pela equação (29).

Para adequar a etapa eletrônica do macromodelo ao ISFET fabricado pelo CCS, faz-se necessário realizar uma caracterização do dispositivo a fim de extrair os principais parâmetros de entrada do modelo.

Figura 5: Resultado de simulação do estágio eletroquímico do modelo comportamental descrito em Verilog-A.



Fonte: Elaborada pelo autor

2.5.3 Caracterização do dispositivo utilizando o modelo ACM

A obtenção de uma boa estimativa do comportamento do transistor depende fundamentalmente da escolha do modelo a ser adotado e dos parâmetros tecnológicos utilizados. Portanto, a escolha de um método de extração adequado é de grande relevância à etapa de caracterização do dispositivo.

Um parâmetro tecnológico importante do transistor é a sua tensão de limiar e , por isso, diversos trabalhos apresentam métodos distintos para sua extração [32–34]. A tensão de limiar representa uma mudança física no fenômeno de transporte dos portadores de carga presentes no canal de inversão do dispositivo. À medida em que o canal torna-se mais invertido, a corrente de deriva começa gradualmente predominar em relação à corrente de difusão e, portanto, o dispositivo muda de um nível de inversão mais fraco para um nível de inversão mais forte.

Uma vez que esta mudança é realizada de forma muito gradual, não existe na curva de transferência $I_D \times V_G$ um ponto específico que denote exa-

tamente a tensão de limiar. Portanto, os métodos de extração baseados unicamente nos modelos de inversão forte ou fraca são inerentemente imprecisos, haja visto que para determinar a tensão de limiar (que se encontra entre essas duas regiões) os dados experimentais contidos em uma destas duas regiões de operação precisam ser extrapolados. Por isso, o método de extração escolhido é o do modelo ACM - pois o mesmo leva em consideração o mecanismo de difusão e deriva inerentes à corrente no canal permitindo, dessa forma, uma maior precisão dos parâmetros.

O ISFET utilizado nesta caracterização surgiu da tese de doutorado [35] e do projeto do CCS e o mesmo é capaz de medir variações no nível do pH de um analito por meio do seu filme de nitreto de silício (Si_3N_4) atuando como camada sensítiva. Além disso, ele possui um conjunto de matrizes (3x19) contendo 57 ISFETs conectados em paralelo, no qual cada elemento sensor da matriz possui uma relação de aspecto de $W/L = 50\mu m/50\mu m$. O chip possui acesso à cinco terminais distintos que podem ser configurados para selecionar um determinado conjunto da matriz denominados pelas letras A, B e C - conforme apresentado na Figura 6.

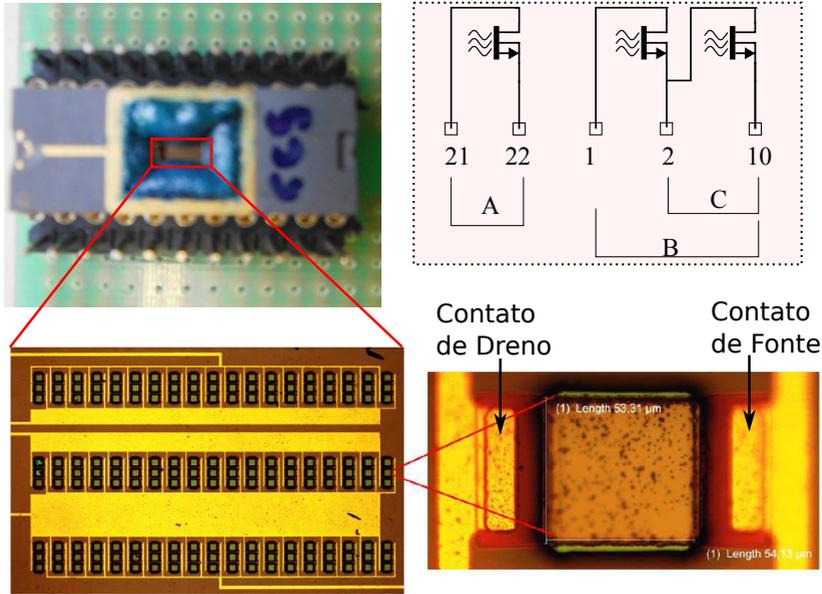
A mesma figura mostra também fotografias desse sensor visto do microscópio, detalhando o elemento sensítivo da matriz, seus contatos metálicos de fonte e dreno e um diagrama de solda mostrando a pinagem de acesso.

A caracterização do dispositivo utilizando a metodologia g_m/I_D foi realizada utilizando o analisador de semicondutor da Agilent®4156C. O arranjo utilizado na montagem experimental da caracterização e o circuito de polarização empregado para extração dos parâmetros estão representados na Figura 7, em que a sigla (SMU) significa unidade de medição (do inglês, "Source-measurement unit"). Ou seja, como o próprio nome indica, é uma unidade de medição capaz de produzir uma fonte de corrente ou fonte de tensão e medir o seu valor simultaneamente. Para informações mais detalhadas, o Anexo C descreve a metodologia para extração dos parâmetros, o circuito de polarização empregado, assim como as curvas g_m/I_D e $I_D \times V_{DS}$ obtidas para cada conjunto das matrizes.

Com a caracterização, os valores de tensão de limiar e corrente específica extraídos foram aproximadamente de 1,286 V e 23 nA, respectivamente. A partir da corrente específica do modelo, pode-se inferir o valor da transcondutância, pois:

$$K_P = \mu C'_{ox} = \frac{I_S}{\frac{W}{L} n \frac{\phi_s^2}{2}} \quad (30)$$

Figura 6: Canto superior esquerdo: fotografia do chip encapsulado fornecido pelo CCS. Canto inferior esquerdo: matriz de ISFETs (3x19) vista do microscópio óptico. Canto inferior direito: detalhe do elemento sensor da matriz. Canto superior direito: diagrama de solda do chip (adaptado da referência [35])



Fonte: Elaborada pelo autor

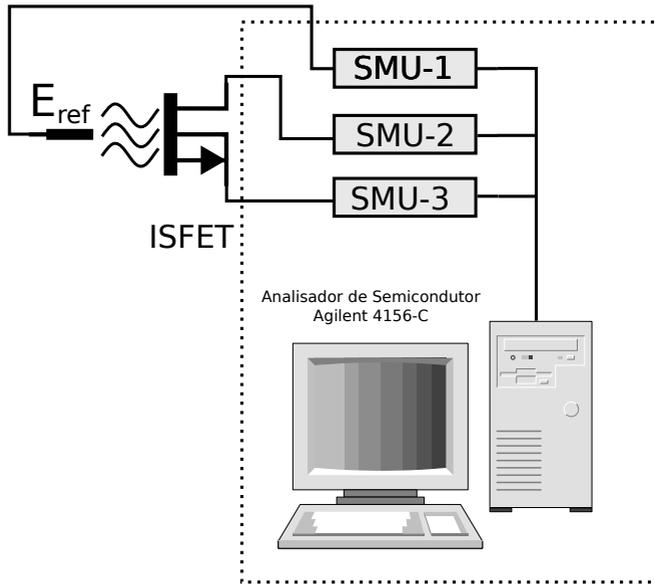
Sendo $\phi_t = kT/q$ a tensão térmica que vale aproximadamente 26 mV @ 300 K.

Considerando que o dispositivo caracterizado possui 57 elementos conectados em paralelo (cada elemento com relação de aspecto $W/L = 50\mu m/50\mu m$), o K_P inferido pela corrente específica é igual $1,0 \mu A/V^2$. A Tabela 2 resume os principais parâmetros obtidos com a caracterização do dispositivo.

2.5.4 Resultados do Macromodelo

De posse dos parâmetros tecnológicos extraídos pela caracterização, um modelo do MOSFET foi elaborado para integrar a etapa eletrônica (Anexo

Figura 7: Arranjo da montagem experimental para caracterização DC do ISFET.



Fonte: Elaborada pelo autor

Tabela 2: Resumo dos principais parâmetros obtidos com a caracterização do ISFET

Parâmetros	ISFET
V_{TO}	1,286 V
I_S	23 nA
$(g_m/I_D)_{max}$	3,61 1/V
K_p	1 $\mu A/V^2$
W/L	2850 $\mu m / 50 \mu m$
Filme sensitivo	Si_3N_4

Fonte: Elaborada pelo autor

B).

O macromodelo descrito em SPICE por [30] utilizou o MOSFET nível 1 como etapa eletrônica. Como desvantagem, este modelo não é capaz de

Figura 8: Fotografia da montagem experimental para caracterização do ISFET.



Fonte: Elaborada pelo autor

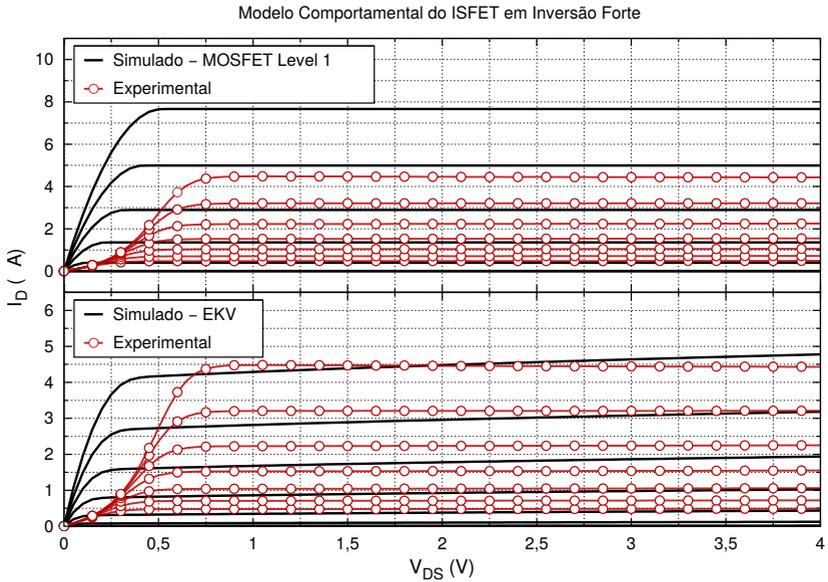
prever a corrente do transistor em regime de inversão fraca. Com base nisso, e utilizando a ferramenta ADS da Agilent®, outros modelos de transistor foram testados para compor a etapa eletrônica além do MOSFET nível 1, dentre os quais: MOSFET nível 2 e nível 3, BSIM3, BSIM4, HiSIM, EKV e PSP da Phillips.

Dentre os modelos supracitados, o que apresentou melhor concordância com as curvas experimentais foi o modelo EKV que, assim como o ACM, é um modelo compacto de transistor baseado em carga.

Os resultados do macromodelo estão apresentados na Figura 9 através da característica $I_D \times V_{DS}$ do dispositivo para um regime de inversão em que o V_G varia de 1,4 V a 2,0 V. Para efeitos comparativos, a figura confronta os dados de simulação e experimentais em dois momentos: o primeiro utilizando o MOSFET nível 1 como estágio eletrônico; o segundo, empregando o modelo EKV.

Percebe-se que os modelos não conseguem prever satisfatoriamente o comportamento do dispositivo próximo ao regime linear. Uma das possíveis razões para isso é sua elevada resistência de contato nas regiões de difusão de fonte e dreno, provavelmente adquirida ao longo de uma das etapas do processo de fabricação do dispositivo (por exemplo, tempo de recozimento). Apesar disso, nota-se que as curvas de transferência da Figura 9 apresentam

Figura 9: Resultados da curva caraterística I_D vs V_{DS} do macromodelo para o regime de inversão forte



um comportamento fidedigno ao esperado de um transistor de efeito de campo e, portanto, constata-se o bom funcionamento dos dispositivos.

2.5.5 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou as bases do princípio físico-químico de funcionamento do ISFET.

Além disso, apresentou um modelo comportamental do ISFET implementado em Verilog-A (Anexo B). O modelo foi baseado no comportamento do ISFET como dois estágios totalmente desacoplados: um eletroquímico e outro eletrônico. Uma caracterização do dispositivo utilizando o modelo ACM foi realizada de forma a obter os parâmetros tecnológicos do dispositivo e utilizá-los no estágio eletrônico. Os resultados obtidos pelo modelo EKV foram mais condizentes com os dados experimentais em relação ao modelo do MOSFET nível 1, no regime de operação em inversão forte. Este

modelo foi utilizado como bloco de entrada para o circuito condicionador desenvolvido neste trabalho.

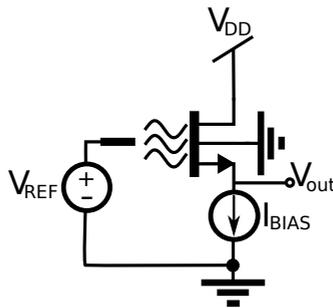
3 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO PARA ISFET

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos principais circuitos de condicionamentos e contribuições realizadas até o presente momento na área. Soluções discretas e integradas serão discutidas analiticamente, apontando sobre as principais topologias, técnicas empregadas, bem como principais vantagens e desvantagens.

3.1 SEGUIDOR DE FONTE

O seguidor de fonte é um circuito que fornece uma corrente constante I_{bias} mantendo os potenciais em V_G , V_D e V_B constantes. Dessa forma, flutuações no pH podem ser medidas pelo potencial em V_s . Esta topologia tem sido empregada para múltiplo sensoriamento (por exemplo, sequenciamento de DNA), devido a sua simplicidade e polarização fixa no eletrodo de referência. O esquemático do circuito pode ser visto pela Figura 10.

Figura 10: Seguidor de Fonte



Fonte: Chung et al. (2010). Adaptada pelo autor (2013)

A expressão da saída V_{out} - considerando operação em inversão forte e saturado- é dada por:

$$V_{out} = V_{REF} - V_T(pH) - \sqrt{\frac{2I_{bias}}{\beta}} \quad (31)$$

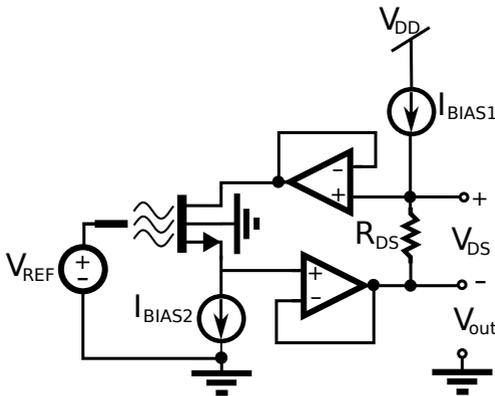
A presença do efeito de corpo devido ao potencial $V_{SB} \neq 0$ é uma das desvantagens desta solução. Este efeito degrada a curva de responsividade do

sensor podendo prejudicar a resposta final do circuito de leitura. Além disso, uma mudança no potencial em V_S mantendo V_D constante pode causar uma alternância entre os regimes linear e de saturação do sensor.

3.2 SEGUIDOR DE FONTE-E-DRENO

Para evitar as mudanças no regime de operação do sensor do seguidor de fonte, pesquisadores ([36], [37] e outros) propõem o circuito seguidor de fonte-e-dreno. Esta topologia adota uma estratégia de polarização em que o potencial em V_D acompanha o potencial em V_S para manter uma queda de tensão V_{DS} constante sob o sensor. O esquemático de seu circuito está apresentado na Figura 11:

Figura 11: Seguidor de fonte-e-dreno



Fonte: Yang et al. (2007). Adaptada pelo autor (2013)

A fonte de corrente I_{BIAS1} produz uma queda de tensão V_{DS} sobre o resistor R_{DS} que é copiada aos terminais de fonte e dreno do ISFET, através dos seguidores de tensão. Como a corrente de dreno do ISFET está mantida em I_{BIAS2} , as flutuações de pH são medidas em V_{out} através das correspondentes flutuações no potencial de fonte V_S do sensor. Assim, tanto a diferença de potencial V_{DS} quanto a corrente I_{DS} através do ISFET permanecem constantes ao longo de sua operação. Este método de polarização utilizado para leitura do ISFET é conhecido como modo CVCC (do inglês, Tensão-Constante Corrente-Constante) e, de fato, é o método de leitura do ISFET mais empre-

gado. Nesta estrutura, o ISFET usualmente é mantido na região linear e a expressão da saída V_{out} é dada por:

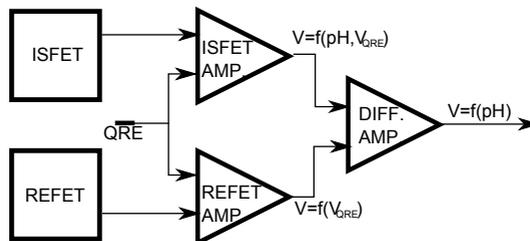
$$V_{out} = V_{REF} - V_{th}(ISFET) - \frac{I_{BIAS2}}{\beta \cdot I_{BIAS1} \cdot R_{DS}} - \frac{I_{BIAS1} \cdot R_{DS}}{2} \quad (32)$$

Apesar desta topologia fixar o modo de operação no regime linear, os inconvenientes do efeito de corpo podem degradar a resposta de saída do circuito. Não obstante, esta topologia continua sendo a mais empregada.

3.3 PAR DIFERENCIAL ISFET-MOSFET E ISFET-REFET

Além do efeito de corpo, as topologias supracitadas também possuem uma baixa robustez a ruídos elétricos provenientes das fontes, assim como a ruídos térmicos. A dependência da tensão de limiar com a temperatura faz com que a resposta de saída esteja correlacionada com a temperatura de operação do ISFET. Eliminar totalmente a dependência da tensão de limiar do sensor com a temperatura pode ser uma tarefa bem árdua, uma vez que o coeficiente de temperatura (TC) do sensor é função do pH. Para amenizar a dependência supracitada, Bergveld propôs em [11] as topologias de par diferencial ISFET/MOSFET e ISFET/REFET. Estas topologias empregam um estágio com entrada diferencial para compensar os efeitos dos ruídos de origem elétrica ou térmica através da rejeição em modo comum (vide diagrama em blocos da Figura 12).

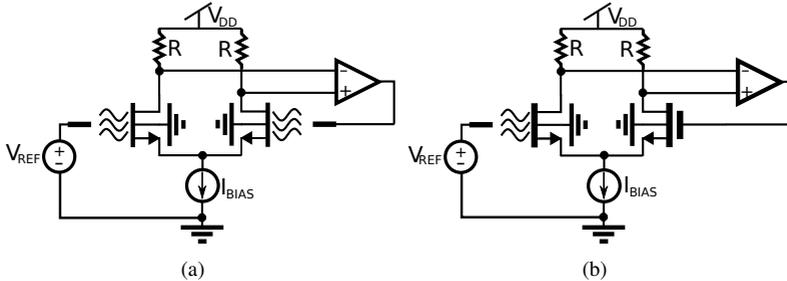
Figura 12: Diagrama em blocos do princípio de eliminação de ruído pela rejeição em modo comum.



Fonte: Bergveld et al. (1989). Adaptada pelo autor (2013)

Em nível de transistor, este diagrama pode ser representado pelas Fi-

Figura 13: Par diferencial: (a) ISFET-REFET; (b) ISFET-MOSFET



Fonte: Bergveld et al. (1989). Adaptada pelo autor (2013)

guras 14(a) e 14(b) nas quais apresentam a estrutura do par diferencial ISFET-REFET e ISFET-MOSFET, respectivamente. O REFET (Transistor de Efeito de Campo de Referência) é basicamente um ISFET modificado, por meio da deposição de uma membrana polimérica sobre a região exposta de porta, para bloquear os íons H^+ . Isso permite desensibilizar o REFET mantendo suas características construtivas e propriedades elétricas.

Supondo que os dispositivos do par ISFET-REFET sejam perfeitamente idênticos, a fonte I_{bias} força uma corrente de dreno constante de valor igual a $I_{bias}/2$ em cada ramo do par. As possíveis flutuações térmicas ou perturbações externas que influenciem ambos dispositivos do par são, portanto, rejeitadas pelo modo comum da entrada diferencial.

A realimentação negativa realizada pelo OP-AMP (Amplificador Operacional) na saída do estágio diferencial garante o balanço entre as duas correntes que passam em cada ramo do par. Como exemplo, se o ISFET sentir uma diminuição no pH do analito, a sua tensão de limiar também diminui aumentando a corrente que passa nesse ramo. Com isso, a tensão na entrada inversora do OP-AMP diminui provocando um aumento na saída V_{out} que realimenta esta tensão na entrada do REFET (ou do MOSFET), aumentando a corrente deste ramo para enfim regenerar a corrente do ISFET ao seu valor original.

A amplificação do circuito é dada por:

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial \Psi_0} = \frac{A}{A+1} \quad (33)$$

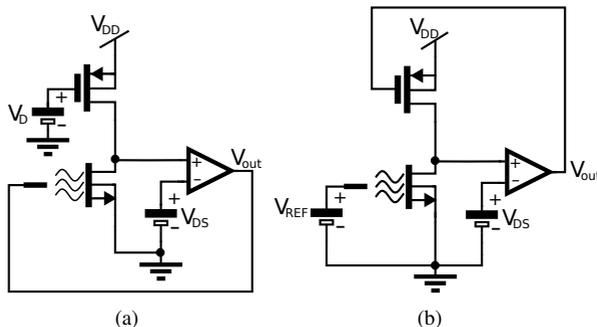
O mesmo princípio pode ser aplicado ao par ISFET-MOSFET. Porém,

algumas dificuldades podem ser encontradas na construção de um MOSFET que produza flutuações na tensão de limiar com a temperatura idêntica ou muito próxima a do ISFET. Apesar das vantagens da rejeição em modo comum, o efeito de corpo ainda persiste nesta topologia.

3.4 PAR COMPLEMENTAR REALIMENTADO ISFET-MOSFET

O trabalho em [38] apresenta uma estrutura denominada pelos próprios autores como CIMP (par complementar realimentado ISFET-MOSFET). Esta topologia emprega um par CMOS realimentado com contatos de porta não curto-circuitados. O MOSFET do par (pMOS ou nMOS) é substituído pelo seu ISFET equivalente e um amplificador operacional é utilizado para realimentar o sinal ao eletrodo de referência do ISFET (realimentação direta) ou à porta do MOSFET (realimentação indireta), conforme ilustrado na Figura 14.

Figura 14: Par diferencial: (a) CIMP direto; (b) CIMP indireto



Fonte: Morgenshtein et al. (2002). Adaptada pelo autor (2013).

O amplificador operacional realiza uma dupla função: manter uma polarização V_{DS} fixa em cada um dos componentes do par; e, realimentar o sinal ao eletrodo de referência do ISFET ou à porta do p-MOS. Na configuração CIMP direta, a corrente de dreno permanece constante, enquanto que na configuração indireta o sinal aplicado à porta do p-MOS muda a corrente que passa pelo par.

A operação nos regimes de saturação ou linear é válida em ambas configurações CIMP (direta e indireta).

3.4.1 Saturação

Na região de saturação, a dependência da saída V_{out} com a tensão de limiar V_T está relacionada pela expressão da corrente de dreno no regime de saturação - utilizando o modelo de Shockley:

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (34)$$

Igualando as expressões de corrente do p-MOS e do ISFET, encontra-se a seguinte dependência da saída com a tensão de limiar:

- Direta

$$V_{out} = K_1 + V_{T_{ISFET}}(pH) \Rightarrow \Delta V_{out} = \Delta V_{T_{ISFET}}(pH) \quad (35)$$

- Indireta

$$V_{out} = K_2 - \frac{V_{T_{ISFET}}(pH)}{\sqrt{a}} \Rightarrow \Delta V_{out} = \frac{-\Delta V_{T_{ISFET}}(pH)}{\sqrt{a}} \quad (36)$$

Nas equações (35) e (36), K_1 , K_2 e a são constantes dependentes da polarização, dos parâmetros tecnológicos e dimensionamento dos dispositivos.

3.4.2 Linear

Semelhantemente para a região linear, a dependência da saída V_{out} com a tensão de limiar V_T é dada a partir da expressão da corrente de dreno no regime linear - utilizando o modelo de Shockley:

$$I_D = \beta \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (37)$$

As expressões finais da dependência da resposta de saída V_{out} com a tensão de limiar V_T são:

- Direta

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{T_{ISFET}}(pH) \quad (38)$$

- Indireta

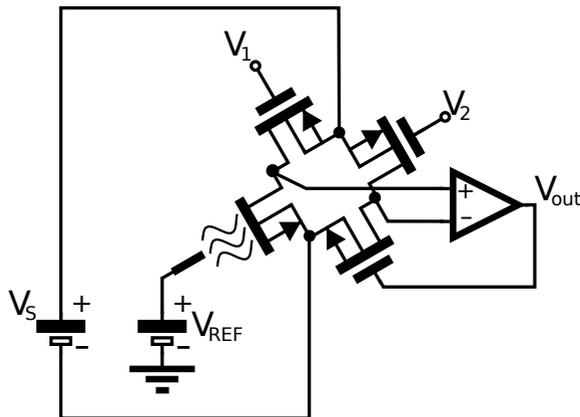
$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta V_{T_{ISFET}}(pH)}{a} \quad (39)$$

Como pode ser observado, a configuração indireta operando em regime linear permite um controle do ganho do sistema de forma linear.

3.5 OPERAÇÃO EM PONTE DE WHEATSTONE

A ponte de Wheatstone é um circuito condicionador amplamente empregado por sistemas de instrumentação em medições cujo valor da resistência elétrica é desconhecido. Seu princípio de operação (baseado no balanço das resistências da ponte) permite obter uma estrutura com reduzida responsividade à temperatura. A versão desta estrutura para o condicionamento dos sinais provenientes do ISFET foi apresentada em [39] e seu esquemático está apresentado a seguir:

Figura 15: Ponte de Wheatstone



Fonte: Morgenshtein et al. (2002). Adaptada pelo autor (2013).

A idéia básica reside na detecção da mudança de condutividade do canal do ISFET através das correspondentes flutuações no pH. Uma vez que todos os dispositivos da ponte estão apropriadamente dimensionados e mantidos na mesma região de operação, qualquer flutuação no pH provocará um

desbalanceamento da ponte. Desta forma, caso as entradas do amplificador operacional percebam um desequilíbrio de potencial, o sinal de saída V_{out} será realimentado à porta do MOSFET responsável por restabelecer o equilíbrio da ponte - através do ajuste de transcondutância do dispositivo. A expressão para a dependência da saída V_{out} com as flutuações no pH é dada por:

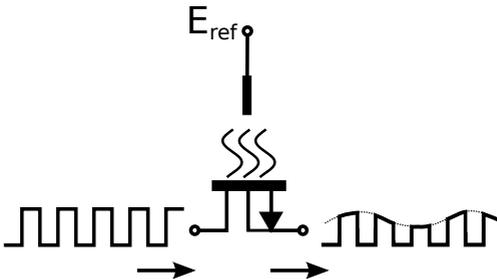
$$\Delta V_{out} = S \cdot \Delta V_{T_{ISFET}}(pH) \quad (40)$$

Na equação (40), S é um parâmetro correspondente ao fator de responsividade - dado pela razão entre as condutividades dos canais do ISFET e do MOSFET realimentado. Cabe salientar novamente aqui, a ausência do efeito de corpo desta estrutura e a baixa responsividade à temperatura - devido à operação balanceada da ponte.

3.6 ISFET OPERANDO COMO TRANSISTOR DE PASSAGEM

O ISFET também pode ser empregado como transistor de passagem - o que faz com que a informação do pH possa ser obtida sem o uso de circuitos de condicionamento. Com tal característica, o ISFET é utilizado como sensor e condicionador de seu próprio sinal, simultaneamente. Para isso, o eletrodo de referência deve ser polarizado com uma tensão de controle enquanto um sinal de referência é aplicado em um dos terminais de difusão (fonte e/ou dreno). O conceito desta estrutura está apresentado na Figura 16.

Figura 16: ISFET como transistor de passagem



Fonte: Morgenshtein et al. (2002). Adaptada pelo autor (2013).

Segundo o trabalho em [40], as flutuações da tensão de limiar podem ser continuamente observadas na saída quando uma polarização fixa é apli-

cada à porta do ISFET, ao mesmo tempo em que um sinal de referência de onda quadrada é aplicado no terminal de difusão (dreno e/ou fonte). Embora seja possível permutar as polarizações fixa de porta e dreno, a polarização de porta é paradigmaticamente preferida. Desta forma, as flutuações do pH podem ser observadas - por meio da queda da tensão de limiar - sempre que o sinal de referência está em nível lógico alto. Esta solução produz uma amostragem das flutuações do pH devido à modulação da transcondutância do ISFET.

Esta abordagem é interessante quando matrizes extensas são utilizadas para monitoração contínua, de modo que o consumo elétrico e área disponível do chip tornam-se parâmetros extremamente críticos. Ademais, diferentemente das propostas anteriores em que o ISFET é tratado apenas como um sensor potenciométrico, esta solução aproveita eficientemente as propriedades de efeito de campo do ISFET - de forma a realizar sensoriamento e condicionamento simultaneamente.

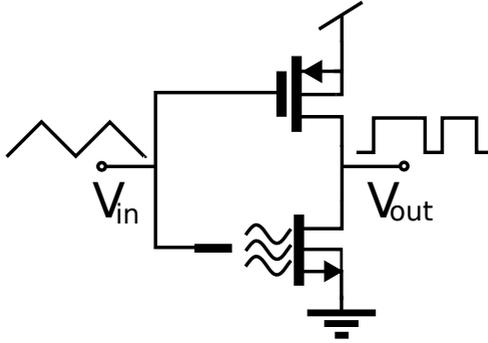
3.7 CIRCUITO DE LEITURA MÍNIMO BASEADO EM MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO

A solução apresentada em [41] propõe um circuito de leitura mínimo baseado em modulação de largura de pulso, através de um inversor CMOS. O ISFET é operado em modo de saturação, substituindo o transistor nMOS do par. Uma vez que um sinal de controle triangular é aplicado na porta, a saída responde por meio de uma onda quadrada com largura de pulso proporcional à condutância do ISFET (ou seja, ao pH).

3.8 ISFET OPERANDO NA REGIÃO DE SATURAÇÃO

Segundo [42], o ISFET no circuito da Figura 18 opera na região de saturação e sua tensão V_{GS} é auto-polarizada por meio da malha de realimentação composta pelo seguidor de fonte. Quando uma corrente constante de valor I_B passa pelo ISFET, uma tensão V_{GS} é estabelecida para atender a condição de polarização. Como a porta do ISFET está conectada à fonte de M_1 , a ação da fonte de corrente I_o forçará uma tensão porta-fonte V_{GS_1} em M_1 . Qualquer mudança no V_{GS} do ISFET provocará dinamicamente uma mudança em V_{GS_1} , devido ao mecanismo de realimentação. Portanto, a saída do circuito de leitura (ou a tensão desenvolvida no eletrodo de re-

Figura 17: Modulador de largura de pulso



Fonte: Liu et al. (2012). Adaptada pelo autor (2013)

ferência) é forçada a se ajustar em um valor determinado pelo pH da solução segundo a relação:

$$V_{out} = V_{GS} = V_{th_{ISFET}} + \sqrt{\frac{2I_B}{\mu_n C'_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} + I_B R_S \quad (41)$$

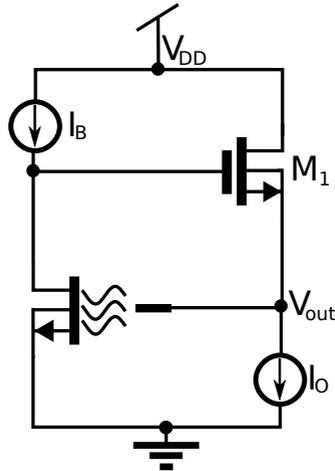
em que o segundo termo da expressão na equação (41) representa a tensão de polarização quiescente, enquanto que o terceiro termo simboliza a componente DC provocada pela queda de tensão sob a resistência de difusão da fonte.

3.9 TOPOLOGIAS QUE EMPREGAM O PRINCÍPIO TRANSLINEAR

O princípio translinear foi introduzido por Barry Gilbert em 1975 para transistores bipolares e é um método amplamente utilizado na teoria de análise e síntese de circuitos não-lineares.

Seu postulado é uma reformulação da lei de Kirchoff e afirma que “em uma malha fechada contendo um número par de junções polarizadas diretamente e arrançadas de modo que existem um número igual de polaridades nos sentidos horário e anti-horário, o produto das densidades de corrente no sentido horário é igual ao produto das densidades de corrente no sentido anti-

Figura 18: Representação simplificada do circuito de leitura operando o ISFET na região de saturação



Fonte: Chan et al. (2007). Adaptada pelo autor (2013).

horário”:

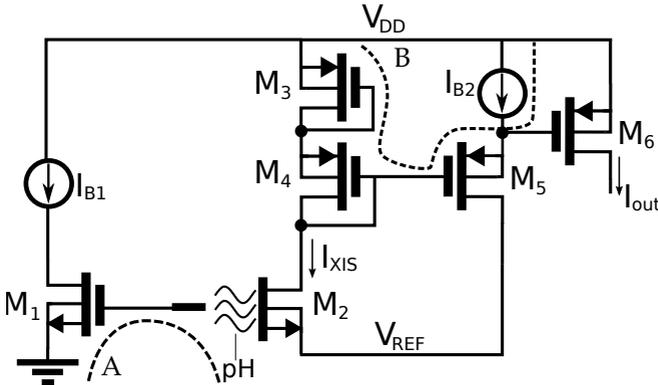
$$\prod_{\text{horário}} \text{densidade de corrente} = \prod_{\text{anti-horário}} \text{densidade de corrente} \quad (42)$$

Esta técnica foi estendida para transistores MOS operando em inversão fraca, proporcionando processamento de sinal de circuitos em ultrabaixo consumo, como apresentado nos trabalhos [43], [44] e [15]. Este processamento em regime exponencial geralmente envolve a compressão (**compressão** e **expansão**) do sinal, o que promove uma redução significativa de ruído e garantindo que a saída e entrada sejam linearmente proporcionais.

A aplicação do postulado supracitado pode ser verificada ao longo dos caminhos “A” e “B” do circuito translinear “Célula de Hidrogênio” apresentado em [43] e reproduzido na Figura 19.

Assumindo dispositivos perfeitamente casados, operando em saturação e desprezando erros devido à tensão V_{DS} , pode-se demonstrar a dependência linear entre a razão da corrente de saída pela entrada com a

Figura 19: Circuito Célula de Hidrogênio - HCell



Fonte: Shepherd e Tomazou (2005). Adaptada pelo autor (2013).

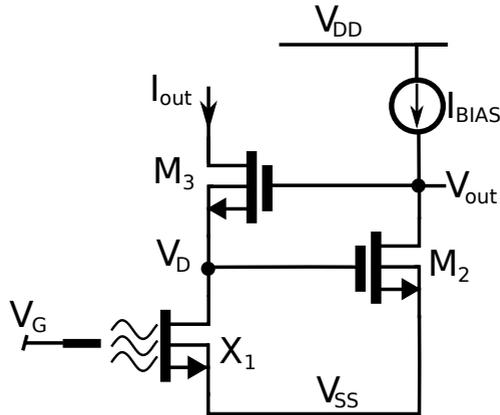
concentração de H^+ por:

$$\frac{I_{out}}{I_{b1}} = e^{\left(\frac{-2V_{ref}}{nq_i}\right)} K_{chem}^2 [H^+] \quad (43)$$

A expressão da equação (43) demonstra, portanto, a validade do princípio translinear.

O circuito da Figura 20 é um outro exemplo de aplicação desta técnica. Um potencial constante é aplicado no eletrodo de referência do ISFET enquanto sua fonte é aterrada. O dreno do ISFET é mantido em um potencial constante devido à ação da realimentação negativa formada pelos transistores M_2 e M_3 . Portanto, qualquer mudança no pH da solução provocará uma mudança na corrente de dreno do ISFET a uma dada polarização V_G aplicada ao eletrodo de referência.

Uma célula de Gilbert química constituída por dois ISFETs, capaz de detectar sinais de pH resultantes de uma reação, é apresentada pela Figura 21. Uma grande vantagem no uso da célula de Gilbert é o fato da sua medição diferencial prover redução do erro de medição sistemático devido à deriva e à estabilidade de temperatura, assim como obter um ganho de corrente linearmente sintonizável. Sua operação é oriunda da malha translinear proveniente dos transistores pMOS ($M_1 - M_2$, $M_3 - M_4$) operando em inversão fraca, com as correntes de M_3 e M_4 somadas em fase com as correntes de M_1 e M_2 . Após derivações, pode-se mostrar que a saída em corrente I_{out} é proporcional ao

Figura 20: Circuito condicionador com tensão fixada para ISFET

Fonte: Shepherd e Tomazou (2005). Adaptada pelo autor (2013)

pH, segundo a relação:

$$I_{out} = A\Delta pH \quad (44)$$

em que A é o ganho da célula de Gilbert e ΔpH a diferença entre o pH das soluções.

3.10 OUTRAS TOPOLOGIAS

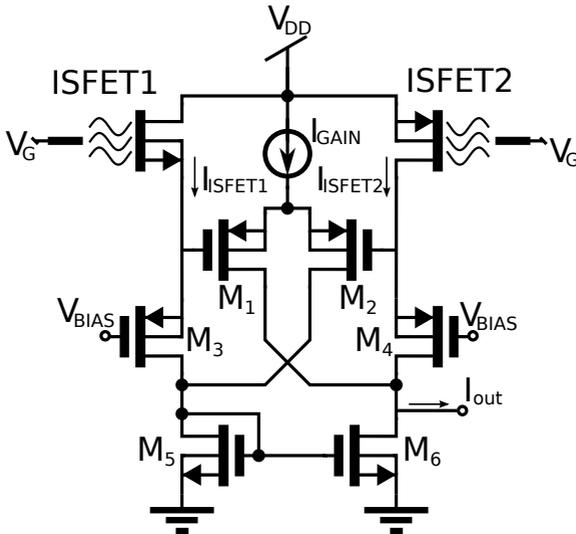
Algumas topologias são projetadas para corrigir erros em baixa frequência tais como o ruído $1/f$ (*flicker* ou ruído rosa) ou o fenômeno de deriva a longo prazo, responsáveis por erros sistemáticos de medição.

3.10.1 Redução do efeito de deriva

A topologia apresentada em [45] sugere uma técnica em tempo-discreto para reduzir o fenômeno de deriva oriundo da operação do ISFET. A técnica explora o uso de capacitores chaveados para realizar uma amostragem dupla correlacionada, conforme mostrado pela Figura 22 e descrito a seguir:

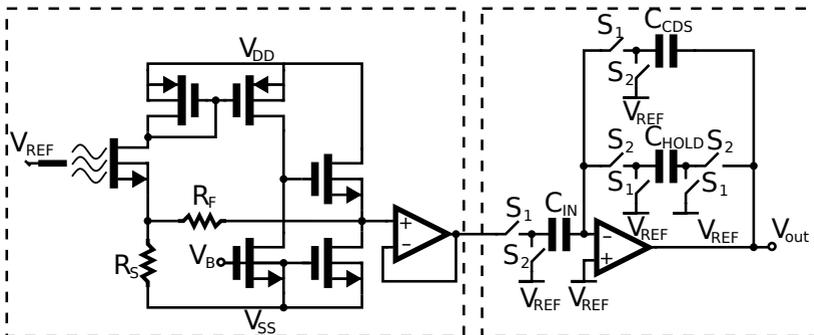
As chaves S_1 e S_2 são controladas por pulsos de relógio não-

Figura 21: Célula de Gilbert química baseada em ISFET



Fonte: Kalofonou, Georgiou e Tomazou (2011). Adaptada pelo autor (2013).

Figura 22: Circuito para compensação do efeito de deriva do ISFET



Fonte: Premanode et al. (2007). Adaptada pelo autor (2013).

sobrepostos de períodos T_1 (amostragem) e T_2 (retenção). Durante o período de amostragem, as chaves S_1 estão inicialmente fechadas; no período de retenção, as chaves S_2 permanecem fechadas. Na fase de amostragem, a carga armazenada na entrada inversora do OP-AMP é igual a

$-C_{in}(t) * (V_{in}(t) - V_{ref})$. Uma vez que as chaves S_1 e S_2 são complementares e a carga $Q_{CDS}(t-1)$ em C_{DS} está armazenada desde a fase de retenção, então a carga no nó em V_{out} vale $Q_{CDS}(t-1) + C_{in}(t) * (V_{in}(t) - V_{ref})$. A tensão sob C_{CDS} é encontrada substituindo $Q_{CDS}(t-1)$ por $-(V_{in}(t-1) - V_{ref}) * C_{CDS}$ e dividindo por C_{CDS} . Assumindo que $C_{CDS} = C_{in}$ e ambos estão perfeitamente casados, obtém-se a resposta de saída:

$$V_{out} = V_{REF} - V_{in}(t) - V_{in}(t-1) \quad (45)$$

A relação acima mostra que a saída é a diferença entre a entrada presente e a sua versão atrasada. Idealmente, quando este período de tempo termina, a influência da deriva será cancelada e $V_{in}(t) - V_{in}(t-1)$ será a diferença entre os sinais de entrada - idealmente livre da incerteza de medição devido à deriva.

3.10.2 Redução do ruído

O circuito apresentado por [46] e conhecido como BFDSF (do inglês, Seguidor de fonte-e-dreno tipo ponte flutuante) propõe reduzir o ruído por meio de um filtro passa-baixa enquanto realiza a leitura em modo CVCC.

O potencial flutuante V_{REF} força a operação em modo CVCC do IS-FET, de forma que $V_{REF} = V_1 - V_S$ sempre seja verdade. Logo, V_{REF} automaticamente se ajusta às variações observadas em V_S ao longo de toda operação do ISFET.

O filtro passa-baixa é realizado pela adição de dois pólos ω_{p1} e ω_{p2} na função de transferência do circuito. O pólo ω_{p1} está localizado em $1/(R_1 || R_2)C_1$, enquanto que ω_{p2} em $1/[(R_3 || R_{DS}) + R_4]C_2$ - em que R_{DS} denota a resistência de saída do ISFET.

A despeito de sua contribuição com a minimização do ruído, o circuito ainda sofre os mesmos inconvenientes das topologias que medem a resposta de saída pelo terminal de fonte.

3.11 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica, selecionando as principais topologias de circuitos condicionadores e de leitura para o ISFET até o momento. Embora o objetivo seja realizar o condicionamento do elemento sensor, as topologias variam bastante devido às aplicações de interesse,

4 CONDICIONADORES PROPOSTOS

Este capítulo apresenta o projeto, a implementação, assim como os resultados de simulação e de medição associado aos circuitos condicionadores concebidos neste trabalho. O primeiro condicionador é uma implementação do seguidor de fonte-e-dreno utilizando componentes discretos; o segundo, também discreto, é um circuito que converte o pH em uma representação digital modulada pela frequência (PFM) de pulsos. Por isso, este circuito foi denominado neste trabalho como pHCO (*pH Controlled Oscillator*). Em seguida, uma versão integrada deste circuito condicionador é apresentada com o propósito de se obter uma redução no seu consumo total, assim como reduzir a complexidade do sistema através da minimização do AFE.

O projeto e a simulação do circuito condicionador pHCO integrado foi realizado utilizando as ferramentas de simulação da empresa Cadence®. Utilizou-se o nó tecnológico CMOS 0,18 μm da IBM, com sete níveis de metal, e modelo de transistor BSIM3v3. Para uma melhor organização do trabalho, o layout do circuito está apresentado no Anexo D.

4.1 ISFET UTILIZADO NOS CIRCUITOS CONDICIONADORES DISCRETOS PROPOSTOS

O ISFET para o qual foram desenvolvidos os circuitos condicionadores descritos neste capítulo também foi fabricado e fornecido pelo CCS. Contudo, não é o mesmo empregado para construção do modelo comportamental apresentado na Subseção 2.5.2 do capítulo 2.

Nesta etapa, um lote de cinco ISFETs foram fabricados e fornecidos pelo CCS baseados na tese de doutorado apresentada em [47]. Diferentemente do ISFET utilizado no macromodelo, este lote possui ISFETs com um filme de óxido de titânio (TiO_x) como camada sensível, organizados em matrizes contendo 3x78 ou 3x57 elementos. As razões de aspecto dos elementos sensores são $50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$ ou $50\mu\text{m}/10\mu\text{m}$. Uma outra característica é o fato dos ISFETs não possuírem o contato de corpo curto-circuitado com o contato de fonte, o que permite obter um grau de liberdade a mais em se tratando da aplicação do dispositivo no circuito condicionador. A Tabela 3 resume as principais características do lote fornecido.

A amostra 5 foi adotada para realizar a caracterização deste lote e, dessa forma, obter os parâmetros tecnológicos de interesse. O procedimento realizado para extração dos parâmetros, o *setup* de medição empregado, o

Tabela 3: Lote de ISFETs utilizados nos circuitos condicionadores propostos

Amostra	W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)	Dispositivos em paralelo	Terminais de Contato
1	50/10	78	1-16
2	50/50	57	13-15
3	50/50	57	13-15
4	50/10	78	1-16
5	50/10	78	1-5,1-16,13-15

Fonte: Elaborada pelo autor

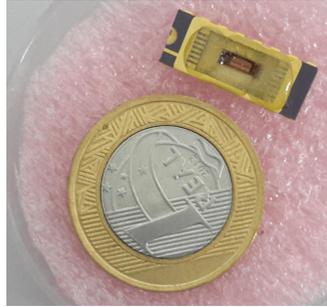
circuito de polarização, as curvas obtidas pela caracterização, bem como as curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ deste ISFET estão apresentadas no Anexo C, sendo apresentados aqui os resultados de caracterização na Tabela 4.

Tabela 4: Resumo dos principais parâmetros obtidos com a caracterização do ISFET

Parâmetros	ISFET
V_{TO}	1,26 V
I_S	15,7 μA
$(g_m/I_D)_{max.}$	8,65 1/V
K_p	120 $\mu\text{A}/\text{V}^2$
W/L	3900 $\mu\text{m}/10 \mu\text{m}$
Filme sensetivo	TiOx

Fonte: Elaborada pelo autor

A Figura 24 traz uma foto da amostra utilizada na caracterização cujos parâmetros estão listados na Tabela 4.

Figura 24: Amostra de ISFET utilizada nos circuitos condicionadores propostos

Fonte: Elaborada pelo autor

4.2 CIRCUITOS CONDICIONADORES DISCRETOS

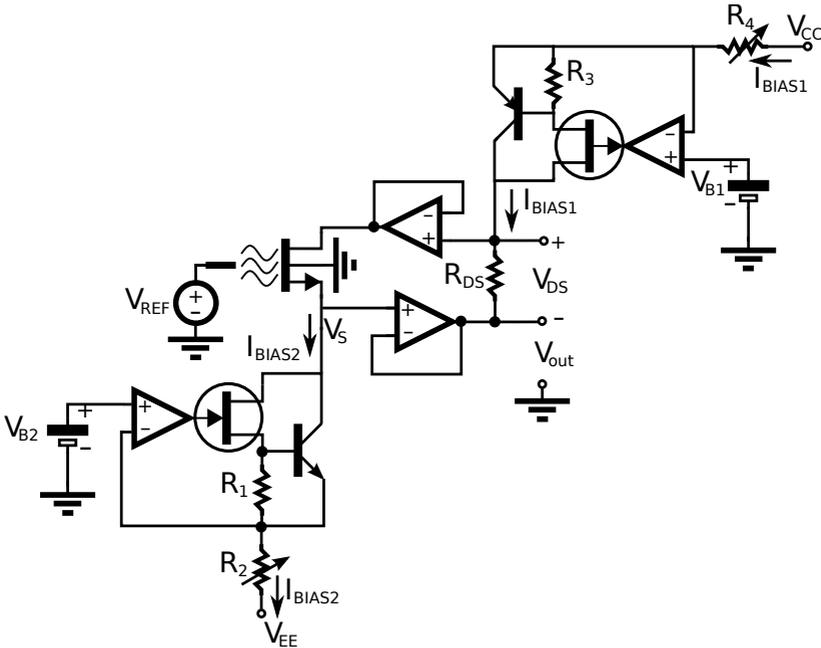
4.2.1 Seguidor de Fonte-e-Dreno

Como já mencionado em capítulos anteriores, o seguidor de fonte-e-dreno é uma das topologias mais empregadas para realizar o condicionamento do ISFET e, por isso, é encontrado em diversas aplicações. O mecanismo de realimentação presente neste circuito condicionador permite realizar o rastreamento dos níveis do pH sem alterar o ponto de operação do sensor. A queda de tensão V_{DS} provocada pela corrente I_{BIAS1} sobre o resistor R_{DS} é copiada aos terminais de fonte e dreno do ISFET pelos seguidores de tensão. Como a corrente de dreno do ISFET é mantida por I_{BIAS2} e as tensões V_{DS} e V_{REF} são constantes, o potencial V_S no terminal de fonte é o responsável por rastrear as flutuações no pH. Este potencial passa então por um seguidor de fonte, para que possa ser medida em V_{out} . Ao mesmo tempo, o novo potencial em V_{out} serve para realimentar um novo potencial no terminal de dreno do ISFET, de modo que o seu potencial V_{DS} seja sempre constante. Esse mecanismo de realimentação é importante, uma vez que garante operação adequada do circuito dentro da faixa dinâmica de interesse do sinal além de fazer com que as mudanças no pH sejam proporcionais ao sinal de resposta V_{out} do circuito condicionador.

Por outro lado, a exigência de fontes de corrente com valor fixo e estável pode ser um dos inconvenientes práticos desta proposta ¹. Em uma

¹Para maiores detalhes vide Anexo G

Figura 25: Circuito discreto seguidor de fonte-e-dreno



Fonte: Elaborada pelo autor

implementação integrada, por exemplo, o projeto das fontes de corrente deverá levar em consideração o compromisso entre a impedância de saída necessária para manter a corrente de saída constante e a margem de tensão (*headroom*) requerida para garantir a saturação dos transistores. Um desvio nas correntes de polarização pode levar a uma mudança significativa na saída V_{out} , provocando até mesmo a saturação do sinal. Dessa forma, as fontes ideais presentes no circuito seguidor de fonte-e-dreno da Figura 11 do capítulo 3 foram substituídas por circuitos que permitem estabelecer precisamente a corrente de polarização I_{BIAS} desejada, conforme ilustrado pela Figura 25.

Basicamente, cada fonte de corrente é composta por um AMP-OP realimentado negativamente e com sua saída conectada a um par Darlington composto por um JFET e um BJT. Os resistores R_1 e R_3 estão colocados para garantir a polarização dos BJTs na região ativa.

O alto ganho dos AMP-OPs em conjunto com a aplicação de uma realimentação negativa força entre as entradas inversora e não-inversora de

cada AMP-OP um terra virtual. Isso faz com que os potenciais V_{B1} e V_{B2} aplicados nas entradas não-inversoras de cada AMP-OP sejam realimentadas para o nó onde o emissor de seu respectivo BJT está conectado. Assim, as correntes de polarização I_{BIAS1} e I_{BIAS2} são geradas sobre os resistores R_2 e R_4 , de forma que:

$$I_{BIAS1} = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_4} \quad (46)$$

$$I_{BIAS2} = \frac{V_{B2} - V_{EE}}{R_2} \quad (47)$$

Como pode ser verificado pela figura, o principal caminho de saída da corrente se dá através dos terminais coletor-emissor de cada BJT. As tensões realimentadas sobre os resistores R_4 e R_2 incluem tanto as correntes I_{BIAS1} e I_{BIAS2} quanto qualquer valor de corrente de base exigida pelos BJTs de forma a garantir sua devida operação. Portanto, se a fonte de corrente fosse implementada apenas com o uso do BJT, a corrente drenada pela carga não seria exatamente a mesma que passaria pelos resistores R_2 e R_4 , pois a corrente de base deveria ser fornecida pela saída de baixa impedância do AMP-OP. Para resolver isso, o JFET no par Darlington possui a função de fornecer a corrente de base - de forma que a corrente drenada pela carga seja exatamente igual a corrente sobre os resistores R_2 e R_4 .

4.2.1.1 Resultados de simulação e experimentais

Para verificar a operação do circuito e obter uma melhor validação do seu comportamento antes de realizar a montagem experimental, o seguidor de fonte-e-dreno foi simulado na ferramenta ADS da Agilent®. Por conveniência, a expressão da tensão de saída V_{out} do seguidor de fonte-e-dreno, já introduzida na Seção 3.2 do capítulo anterior, está repetida logo a seguir:

$$V_{out} = V_{REF} - V_{th}(ISFET) - \frac{I_{BIAS2}}{\beta \cdot I_{BIAS1} \cdot R_{DS}} - \frac{I_{BIAS1} \cdot R_{DS}}{2} \quad (48)$$

O primeiro passo adotado no projeto do circuito foi a escolha do ponto de operação desejado a ser fixado no ISFET. Um vez escolhido, parte-se ao cálculo da corrente de polarização I_{BIAS1} e do valor de resistor R_{DS} necessários

para gerar a queda de tensão V_{DS} requerida à polarização do ISFET no ponto de operação escolhido.

Para este projeto, escolheu-se fixar o V_{DS} em 0,5 V a fim de polarizar o ISFET na região linear e permitir uma maior margem para excursão do sinal. Com isso, considerando uma resistência R_{DS} de 0,5 M Ω , a corrente I_{BIAS1} necessária para fornecer 0,5 V aos terminais de fonte e dreno do sensor é igual a 1,0 μ A. A tensão de alimentação requerida para garantir a operação adequada dos AMP-OPs foi de $V_{CC}/V_{EE} = \pm 5,0$ V. Com isso, e de acordo com (46), a corrente I_{BIAS1} igual a 1,0 μ A foi gerada fixando V_{B2} em 1,0 V e R_4 igual a 4 M Ω .

A corrente I_{BIAS2} utilizada para polarizar o ISFET com corrente constante foi de 4 μ A. Para chegar neste valor, fixou-se um potencial V_{B1} igual a -1,0 V e um resistor R_2 de valor igual a 1 M Ω . Com todos estes dados disponíveis, considerando um valor estimado de $\beta = 47 \text{ mA}/V^2$ (segundo a caracterização obtida) e a partir de (46) e (48), pode-se determinar o valor esperado de tensão de saída para um valor de pH específico.

$$V_{out} = V_{REF} - V_{th}(ISFET) - \frac{4 \mu A}{47 \text{ mA}/V^2 \cdot 1 \mu A \cdot 0,5 \text{ M}\Omega} - \frac{1 \mu A \cdot 0,5 \text{ M}\Omega}{2} \quad (49)$$

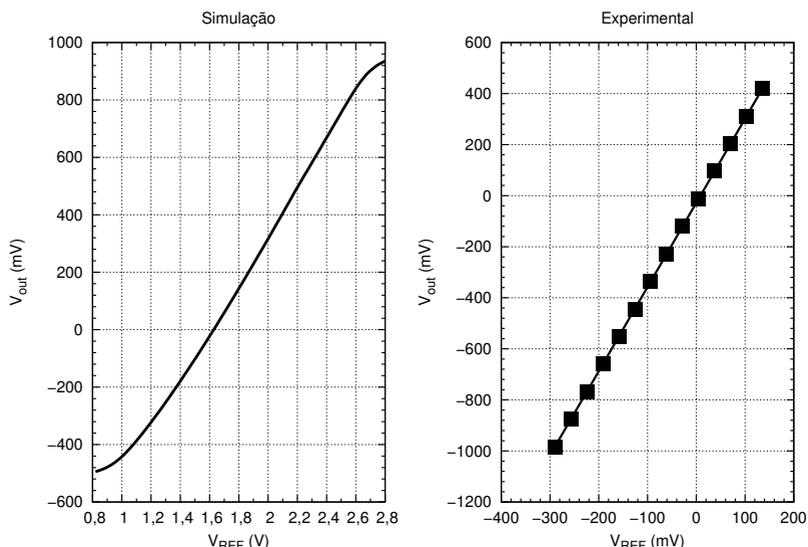
$$V_{out} \cong V_{REF} - V_{th}(ISFET) - 1,0 \text{ V} \quad (50)$$

Assim, aplicando uma tensão de referência $V_{REF} = 1,0$ V, conclui-se que $V_{out} \cong -V_{th}(ISFET)$. Portanto, a resposta V_{out} rastreará de forma proporcional e linear as flutuações correspondentes de pH no terminal de fonte V_S do ISFET.

Os resultados de simulação e experimentais estão apresentados na Figura 26.

O procedimento experimental adotado para gerar a curva da Figura 26 foi o seguinte: primeiro depositou-se uma microgota de água deionizada, com resistividade de 18 M Ω -cm, sobre a abertura do ISFET contendo o filme sensível de óxido de titânio (TiOx); em seguida, um eletrodo de referência de calomel Hg_2Cl_2 ² foi colocado em contato com a microgota para realizar uma varredura na tensão aplicada V_{REF} . Este procedimento foi realizado como

²A utilização do eletrodo de referência de calomel ao invés do cloreto de prata não implica em resultados de medição diferentes entre si, uma vez que o objetivo é forçar um potencial constante para garantir que a ponte salina do eletrodo evite a reação de óxido-redução entre o filme e o eletrodo.

Figura 26: Resultados de simulação e experimentais do seguidor de fonte-e-dreno

Fonte: Elaborada pelo autor

uma alternativa à utilização de soluções tampões, haja vista que a varredura do potencial aplicado em V_{REF} significa, em última análise, uma varredura correspondente no pH da solução.

Na Figura 26, o resultado de simulação mostra uma variação da saída V_{out} no intervalo de -0,508 V a 0,935 V, enquanto que este ficou entre -0,984 V e 0,420 V para o resultado experimental. Ou seja, a curva experimental e a simulada mantiveram a faixa de variação³ em um valor aproximadamente igual a 1,4 V, contudo, deslocadas entre si por 0,476 V em relação ao eixo das coordenadas. No eixo das abscissas, o intervalo de variação de V_{REF} foi de 0,8 a 2,8 para o resultado de simulação e de -0,290 a 0,136 para o experimental. Este resultado mostra que a variação de V_{out} com V_{REF} foi maior no resultado experimental do que no resultado de simulação.

As razões para os desvios observados em V_{out} e em V_{REF} são justificadas pelo fato do modelo comportamental do sensor não ter considerado aspectos provenientes do processo de fabricação do dispositivo, tais como a

³Do inglês *span*, a faixa de variação é a diferença entre a amplitude máxima e mínima de um sinal

resistência de contato dos terminais de difusão e o material do filme sensível (TiOx) empregado. O filme de TiOx é responsável pela divergência na faixa de variação observada em V_{REF} , devido, principalmente, à diferença da sua responsividade em relação ao filme de Si_3N_4 utilizado no modelo comportamental - o que justifica a diferença na inclinação entre as duas curvas. Por isso, o filme de TiOx possui grande superioridade em relação ao filme de Si_3N_4 comparando-se as suas responsividades. A queda de tensão sobre a resistência de contato dos terminais de difusão é compensada com uma redução no potencial de fonte do ISFET, o que explica o desvio observado em V_{out} da curva experimental em relação à curva de simulação. Ademais, um outro aspecto a ser considerado é a redução no pH da água deionizada devido à reação química com o dióxido de carbono presente no ar - o que também contribui para o desvio em V_{out} observado entre o resultado de simulação e experimental.

A responsividade (inclinação da curva) obtida para o resultado de simulação e experimental foi igual a 0,72 V/V e 3,3 V/V, respectivamente. Considerando um sensor com responsividade aproximadamente igual a 50 mV/pH, pode-se estimar a responsividade do circuito condicionador em função do pH sendo aproximadamente igual a 165 mV/pH para o resultado experimental. Comparando-se este valor com os apresentados nos trabalhos em [48] ($S = 38$ mV/pH), [36] ($S = 55,5$ mV/pH), [37] ($S = 41,6$ mV/pH) e [49] ($S = 400$ mV/pH), nota-se que o circuito condicionador realizado foi inferior apenas a [49]⁴, o que demonstra sua competitividade e o quão satisfatório foi o resultado.

O coeficiente de determinação (R^2) [50] foi igual a 0,995 para o resultado de simulação e 1 para o experimental, conforme sumarizado pela Tabela 5. Estes resultados indicam a forte correlação linear entre a saída V_{out} do circuito condicionador e o potencial de entrada V_{REF} . Comparando-se este valor com os trabalhos em [48] ($R^2 = 0,9994$) e [51] ($R^2 = 0,99998$), nota-se que o R^2 obtido neste trabalho foi superior.

Os componentes utilizados nos experimentos para implementar o circuito condicionador foram:

1. LM-324 : Circuito integrado que possui quatro amplificadores operacionais de baixo consumo voltado para aplicações gerais e foi utilizado tanto no circuito seguidor quanto nas fontes de corrente;

⁴Diferentemente do circuito condicionador aqui apresentado, o circuito reportado neste trabalho utiliza uma estrutura diferencial com REFET e foi integrado em tecnologia CMOS 0,6 μ m.

Tabela 5: Comparação entre os resultados de simulação e experimentais do seguidor de fonte-e-dreno

	V_{REF} (V)	V_{out} (V)	V_{DS} (V)	Faixa de Variação (V)	R^2	S (V/V)
Simulação	0,8	-0,508	0,500	1,443	0,995	0,72
	2,8	0,935	0,500			
Experimental	-0,290	-0,984	0,574	1,404	1	3,3
	0,136	0,420	0,574			

Fonte: Elaborada pelo autor

2. BF-245 : Transistor JFET canal-N empregado no par Darlington da fonte de corrente;
3. J176 : Transistor JFET canal-p empregado no par Darlington da fonte de corrente;
4. C547B : Transistor BJT NPN empregado no par Darlington da fonte de corrente;
5. C557B : Transistor BJT PNP empregado no par Darlington da fonte de corrente; e
6. resistores cujos valores de resistência estão sintetizados na Tabela 6.

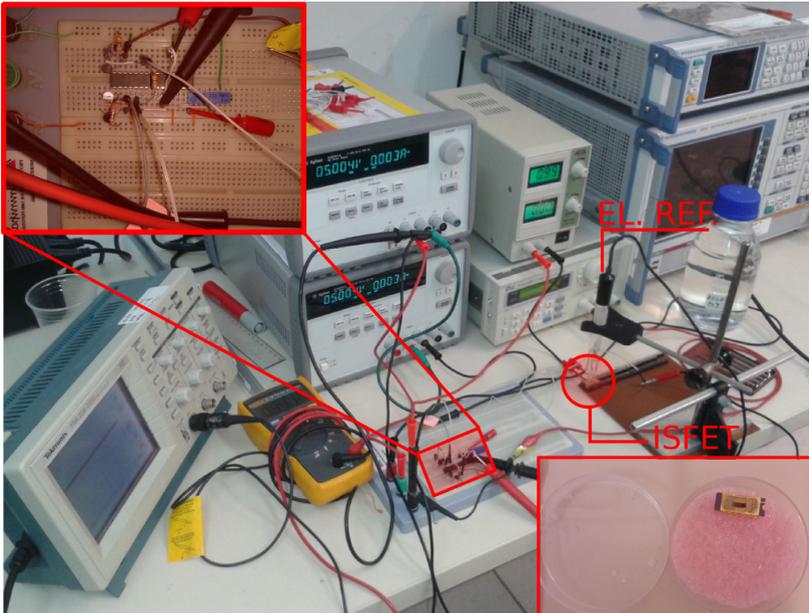
Tabela 6: Valores de resistência empregados

Resistor	Valor (Ω)	
	Simulação	Experimental
R_1	10 k	10 k
R_2	1 M	3,3 M
R_3	10 k	10 k
R_4	4 M	4,7 M
R_{DS}	0,5 M	0,46 M

Fonte: Elaborada pelo autor

A Figura 27 mostra uma foto da bancada de medição utilizada para obter os resultados do circuito seguidor de fonte-e-dreno. A figura também

Figura 27: Fotografia da bancada de medição do circuito seguidor de fonte-dreno



Fonte: Elaborada pelo autor

ilustra o eletrodo de referência de calomel, o ISFET empregado e os instrumentos de medição.

A Tabela 7, apresentada a seguir, denota um comparativo entre os valores de tensão e corrente de polarização adotados na simulação e os valores reais medidos no experimento.

Pela tabela, nota-se uma diferença de aproximadamente $0,15 \mu A$ entre valores simulados e experimentais para a corrente I_{BIAS1} , enquanto que esta diferença vale aproximadamente $2,8 \mu A$ para I_{BIAS2} devido, em parte, pela diferença nos valores dos resistores utilizados na simulação e no experimento e, também, pelas perdas ôhmicas intrínsecas do circuito. A tabela também apresenta o valor estimado de consumo total do circuito em aproximadamente 30 mW , dos quais cerca de 29 mW consumidos pela polarização dos amplificadores operacionais e fontes de corrente.

O trabalho [48] utilizou uma corrente de polarização igual a $100 \mu A$ e tensão V_{DS} igual a $0,1 \text{ V}$. O amplificador operacional foi realizado com o

Tabela 7: Estimativa de consumo do seguidor de fonte-e-dreno discreto

Variável Mensurável	Simulado	Experimental
V_{CC}	+5 V	+5 V
V_{EE}	-5 V	-5 V
I_{BIAS1}	1 μ A	0,85 μ A
I_{BIAS2}	4 μ A	1,2 μ A
Consumo Total	-	30 mW

Fonte: Elaborada pelo autor

LM2904/NS. O trabalho [51] integrou o circuito condicionador em tecnologia TSMC 0,35 μ m e dimensionou uma fonte de corrente para polarizar o ISFET em um valor igual a 100 μ A e valor V_{DS} igual a 0,5 V. O trabalho [49] realizou um circuito condicionador CVCC com estrutura diferencial empregando REFET e integrou em tecnologia CMOS 0,6 μ m. Os resultados denotaram um consumo de aproximadamente 2,1 mW.

4.2.2 Circuito condicionador pHCO

Embora a resposta V_{out} do circuito seguidor de fonte-e-dreno tenha apresentado boa linearidade, a operação CVCC faz do ISFET um simples transistor *dummy* - o que o torna um elemento muito passivo no circuito e não permite extrair as vantagens de seu potencial como transistor de efeito de campo. Ainda, a solução de fixar o ponto de operação V_{DS} do ISFET através do resistor R_{DS} demanda em uma dissipação contínua de potência estática neste componente que poderia ser evitada.

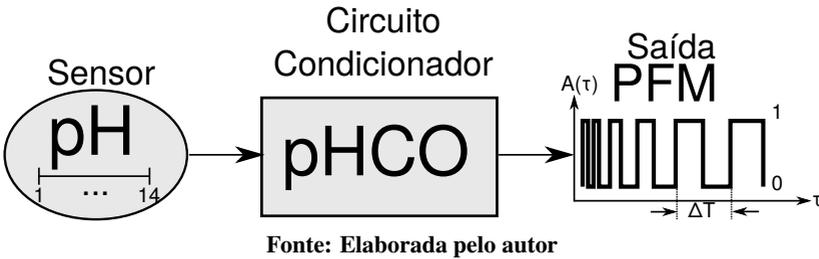
O circuito de interface seguidor de fonte-e-dreno possui um ganho idealmente unitário, portanto, uma possível necessidade de complementar o ganho do sinal - devido a limitações práticas do elemento sensor - implicará na adição de estágios de amplificação do sinal. A inclusão de mais estágios de ganho, por sua vez, contribuirá na adição de mais ruído ao sinal, ou seja, na redução da relação sinal-ruído (SNR) que poderá comprometer a etapa de medição. Dessa forma, faz-se necessário colocar circuitos de filtragem na saída destes estágios, a fim de realizar a devida extração do sinal na faixa de interesse.

Ademais, como já mencionado, a dependência do valor de V_{out} com as correntes de polarização I_{BIAS1} e I_{BIAS2} podem provocar uma mudança da

saída que, em último caso, pode causar a saturação em amplitude de V_{out} . O projeto das fontes de corrente em uma implementação integrada deverá levar em consideração compromissos entre a impedância de saída, margem de tensão requerida para excursão do sinal em V_S e nível de saturação dos transistores.

De forma a contornar alguns dos inconvenientes supracitados presentes no circuito seguidor de fonte-e-dreno, a topologia de circuito condicionador elaborada, e denominada neste trabalho por pHCO, tem como proposta obter o valor do pH através de uma modulação por frequência de pulsos (PFM) do sinal, conforme conceitualmente ilustrado pela Figura 28.

Figura 28: Conceito do condicionamento do pH pela modulação em frequência de pulso (PFM)



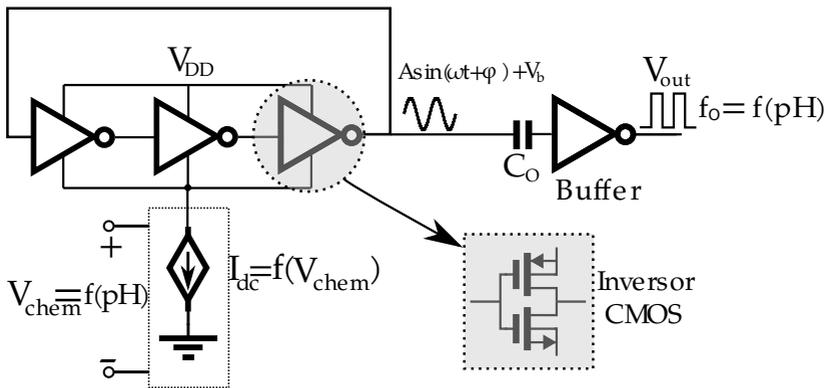
No esquema da Figura 28, o sinal elétrico proveniente do elemento sensor é convertido pelo circuito condicionador em uma representação digital cuja frequência de pulsos é proporcional ao pH. Por esta perspectiva, elimina-se a precaução existente no circuito seguidor de fonte-e-dreno, e demais topologias citadas no capítulo anterior, em relação a uma possível saturação da amplitude do sinal de saída V_{out} devido a desvios na corrente de polarização ou a um ganho adicional necessário a ser dado ao sinal. Dessa forma, os pulsos representam o sinal no domínio digital, enquanto que a informação analógica de interesse está, na verdade, codificada no domínio do tempo.

4.2.3 Análise do Circuito Condicionador pHCO

O circuito condicionador pHCO é composto por um oscilador em anel de N estágios em que a célula de atraso contém um par inversor CMOS em configuração *push-pull*. O número N de estágios a ser adotado influirá na frequência de oscilação de interesse: quanto mais estágios, menor a

frequência de oscilação do sinal. O terminal de fonte dos transistores nMOS são todos conectados ao terminal de dreno do ISFET (que está conectado em configuração diodo, ou seja, dreno e eletrodo de referência curto-circuitados). Nesta situação, a operação do ISFET pode ser modelada pela fonte de corrente controlada pela tensão V_{chem} , conforme ilustrado na Figura 29.

Figura 29: Representação conceitual do circuito condicionador integrado: pHCO



Fonte: Elaborada pelo autor

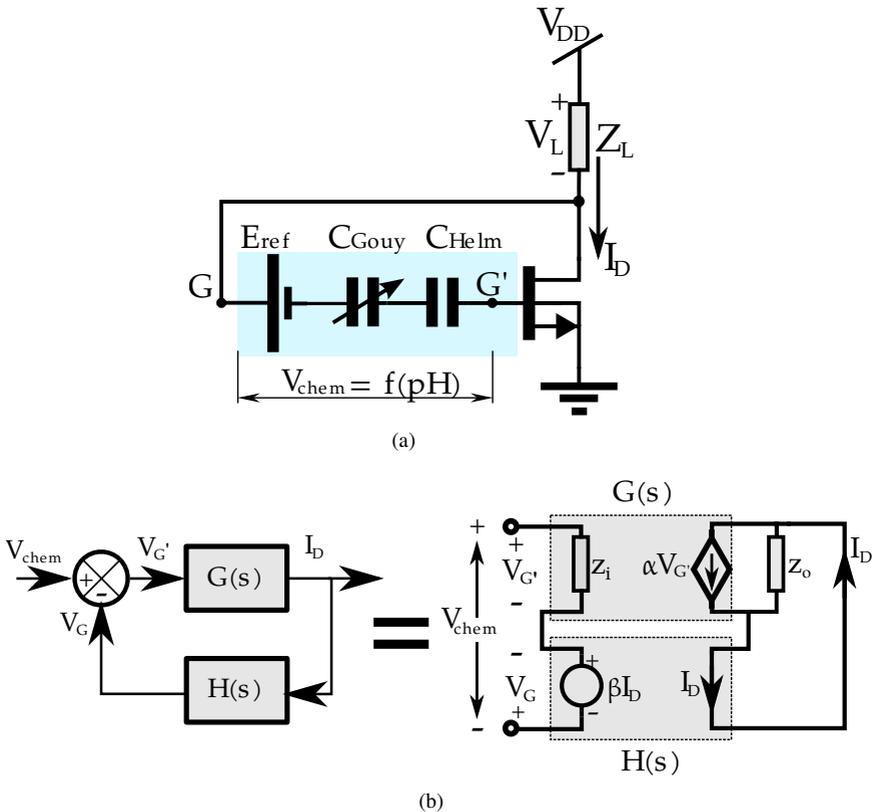
Enquanto os inversores estiverem operando como amplificadores lineares, a saída do oscilador em anel produz um sinal que pode ser aproximado por uma senóide com amplitude A , frequência angular ω e nível DC igual a V_b . Em seguida, este sinal segue em direção ao capacitor de desacoplamento C_0 a fim de eliminar o nível DC do sinal. Tendo eliminado o DC, os estágios com alto ganho de tensão (*buffers*), colocados após o capacitor, forçam a saturação da amplitude do sinal para 0 V ou V_{DD} de forma a obter uma saída com representação digital. Desta forma, o valor do pH no sensor está codificado na frequência do sinal em V_{out} .

A análise do circuito condicionador pHCO será dividida em duas partes: a primeira descreve a polarização do circuito pHCO por meio de realimentação negativa; a segunda abordará as condições para iniciar e manter as oscilações através do atendimento ao critério de Barkhausen.

4.2.3.1 Polarização do Circuito pHCO via Realimentação Negativa

A Figura 30 mostra uma representação simplificada do esquema utilizado para autopolarização do circuito pHCO que tem o propósito de estabelecer um ponto quiescente de operação do ISFET. Nesta figura, o oscilador em

Figura 30: Análise do circuito condicionador integrado: (a) Representação simplificada do circuito; (b) Diagrama de blocos mostrando realimentação negativa local



Fonte: Elaborada pelo autor

anel está representado por meio da carga ativa Z_L , enquanto que a tensão V_{chem}

representa a totalização dos potenciais químicos do ISFET - que é função do pH do analito conforme apresentado no Capítulo 2 pela teoria de sítios de ligação e detalhado no Anexo A.

Portanto, uma mudança no pH implica na alteração do valor de V_{chem} que, por sua vez, será mantido pelos valores de tensão em V_G e $V_{G'}$. A corrente I_D estabelecida, e oriunda do ponto de operação imposto por V_{chem} , provoca uma queda de tensão V_L sobre a carga ativa Z_L estabelecendo o potencial V_G . Este, por sua vez, ao ser comparado com a entrada V_{chem} produz a tensão de erro $V_{G'}$ que estabelece o ponto quiescente de I_D . Este esquema de autopolarização do circuito é realizado via realimentação série-série, como melhor esclarecido pela Figura 31(b).

Ademais, pode-se verificar (via análise do circuito) que a tensão V_L varia linearmente com o pH. Supondo a operação DC do ISFET no regime de inversão fraca, a sua corrente de dreno I_D pode ser expressa por:

$$I_D = I_0 e^{\frac{V_G - \gamma - \alpha S_N pH - V_{THMOSFET}}{n\phi_t}} \quad (51)$$

Como $V_G = V_{DD} - V_L$, pode-se reescrevê-la da seguinte forma:

$$I_D = I_0 e^{\frac{V_{DD} - V_L - \gamma - \alpha S_N pH - V_{THMOSFET}}{n\phi_t}} \quad (52)$$

Isolando o termo V_L da equação (52) obtém-se:

$$V_L = V_{DD} - n\phi_t \ln \left(\frac{I_D}{I_0} \right) - \gamma - \alpha S_N pH - V_{THMOSFET} \quad (53)$$

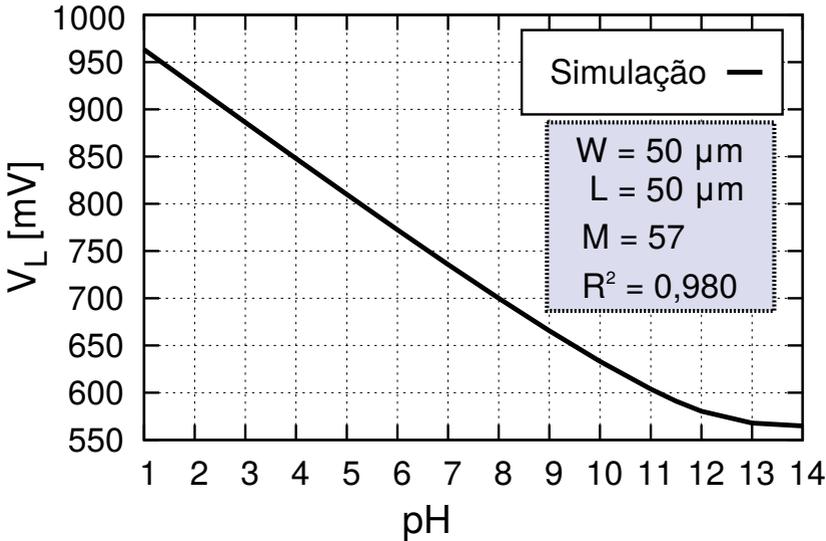
Para simplificar, a equação (53) teve os termos independentes do pH agrupados na constante K_V apresentada na equação (54).

$$V_L = K_V - n\phi_t \ln \left(\frac{I_D}{I_0} \right) - \alpha S_N pH \quad (54)$$

A equação (54) é solucionável apenas numericamente, pois o segundo termo do segundo membro é uma função inversa de si própria (logaritmo natural da função exponencial). A dependência linear de V_L com o pH pode ser confirmada por meio de uma simulação, conforme apresentado pela Figura 31.

A curva de simulação da Figura 31 foi obtida utilizando o modelo de transistor BSIM3v3 e o modelo comportamental do ISFET em Verilog-A, com dispositivos organizados em matrizes contendo 3x57 elementos e razão de aspecto $50 \mu m / 50 \mu m$. O coeficiente de determinação R^2 obtido a partir

Figura 31: Curva que descreve a relação linear entre a tensão V_L com o pH.



Fonte: Elaborada pelo autor

dos dados da curva de simulação foi igual a 0,98.

A relação linear entre V_L e pH produz uma relação linear entre a frequência de oscilação do sinal e o pH. Isto se deve ao fato da frequência de oscilação em regime permanente do oscilador em anel ser inversamente proporcional ao tempo de atraso t_p de sua célula inversora. Uma vez que t_p é determinado pelo intervalo de tempo entre as comutações do sinal de entrada e saída no ponto de transição do inversor, uma mudança em V_L produz uma mudança inversamente proporcional em t_p . Assim, o tempo de atraso t_p , e portanto, a frequência de oscilação do sinal em regime permanente, depende linearmente com o pH do analito - o que permite a recuperação adequada desta informação por circuitos de pós-processamento subsequentes ao circuito de condicionamento.

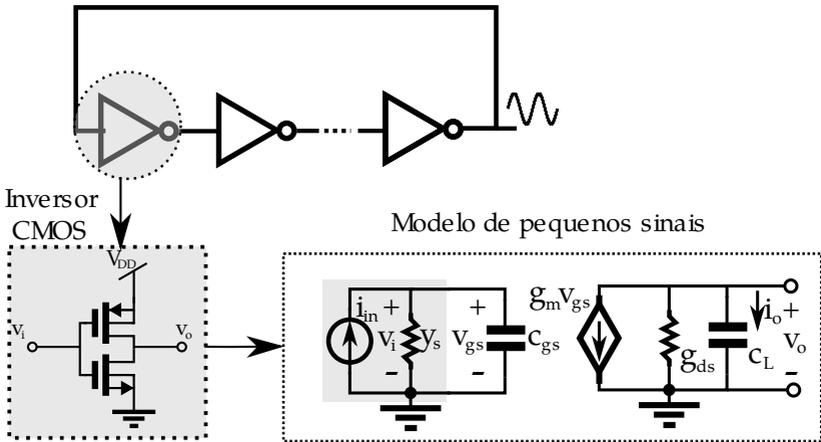
4.2.3.2 Oscilador em anel

Esta seção descreve o oscilador em anel do circuito pHCO, simplificado pela seção anterior na carga ativa Z_L . O oscilador em anel será con-

textualizado, inicialmente, de forma ideal a fim de abordar as condições necessárias para iniciar e sustentar as oscilações, assim como apresentar a sua operação em regime linear e não-linear.

Um oscilador em anel é uma conexão em cascata de N células de atraso (com N ímpar), de forma que a saída da última célula esteja conectada na entrada da primeira. Uma vez atendido o critério de Barkhausen (módulo do ganho de malha maior que 1 e fase ao longo da malha igual a zero), uma oscilação deve acontecer em uma frequência determinada pela polarização e parâmetros dos componentes do circuito da célula.

Figura 32: Oscilador em anel de N estágios. Em detalhe, o inversor CMOS da célula de atraso e seu modelo de pequenos sinais simplificado correspondente.



Fonte: Elaborada pelo autor

A Figura 32 ilustra um oscilador em anel de N estágios no qual sua célula de atraso é composta por um inversor CMOS. A mesma figura apresenta um modelo simplificado de pequenos sinais do inversor em que g_m , v_{gs} , g_{ds} , C_L e C_{gs} totalizam, respectivamente, as contribuições da transcondutância de porta, a tensão porta-fonte, a condutância de saída em saturação, a capacitância de carga e a capacitância porta-fonte do pMOS e do nMOS.

No modelo de pequenos sinais, a corrente de entrada i_{in} é fornecida pelo estágio antecedente e a mesma provoca uma queda de tensão v_i sobre a admitância de entrada composta pela associação em paralelo de y_s com C_{gs} . A tensão v_i , que neste caso é igual à tensão porta-fonte v_{gs} , será responsável por controlar o valor da corrente $g_m v_{gs}$ que produzirá uma tensão de saída v_o

sobre a admitância de saída composta por g_{ds} e C_L .

A frequência de oscilação em pequenos sinais de um oscilador de N estágios pode ser obtida através da fase da função de transferência $v_o(s)/v_i(s)$ da célula de atraso [52]:

$$H(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{-g_m/g_{ds}}{1 + sC_L/g_{ds}} \quad (55)$$

Fazendo $s = j\omega$ na equação (55), pode-se obter a fase da função de transferência e generalizá-la para um oscilador contendo N estágios. Cada estágio contribui para uma defasagem de $-\pi/N$:

$$\theta = \arg(H(j\omega)) = -\arctan\left(\frac{\omega C_L}{g_{ds}}\right) = \frac{-\pi}{N} \quad (56)$$

Em que θ na equação (56), representa o argumento da função de transferência em malha aberta $H(j\omega)$. Portanto, resolvendo a equação (56) para a frequência angular ω , pode-se encontrar a frequência f_o do sinal de um oscilador em anel [52]:

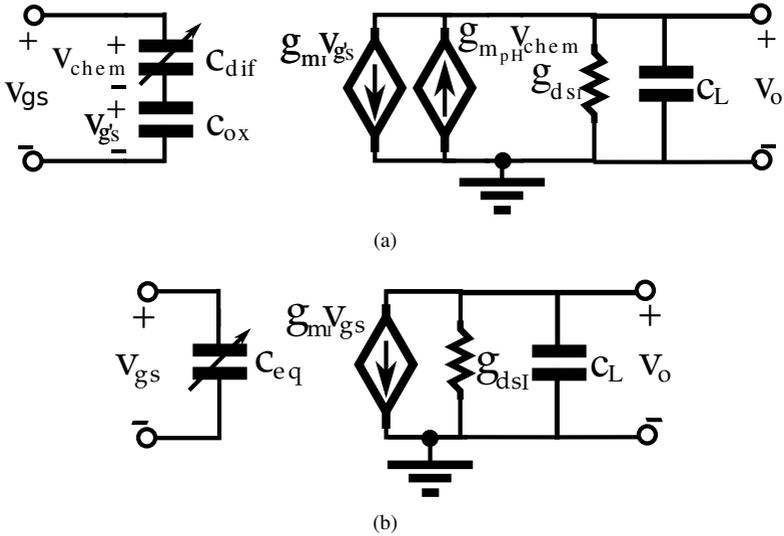
$$f_o = \text{tg}\left(\frac{\pi}{N}\right) \frac{g_{ds}}{2\pi C_L} \quad (57)$$

A partir desta análise, pode-se encontrar uma expressão analítica que descreva a frequência de oscilação em pequenos sinais para o circuito condicionador pHCO.

Para isso, deve-se partir, primeiramente, de um modelo de pequenos sinais adequado ao ISFET. A Figura 34(a) apresenta uma proposta deste modelo, em que a entrada v_{gs} é composta por uma associação capacitiva. Nesta associação, C_{dif} representa a capacitância equivalente devido ao potencial químico V_{chem} . Desta forma, como o aumento de pH implica em uma redução da corrente de dreno, a fonte $g_{m_{pH}}v_{chem}$ possui direção oposta em relação à $g_{m_I}v_{g's}$. Portanto, esta fonte de corrente, representa a totalização da variação infinitesimal da corrente de dreno devido a uma variação infinitesimal do pH.

Para realizar uma análise mais simples, pode-se agrupar as duas fontes de corrente em uma única fonte controlada apenas por v_{gs} - conforme apresentado na Figura 34(b). Esta nova fonte de corrente $g_{m_I}v_{gs}$ conterá termos dependentes e não-dependentes do pH.

Figura 33: Modelo de pequenos sinais do ISFET: (a) versão com divisão capacitiva na entrada (b) versão simplificada



Fonte: Elaborada pelo autor

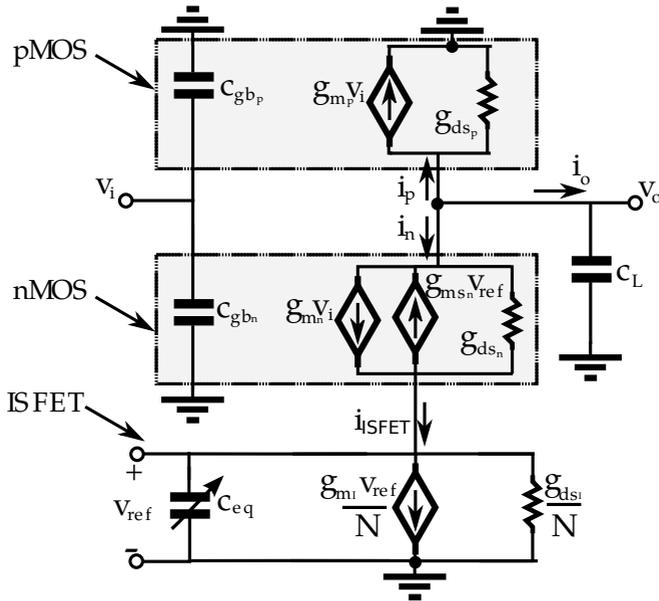
A partir do modelo de pequenos sinais do ISFET, pode-se obter uma representação simplificada de pequenos sinais da célula de atraso do circuito pHCO - conforme ilustrado pela Figura 34.

Note que na Figura 34 houve uma mudança de terminologia. O modelo de pequenos sinais do ISFET utiliza o potencial de controle v_{ref} , ao invés de v_{gs} , apenas como convenção para evitar uma possível confusão com outros potenciais v_{gs} não relacionados ao ISFET. Como a figura denota apenas o modelo de uma célula de atraso, as contribuições das fontes de corrente em pequeno sinal do ISFET foram ponderadas pela quantidade de N estágios adotados⁵. Além disso, uma fonte de corrente com valor igual a $g_{ms}v_{ref}$ foi adicionada no modelo de pequenos sinais do nMOS a fim de representar a contribuição da variação do potencial v_{ref} (devido ao pH) em seu terminal de fonte.

Novamente, a frequência de oscilação em pequenos sinais pode ser obtida pela condição de fase da oscilação através da função de transferência

⁵Como será visto posteriormente, o circuito condicionador discreto utilizou cinco estágios, enquanto que o integrado utilizou três estágios.

Figura 34: Modelo de pequenos sinais para uma célula de atraso do circuito pHCO



Fonte: Elaborada pelo autor

$v_o(s)/v_i(s)$ da célula de atraso do circuito condicionador. A expressão final da frequência de oscilação em pequenos sinais do circuito condicionador pHCO está apresentada pela equação (58) e o desenvolvimento das equações está sumarizado no Anexo E.

$$f_{oISFET} = tg \left(\frac{\pi}{N} \right) \frac{(g_{ds_p} + \kappa g_{ds_n})}{2\pi C_L} \quad (58)$$

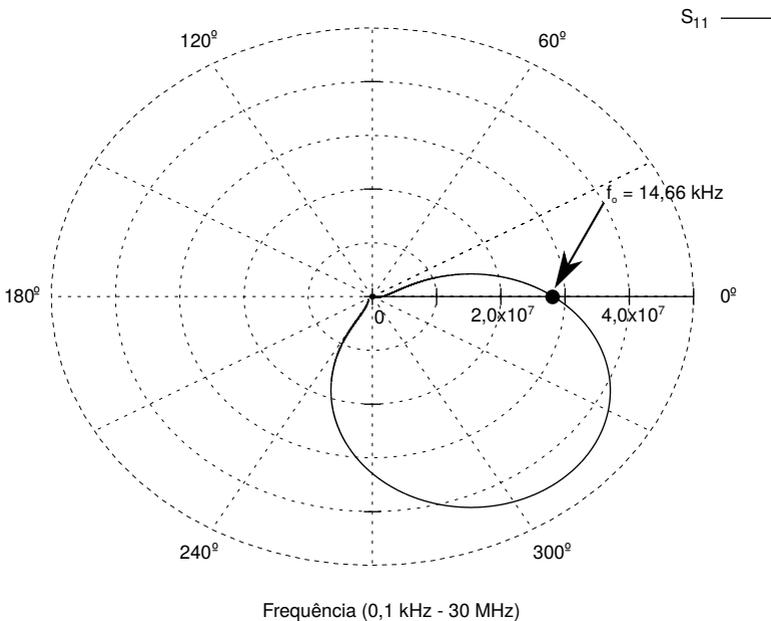
Na equação (58), C_L representa a totalização da capacitância de carga e o parâmetro κ vale:

$$\kappa = \frac{1}{N \left(\frac{g_{ms_n} + g_{ds_n}}{g_{mI} + g_{ds_I}} \right) + 1} \approx \frac{1}{N \left(\frac{g_{ms_n}}{g_{mI}} \right) + 1} \quad (59)$$

A expressão apresentada pela equação (58) foi obtida adotando simplificações no modelo de pequenos sinais como, por exemplo, a supressão da capacitância de realimentação c_{gd} e seus efeitos na largura de banda e no ganho do circuito.

A fim de verificar a influência de tais simplificações no resultado da frequência de oscilação, uma simulação de parâmetros S foi realizada no circuito pHCO com o pH 7, contendo três estágios, e cuja célula de atraso é equivalente ao modelo de pequenos sinais apresentado na Figura 34.

Figura 35: Diagrama de Nyquist para o modelo de pequenos sinais do pHCO.



Fonte: Elaborada pelo autor

O resultado desta simulação - apresentado pelo diagrama de Nyquist da Figura 35 - mostra que o circuito possui potencial para oscilar em uma frequência igual a 14,66 kHz, ponto onde $|s_{11}| > 1$ e $\angle s_{11} = 0^\circ$. A partir dos parâmetros de pequenos sinais do circuito obtidos pela simulação (Tabela 8), calculou-se o valor da frequência de oscilação utilizando a equação (58) - o que resultou em um valor aproximadamente igual a 19 kHz. Comparando o

resultado obtido pela equação (58) com o resultado obtido pelo diagrama de Nyquist, verifica-se uma diferença aproximadamente igual 4 kHz - valor este que fornece uma estimativa do grau do erro ocasionado pelas simplificações assumidas no modelo de pequenos sinais.

Tabela 8: Valores dos parâmetros de pequenos sinais do circuito condicionador obtidos na simulação de parâmetros S.

Parâmetros	Valor
g_{ds_p}	7 nS
g_{ds_n}	38,14 nS
g_{ms_n}	663,2 nS
g_{m_I}	1 uS
C_L	285 fF

Fonte: Elaborada pelo autor

Contudo, a simulação transiente do circuito indicou uma frequência de oscilação em regime permanente aproximadamente igual a 7 MHz - valor este cerca de 500 vezes acima do obtido pela simulação de pequenos sinais. Isto indica que, embora as simplificações adotadas no modelo tenham apresentado baixa influência quando comparadas com o resultado de simulação, a expressão da equação (58) não é capaz de prever o valor da frequência de oscilação do sinal em regime permanente.

Deve-se isso ao fato da amplitude do sinal de excitação ultrapassar o limite de operação do inversor como amplificador linear de pequenos sinais. À medida em que a amplitude do sinal de excitação torna-se suficientemente grande, os transistores tendem a operar fortemente em modo não-linear, introduzindo harmônicas que contribuem para a mudança na forma de onda do sinal. Assim, o modelo incremental de pequenos sinais da célula de atraso do oscilador torna-se pouco adequado à previsão da frequência do sinal em regime permanente. A análise de grandes sinais ficou fora do escopo do trabalho desta dissertação devido, principalmente, ao tempo disponível para realizá-la.

Para contornar este inconveniente, a relação entre a frequência do sinal com o pH em operação no elemento sensor pode ser obtida através da obtenção de uma curva de calibração ⁶. Esta pode ser realizada remotamente por meio da configuração de um dispositivo microcontrolador na faixa de

⁶Entende-se por calibração como a relação entre a variável de medição física (entrada) com o sinal de resposta apresentado (saída) pelo instrumento de medição

medição de interesse do pH.

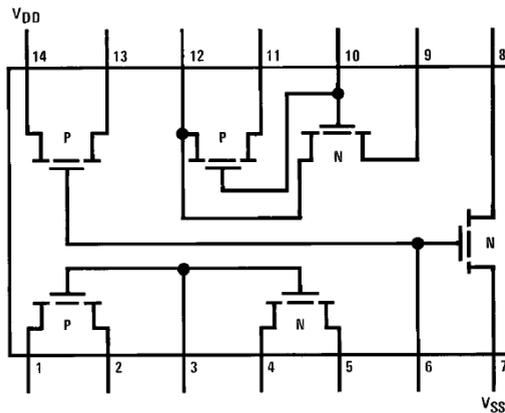
Dessa forma, o sistema de medição torna-se capaz de medir o valor do pH a partir da leitura da frequência do sinal, além de corrigir erros do sistema de medição provenientes de incertezas relacionadas à dependência do pH com a temperatura e com a deriva do sinal.

4.2.4 Resultados de Medição do pHCO - Versão Discreta

Uma versão com componentes discretos do circuito condicionador pHCO foi implementada com a finalidade de validar experimentalmente o conceito do circuito.

Esta versão discreta utilizou o circuito integrado CD4007, com uma tensão de alimentação igual a $\pm 2,0$ V, para implementar os inversores do oscilador em anel do circuito condicionador pHCO. O CD4007 consiste de 3 transistores de canal-n e 3 transistores canal-p do tipo enriquecimento, interconectados para reduzir o número de pinos no CI (Figura 36).

Figura 36: Configuração do CI - CD4007 - pinagem. Figura retirada do manual de dados do componente.



Fonte: Elaborada pelo autor

Um ponto a ser notado são os pinos 14 e 7, que são as conexões do substrato de todos os dispositivos de canal-p e de todos os de canal-n, respectivamente, que devem ser conectados à alimentação adequadamente. A tensão

entre os pinos 14 e 7 deve ser no máximo de 18 V para não resultar em um ponto de quebra de tensão.

Cinco estágios foram utilizados no oscilador a fim de obter uma representação digital do sinal. A medição adotou duas metodologias distintas para caracterizar o circuito condicionador.

A primeira metodologia adotada foi semelhante àquela empregada na medição do circuito condicionador seguidor de fonte-e-dreno. Neste caso, a malha de realimentação do ISFET foi aberta, de modo que o potencial do eletrodo de referência não ficasse mais conectado ao terminal de dreno, e uma microgota de água deionizada a 18 M Ω -cm foi depositada no ISFET. Com isso, foi possível realizar uma varredura do potencial do eletrodo de referência e verificar no osciloscópio a variação correspondente da frequência de oscilação do sinal. A Tabela 9 resume os resultados experimentais obtidos adotando esta metodologia.

Tabela 9: Resultados experimentais obtidos com a metodologia 1: água deionizada e varredura do potencial do eletrodo de referência

V_{REF} [V]	Freq. [kHz]
0	15,5
0,1	14,5
0,2	13,7
0,3	13,5
0,4	13,3
0,5	12,9
0,6	11,6
0,7	10,3
0,8	8,9
0,9	7,5
1,0	6,5

Fonte: Elaborada pelo autor

O passo empregado na varredura do potencial do eletrodo de referência ⁷ foi de 100 mV a uma faixa de variação de 0 V a 1,0 V. Como resultado, a frequência do sinal variou de 15,5 kHz a 6,5 kHz denotando, portanto, uma faixa de variação do sinal de saída igual a 9 kHz. A partir destes resultados, a responsividade obtida do circuito foi aproximadamente igual

⁷Eletrodo de calomel

a 9 kHz/V. Considerando um sensor com sensibilidade aproximadamente igual a 50 mV/pH, pode-se estimar a responsividade do circuito em função do pH sendo igual a 450 Hz/pH. O coeficiente de determinação R^2 obtido foi aproximadamente igual a 0,940 - o que denota a forte correlação linear entre a resposta do sinal em frequência e o potencial V_{REF} de entrada ao longo da faixa de variação analisada. A Tabela 10 resume estes resultados.

Tabela 10: Resumo dos principais parâmetros obtidos com os resultados experimentais da metodologia 1.

Parâmetro	Valor Experimental Medido
Faixa de Variação	9 kHz
R^2	0,940
Responsividade	9 kHz/V

Fonte: Elaborada pelo autor

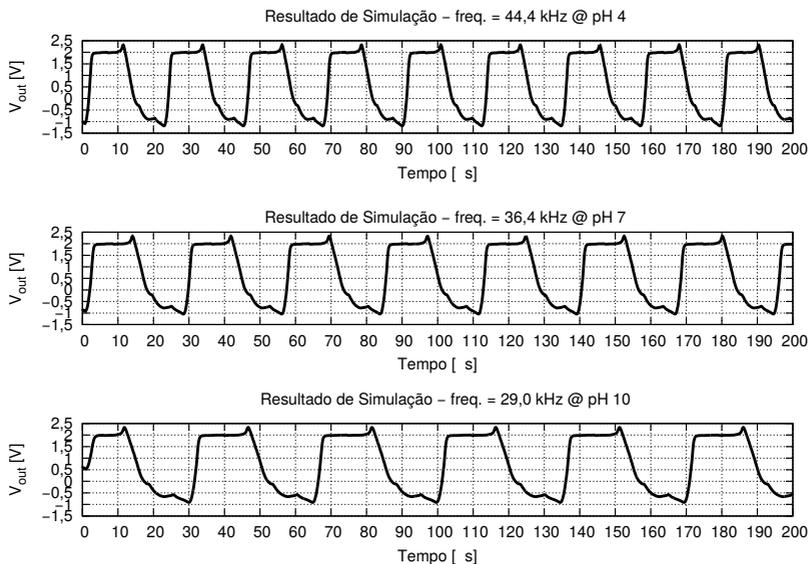
A segunda metodologia utilizou soluções tamponadas com pHs de 4, 7 e 10 e com o potencial do eletrodo de referência conectado ao potencial de dreno do ISFET ⁸. A utilização de soluções tamponadas permitiu obter uma melhor estimativa da responsividade química do sensor em relação às flutuações reais do pH, devido às interações físico-química das soluções com o filme sensitivo do sensor.

O circuito foi simulado na ferramenta ADS da Agilent® utilizando o modelo SPICE dos transistores canal-n e canal-p do componente CD4007 e o modelo comportamental do ISFET descrito em Verilog-A. Os resultados da medição foram obtidos em um osciloscópio da Tektronix 100 MHz e estão apresentados, comparativamente, com os resultados de simulação na Figura 37.

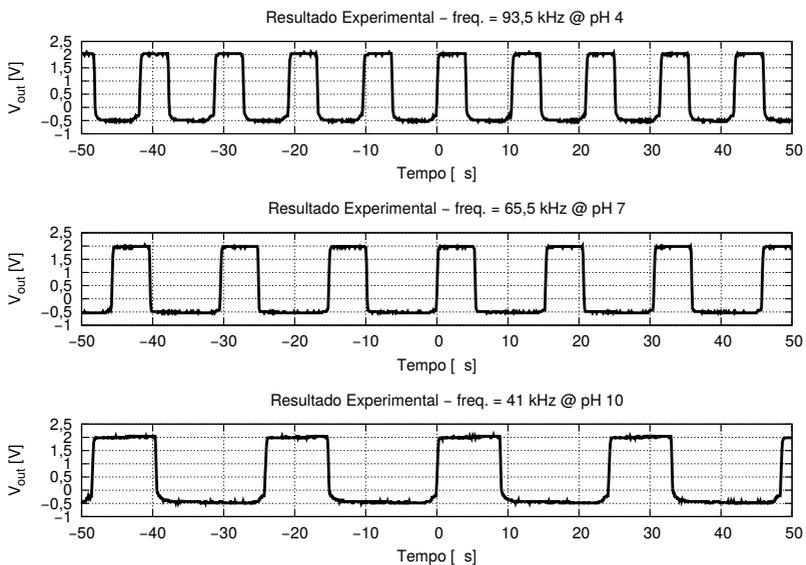
Como ilustrado pelo gráfico, do pH 4 ao pH 7 houve uma variação na frequência de 44,4 kHz para 36,4 kHz de acordo com o resultado de simulação e de 93,5 kHz para 65,5 kHz segundo o resultado experimental, ou seja, uma faixa de variação igual a 8 kHz e a 28 kHz, respectivamente. A faixa de variação observada do pH 7 para o pH 10 foi aproximadamente igual a 7,4 kHz e 25 kHz para os resultados de simulação e experimental, respectivamente. Estes dados fornecem um coeficiente de determinação (R^2) igual a 0,998 para o resultado de simulação e 0,993 para o experimental - o

⁸Neste caso, o circuito opera com a malha de realimentação negativa fechada.

Figura 37: Resultado da versão discreta do condicionador utilizando soluções tampões de pH 4, pH 7 e pH 10: (a) Simulação (b) Experimental



(a)



(b)

Fonte: Elaborada pelo autor

que denota a forte correlação linear da frequência de operação do sinal de saída com o valor do pH. Ademais, os dados indicam que o circuito possui uma responsividade média igual a 2,6 kHz/pH ao resultado de simulação e 9 kHz/pH ao resultado experimental. Este resultado foi superior ao obtido com a metodologia anterior (450 Hz/pH), em que o circuito pHCO operava em malha aberta. Além disso, comparando-se este valor de responsividade com o do trabalho em [12] (3 kHz/pH⁹), nota-se que o valor de responsividade obtido neste trabalho foi cerca de três vezes superior - o que denota sua competitividade e o quão satisfatório foi este resultado.

Com base nestes dados, observam-se erros na estimativa da frequência de operação, bem como no valor da faixa de variação, pelos modelos utilizados. No pH 4, o erro absoluto entre o resultado de simulação e experimental foi igual a 49,1 kHz, enquanto que o erro absoluto relacionado à faixa de variação do pH 4 ao pH 10 foi igual a 20 kHz. De modo semelhante ao ocorrido nos resultados do circuito seguidor de fonte-e-dreno, o resultado experimental obteve uma responsividade superior ao resultado de simulação devido à diferença entre os filmes sensitivos do ISFET. Enquanto as equações do modelo comportamental são baseadas nos parâmetros químicos do filme de nitreto de silício, o ISFET empregado no circuito condicionador possui óxido de titânio como material de porta. Consequentemente, haverá uma diferença entre as responsabilidades químicas do modelo comportamental e do ISFET com óxido de titânio. Por isso, nota-se uma superioridade evidente dos resultados experimentais em relação aos resultados de simulação.

A Figura 38 mostra uma foto da montagem experimental utilizada para obtenção dos resultados apresentados nesta seção.

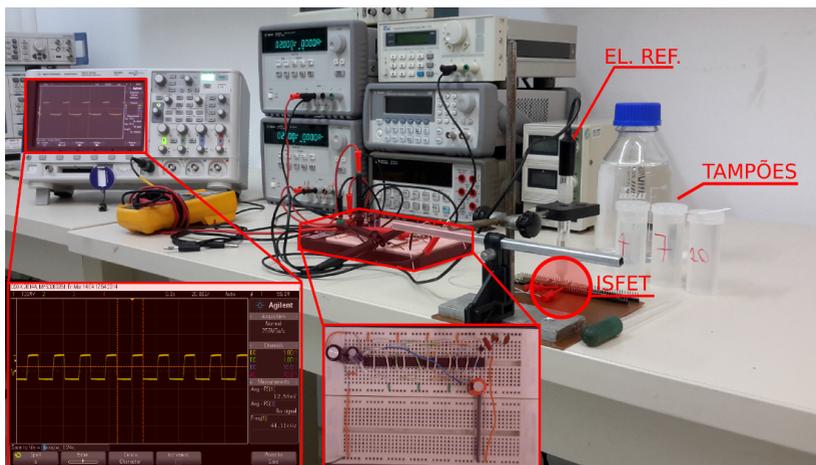
4.3 CIRCUITO CONDICIONADOR INTEGRADO

4.3.1 Síntese do Circuito Condicionador Integrado

Esta seção tem como propósito descrever os procedimentos adotados no projeto do circuito condicionador integrado pHCO. Conforme apresentado no capítulo de introdução desta dissertação, o circuito condicionador integrado do ISFET tem como finalidade a aplicação em uma rede WBAN para monitoração da glicemia. Uma vez que o sensor ISFET esteja devida-

⁹Este valor foi obtido considerando o ganho de 81 kHz/pH do VCO com a sensibilidade de aproximadamente 37 mV/pH da matriz de 64 ISFETs.

Figura 38: Fotografia da bancada de medição do circuito pHCO



Fonte: Elaborada pelo autor

mente funcionalizado para medir as variações da glicose, o circuito de leitura deverá ser capaz de indicar o valor da concentração de glicose do paciente remotamente.

O oscilador em anel do circuito integrado é composto por três estágios inversores e o modelo comportamental do ISFET contém dispositivos organizados sob duas formas distintas de razões de aspecto e multiplicidade, a saber:

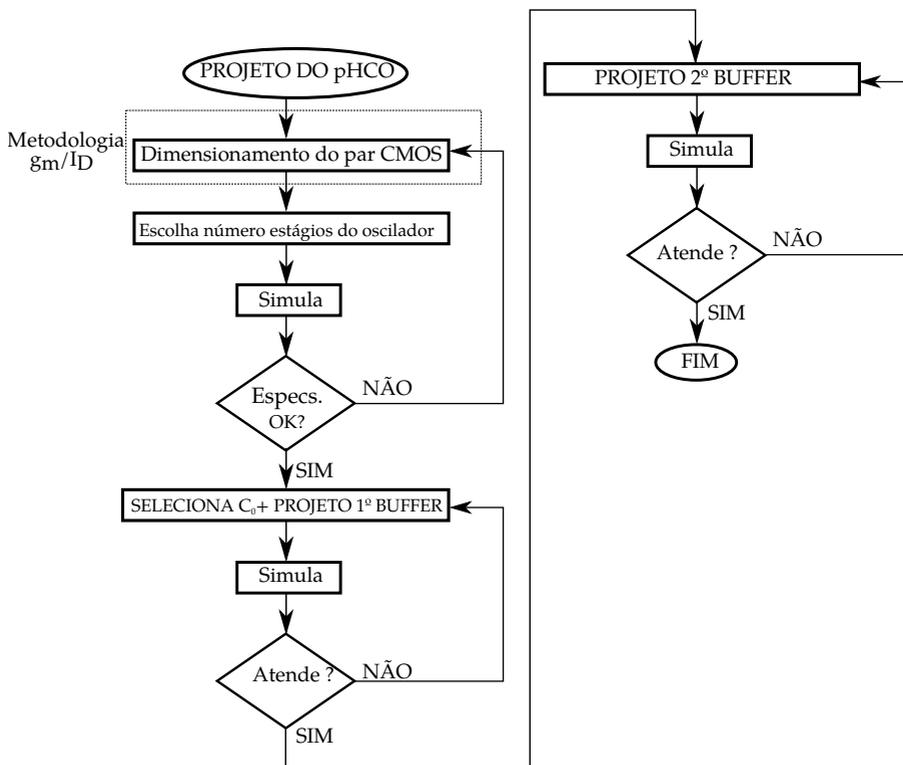
1. Razão de aspecto $W/L = 50\mu\text{m}/50\mu\text{m}$ e multiplicidade 57;
2. Razão de aspecto $W/L = 50\mu\text{m}/10\mu\text{m}$ e multiplicidade 78.

A seção de resultados, apresentada posteriormente, discrimina estes dois dispositivos por ISFET A e ISFET B, respectivamente.

O primeiro passo no projeto do circuito condicionador pHCO integrado foi a caracterização dos dispositivos nfet e pfet contidos na biblioteca da tecnologia IBM $0,18\ \mu\text{m}$ via a metodologia g_m/I_D [23, 24]. A curva da razão da transcondutância g_m pela corrente de dreno DC I_D foi a metodologia de projeto utilizada no cálculo da dimensão dos transistores do par inversor CMOS [53]. Após dimensionamento dos transistores, a etapa seguinte residiu na escolha do número de estágios do oscilador em anel a ser adotado no projeto. Uma vez atendido aos requisitos fundamentais de baixo

consumo elétrico, robustez e linearidade da resposta, a etapa seguinte consistiu no cálculo e dimensionamento do capacitor de desacoplamento DC C_0 . Em seguida, um estágio de alto ganho *buffer* foi projetado com a finalidade de representar o sinal digitalmente em níveis lógicos "alto" e "baixo" e, dessa forma, a informação do pH pôde ser recuperada pela frequência do sinal. Para finalizar, um estágio de alto ganho extra foi adicionado de forma a permitir a etapa de medição do sinal em um osciloscópio convencional. O fluxo de projeto adotado encontra-se organizado no fluxograma da Figura 39.

Figura 39: Fluxograma que descreve o procedimento adotado no projeto do circuito condicionador pHCO



Fonte: Elaborada pelo autor

4.3.1.1 Metodologia g_m/I_D

Para realizar a caracterização da tecnologia IBM 0,18 μm baseado na metodologia g_m/I_D , optou-se escolher dispositivos nfet e pfet quadrados ($W/L = 10\mu m/10\mu m$) a fim de obter a corrente específica quadrada do modelo I_{SQ} e as tensões de limiar dos transistores [23, 24]. Um melhor detalhamento do procedimento de caracterização encontra-se no Anexo C, sendo os resultados obtidos apresentados na Tabela 11.

Tabela 11: Caracterização dos componentes utilizados da tecnologia IBM 0,18 μm

Caracterização IBM 0,18 μm		
	I_{SQ} (nA)	V_{TO} (mV)
nfet	134	362,5
pfet	27	-103

Fonte: Elaborada pelo autor

Uma vez obtida a corrente específica dos transistores da tecnologia, é possível dimensioná-los a operarem no nível de inversão desejado. Para isso, adotou-se a curva g_m/I_D pelo nível de inversão i_f de cada transistor como a principal ferramenta de projeto. A escolha por esta metodologia foi baseada em duas razões principais a saber:

- Fornece uma indicação do ponto de operação DC dos transistores
- Permite calcular as dimensões dos transistores

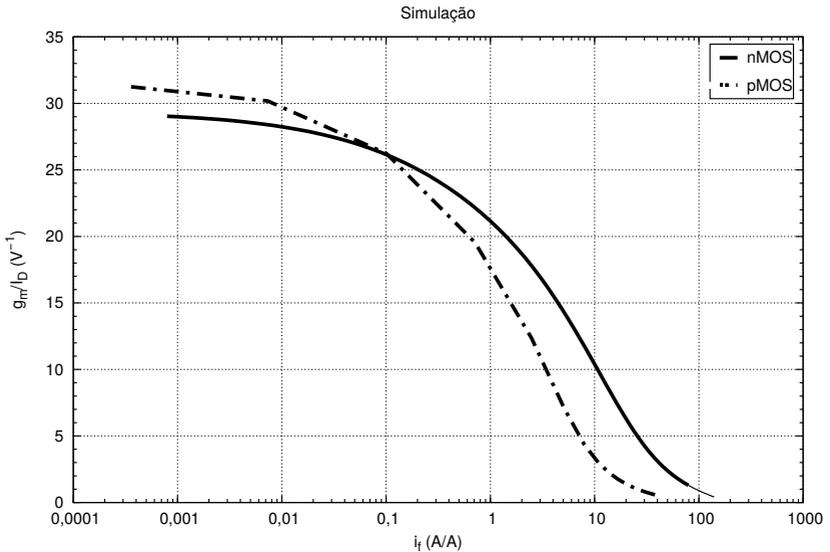
A razão g_m/I_D é uma medida da eficiência de conversão da corrente (portanto, potência) em transcondutância; ou seja, quanto maior o valor g_m/I_D , maior a transcondutância obtida a um valor de corrente constante. A relação de g_m/I_D com o ponto de operação do transistor pode ser compreendida pelo fato que esta razão é igual à derivada do logaritmo de I_D em relação à V_G , conforme segue:

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{1}{I_D} \frac{\partial I_D}{\partial V_G} = \frac{\partial \ln I_D}{\partial V_G} \quad (60)$$

Esta derivada é máxima na região de inversão fraca onde a dependência de I_D por V_G é exponencial. Seu valor máximo nesta região

equivale a $1/n\phi_t$, em que n é o fator de inclinação sub-limiar e ϕ_t a tensão térmica. A razão g_m/I_D decresce na medida em que o ponto de operação move-se em direção à região de inversão forte, onde os valores de I_D ou V_G crescem (Figura 40). Assim, a razão g_m/I_D também é um indicativo da região de operação do transistor.

Figura 40: Curva característica simulada dos transistores nfet e pfet utilizando a tecnologia IBM 0,18 μm



Fonte: Elaborada pelo autor

As curvas da Figura 40 indicam um valor máximo de g_m/I_D aproximadamente igual a 31 V^{-1} e 29 V^{-1} para os dispositivos pfet e nfet, respectivamente. À princípio, este é o ponto de operação ideal, onde os transistores estão em um nível de inversão muito fraco (igual a aproximadamente 0,001) e a conversão da corrente I_D em transcondutância g_m é máxima. Contudo, a fim de resguardar-se contra possíveis variações no processo dos transistores, escolheu-se o valor de g_m/I_D igual a 27 V^{-1} (aproximadamente no cruzamento das duas curvas) a ambos os transistores. Neste ponto, o nível de inversão de ambos transistores é igual a 0,1 - o que denota um nível de inversão fraco a moderado.

Com base nos dados supracitados obtidos pela curva g_m/I_D , pode-se

obter as dimensões dos transistores para atender a estes requisitos. Para isto, supõe-se que a corrente I_D é conhecida *a priori* e seu valor igual a 100 nA. Uma vez que o nível de inversão i_f é definido por:

$$i_f = \frac{I_D}{I_{SQ} \left(\frac{W}{L}\right)} \quad (61)$$

Segue que a razão de aspecto W/L pode ser obtida por:

$$\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{I_D}{I_{SQ} i_f} \quad (62)$$

Portanto, a razão de aspecto $(W/L)_n$ e $(W/L)_p$ calculada para os transistores nfet e pfet, respectivamente, foi igual a:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_n = \frac{100 \text{ nA}}{134 \text{ nA} \times 0,1} \approx 8 \quad (63)$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_p = \frac{100 \text{ nA}}{27 \text{ nA} \times 0,1} \approx 37 \quad (64)$$

$$(65)$$

A partir das razões de aspecto calculadas, obteve-se - via simulação - os seguintes valores para W e L do nfet e do pfet.

Tabela 12: Razões de aspecto obtidas para o transistor nfet e o pfet via simulação

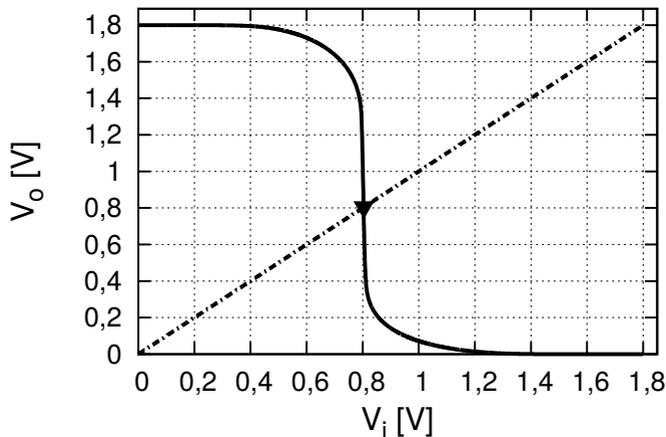
Razão de Aspecto	Valor ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)
$\left(\frac{W}{L}\right)_n$	$\frac{16}{2}$
$\left(\frac{W}{L}\right)_p$	$\frac{74}{2}$

Fonte: Elaborada pelo autor

Em seguida, procedeu-se com uma simulação para localização do ponto de transição do inversor CMOS. Para isso, aplicou-se uma tensão V_{DD} igual a 1,8 V sobre o inversor, variou-se o potencial da fonte DC aplicado em sua entrada e observou-se na saída o ponto onde $v_o = v_i$. Verificou-se que as razões de aspecto calculadas posicionaram o ponto de transição do inversor um pouco abaixo de $V_{DD}/2$ (igual a 848 mV). Contudo, quando o ISFET foi

conectado no terminal de fonte do nfet, o ponto de transição foi deslocado acima de $V_{DD}/2$. Esta mudança no ponto de transição afetou a linearidade da resposta para valores de pH acima de 8. Desta forma, decidiu-se reduzir a largura do transistor pfet e, por meio de simulações, encontrou-se um valor igual a $50 \mu\text{m}$. Este valor compensou o deslocamento do ponto de transição do inversor quando o ISFET foi conectado nos terminais de fonte dos nfets e beneficiou a linearidade da resposta na faixa de variação supracitada. Com isso, o novo ponto de transição do inversor CMOS ficou igual a aproximadamente 800 mV , conforme indicado na Figura 41.

Figura 41: Curva de transferência do inversor CMOS sem o ISFET



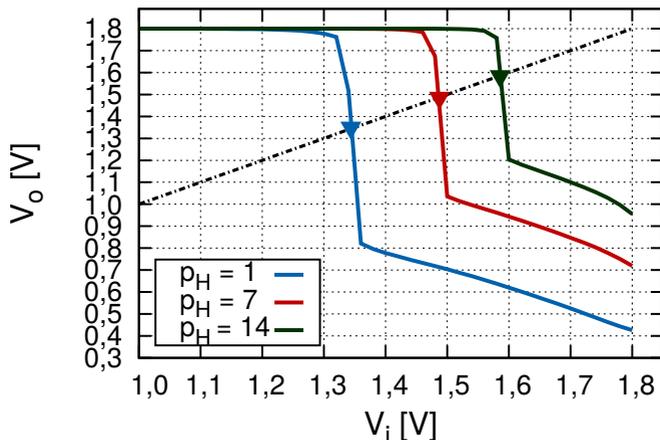
Fonte: Elaborada pelo autor

Ademais, a redução na largura do pfet contribuiu na redução da corrente de fuga DC (redução do consumo elétrico estático), bem como da corrente específica I_S - de forma que seu nível de inversão mudou de 0,1 para 0,15, apenas.

A Figura 42 ilustra o novo ponto de transição do inversor com o seu terminal de fonte conectado com o ISFET. A simulação foi realizada para os pHs 1, 7 e 14. A linha tracejada representa os valores para os quais $v_o = v_i$ e mostra que o ponto de transição manteve-se aproximadamente no centro (Figura 42).

Considerando o nível de inversão $i_f = 0,1$ adotado, a tensão V_{DS} mínima necessária para manter os transistores saturados é igual a aproximadamente $V_{DS_{sat}} \approx (\sqrt{1 + i_f} + 3)\phi_t = 4,5\phi_t \approx 105 \text{ mV}$. Considerando a tensão

Figura 42: Curva de transferência do inversor CMOS com o ISFET para os pHs 1, 7 e 14



Fonte: Elaborada pelo autor

de alimentação nominal da tecnologia ($V_{DD} = 1,8$ V), restam aproximadamente 1,5 V de margem à excursão da tensão de limiar do ISFET devido ao pH. Com a finalidade de permitir uma maior excursão do sinal, decidiu-se utilizar o valor da tensão de alimentação nominal do circuito. A redução da mesma implicaria em uma menor faixa de variação à frequência do sinal reduzindo, assim, a sua responsividade e a sua linearidade.

Concluída a etapa de dimensionamento dos transistores do inversor CMOS, prosseguiu-se com a definição do número de estágios a ser utilizado no oscilador em anel.

4.3.1.2 Número de estágios do oscilador

A quantidade de estágios adotada no oscilador em anel baseou-se, fundamentalmente, na minimização da dissipação total de potência, na quantidade de dispositivos empregados e na economia em área de silício.

Existem três classificações de dissipação de potência em um inversor digital a saber: a estática, a por curto-circuito e a dinâmica [54]. A potência estática é causada pela presença de correntes de fuga DC provenientes das junções PN reversamente polarizadas e, principalmente, da corrente

sub-limiar dos dispositivos. A dissipação por curto-circuito é causada pela condução simultânea dos transistores do tipo p e n, enquanto que a potência dinâmica surge devido ao processo periódico de carga e descarga das capacitâncias parasitárias. A expressão da potência total dissipada no inversor pode ser obtida por meio da equação (67).

$$P_{TOTAL} = P_E + P_{CC} + P_D \quad (66)$$

$$= N (V_{DD}I_L + V_{DD}\hat{I}_P\tau_{cc}f_0 + V_{DD}^2f_0C_L) \quad (67)$$

Em que P_E , P_{CC} e P_D correspondem às potências estática, de curto-circuito e dinâmica, respectivamente. I_L é a corrente DC de fuga do inversor, \hat{I}_P a corrente de pico, τ_{cc} é o tempo de duração do curto-circuito e f_0 a frequência de operação.

Nota-se, pela equação (67), que a uma determinada frequência de operação, supondo V_{DD} e C_L fixos, a dissipação da potência total pode ser reduzida adotando um número mínimo de estágios para o oscilador em anel. Por isso, decidiu-se neste projeto utilizar três estágios inversores no oscilador em anel.

4.3.1.3 Projeto do Primeiro Buffer e Seleção de C_0

O primeiro estágio de ganho foi projetado para posicionar o ponto de transição do sinal em $V_{DD}/2$ e fornecer o ganho necessário ao sinal utilizando dispositivos com dimensões mínimas.

A topologia empregada no estágio foi de um inversor CMOS com um resistor de realimentação R_F conectado entre a entrada e a saída, conforme ilustrado na Figura 43. O resistor R_F tem como principal função estabilizar a entrada e a saída do inversor em uma tensão de modo comum DC $v_0 = v_{gs}$. Isto é obtido ao custo da dessensibilização no ganho do estágio, conforme melhor compreendido pela expressão do ganho em malha fechada do circuito apresentado na equação (68)¹⁰.

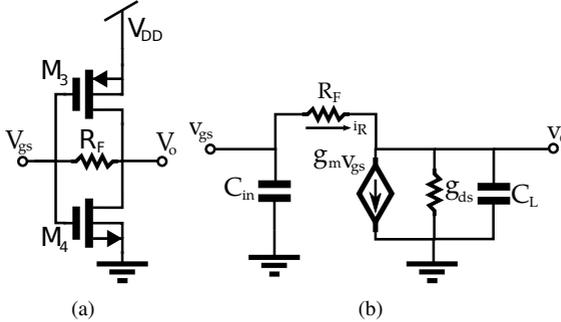
$$\frac{v_o(s)}{v_{gs}(s)} = \frac{-(g_m + R_F^{-1})}{g_{ds} - R_F^{-1} + sC_L} \quad (68)$$

Em (68), os parâmetros de pequenos sinais g_m e g_{ds} representam a

¹⁰Para desenvolvimento desta equação vide Anexo F

Figura 43: Projeto do primeiro buffer

(a) Topologia adotada (b) Modelo equivalente do estágio em pequenos sinais.



Fonte: Elaborada pelo autor

totalização das contribuições de transcondutância dos dispositivos do tipo p e n. Por isso, o valor da resistência de R_F deve ser grande o suficiente para não comprometer o ganho do estágio. O projeto utilizou um resistor de polisilício (*oprrpres* resistor) devido ao seu alto valor de resistência de folha (aproximadamente $1600 \mu\text{m}/\square$) e as simulações realizadas indicaram um valor de resistência igual a $510 \text{ k}\Omega$ para atender aos compromissos de ganho e área. O ganho do estágio obtido utilizando este valor de R_F foi igual a aproximadamente 10 V/V - suficiente para representar o sinal digitalmente em níveis lógicos "alto" e "baixo".

Uma vez que o resistor está conectado no mesmo nó de caminho do sinal, segundo o "teorema de Miller", o nó de entrada é carregado pelo valor da resistência R_F reduzido por $1 + A_0$ - em que A_0 é o ganho do estágio. Quando adicionado o capacitor C_0 na entrada do estágio de ganho, o circuito e o modelo de pequenos sinais equivalente pela aproximação "Miller" ficam conforme ilustrado na Figura 44.

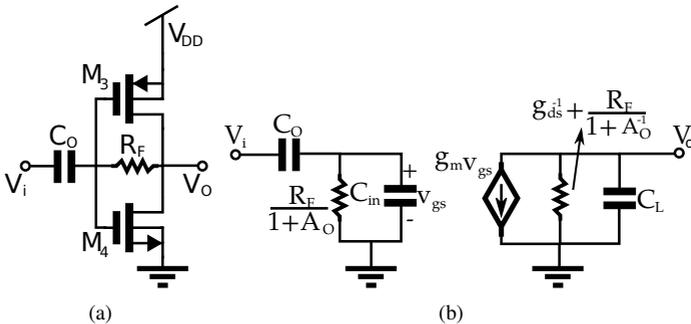
O valor equivalente da resistência na entrada devido ao efeito "Miller" associado à capacitância C_0 adiciona um pólo em uma frequência ω_p aproximadamente igual a:

$$\omega_p = \frac{1}{R'_F C_0} \quad (69)$$

Em que $R'_F = R_F / (1 + A_0)$ é o valor da resistência efetiva associada

Figura 44: Projeto do primeiro *buffer*

- (a) Estágio de ganho com o capacitor C_O conectado na entrada (b) Modelo equivalente em pequenos sinais do estágio de ganho utilizando a aproximação “Miller”.



Fonte: Elaborada pelo autor

ao nó de entrada devido ao “efeito Miller”.

Uma vez conhecido o valor da resistência de R_F , prossegue-se com o dimensionamento do capacitor C_O . A consideração de projeto adotada para cálculo da capacitância mínima C_O foi a obtenção de uma frequência de corte aproximadamente cinco vezes inferior à menor frequência de oscilação do sinal. Assim, considerando que a menor frequência do sinal é aproximadamente igual a 1 MHz buscou-se obter uma frequência de corte aproximadamente igual a 0,2 MHz. Assim, segue que:

$$C_O = \frac{1}{2\pi R'_F f_c} \approx 17 \text{ pF} \quad (70)$$

Optou-se utilizar um capacitor de dupla camada de metal (*dualmim capacitor*) devido a sua elevada capacitância por unidade de área (aproximadamente $4 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$). A fim de atender aos compromissos de interconexão dos dispositivos no layout devido a área física do capacitor, o valor final de capacitância utilizado foi igual a 12 pF. Com isso, a frequência de corte inferior final obtida foi aproximadamente igual a 0,26 MHz - o que demonstrou atender adequadamente ao critério de projeto.

O projeto do primeiro *buffer* foi capaz de representar digitalmente o sinal e de forma que a informação do pH pudesse permanecer codificada apenas no domínio do tempo.

4.3.1.4 Projeto do Segundo Buffer

O segundo *buffer* foi projetado com a finalidade de permitir a medição do sinal no osciloscópio. Por isso, o projeto envolveu encontrar o valor de corrente capaz de acionar a carga da ponteira do osciloscópio ($R = 10 \text{ M}\Omega$ e $C = 16 \text{ pF}$) em um período de tempo inferior ao período do sinal com maior frequência. Para isso, foram utilizadas as seguintes especificações de projeto:

- Período do sinal com maior frequência - $T = 30 \text{ ns}$
- Capacitância da ponteira - $C = 16 \text{ pF}$

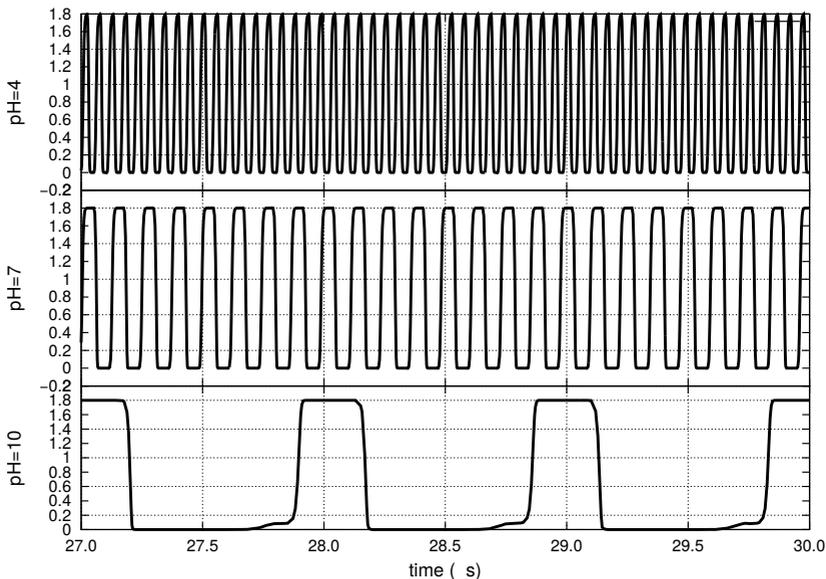
Com base nesses parâmetros, dimensionou-se os transistores do par CMOS para fornecer uma corrente capaz de carregar a capacitância da ponteira em um valor de tensão igual a V_{DD} (ou seja, $1,8 \text{ V}$) em um período Δt inferior a 30 ns (período do sinal quando o pH do sensor é igual a 1). Arbitrou-se o valor de $\Delta t = 20 \text{ ns}$ para o valor da tensão sobre a capacitância atingir $1,8 \text{ V}$. Assim:

$$I_c = C \frac{\Delta V_c}{\Delta t} = 16 \text{ pF} \times \frac{1,8 \text{ V}}{20 \text{ ns}} = 1,45 \text{ mA} \quad (71)$$

Com isso, os transistores foram dimensionados para entregar este valor de corrente à carga (ou seja, ponteira do osciloscópio). Os resultados de simulação mostraram que o dimensionamento atendeu às especificações de projeto, indicando a possibilidade de uma medição adequada do sinal no osciloscópio.

A Figura 45 mostra uma simulação transiente pós-layout das formas de onda do sinal obtida com a adição do segundo estágio de ganho. As formas de onda apresentadas são do sinal condicionado nos pHs 4, 7 e 10. Nessa figura, todos os três sinais possuem a mesma escala de tempo de forma que se pode notar a diferença de frequência entre os pHs, assim como a representação digital da saída. No pH 4, a frequência obtida foi aproximadamente igual a $18,7 \text{ MHz}$; enquanto que no pH 7 este valor foi igual a $7,3 \text{ MHz}$ e igual a $1,2 \text{ MHz}$ no pH 10. A faixa de variação do pH 4 ao pH 10 foi, portanto, igual a $17,5 \text{ MHz}$, aproximadamente.

Os resultados indicam que a saída possui uma resposta muito boa em relação ao pH, conforme pode ser verificado pela alta responsividade de aproximadamente igual a 3 MHz/pH . O coeficiente de determinação obtido foi igual a $0,9703$, o que indica a alta correlação linear entre a frequência de operação do sinal e o pH.

Figura 45: Representação no domínio do tempo do sinal de saída para pH 4, pH 7 e pH 10

Fonte: Elaborada pelo autor

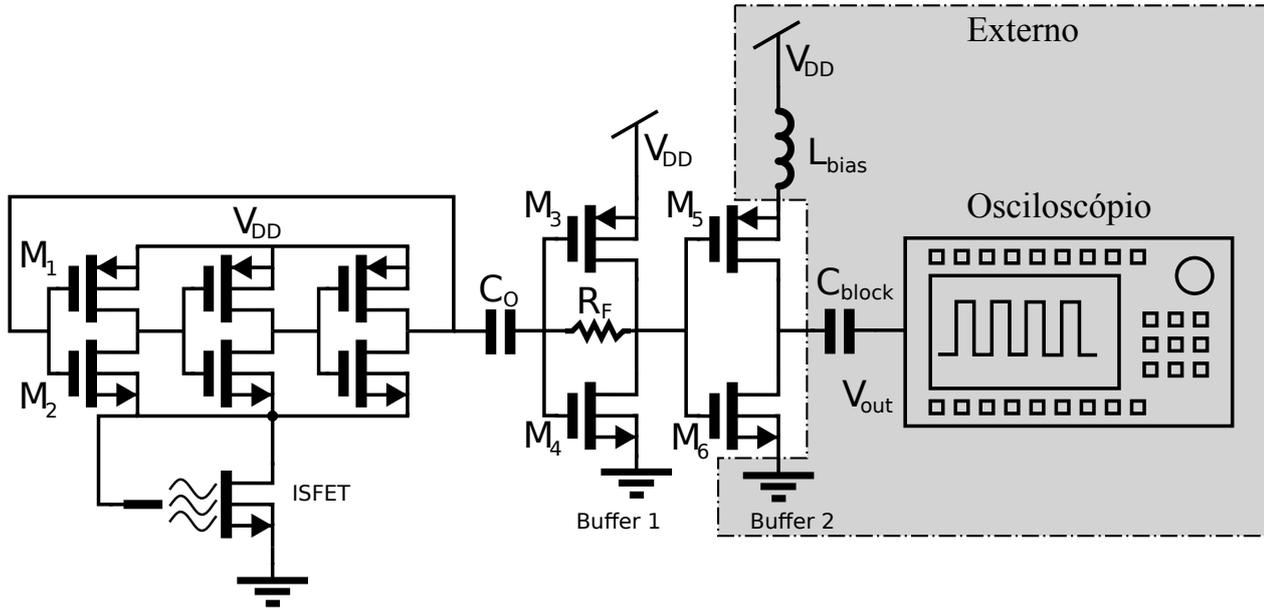
Tabela 13: Valores utilizados nos componentes do circuito

Componente	Valor	Unidade
C_0	12	pF
R_F	510	$k\Omega$
W_1/L_1	50/2	$\mu m/\mu m$
W_2/L_2	15/2	$\mu m/\mu m$
W_3/L_3	1/0,18	$\mu m/\mu m$
W_4/L_4	0,22/0,18	$\mu m/\mu m$
W_5/L_5	60/0,72	$\mu m/\mu m$
W_6/L_6	30/0,72	$\mu m/\mu m$

Fonte: Elaborada pelo autor

O esquemático completo do circuito está apresentado na Figura 46 e os valores utilizados em cada componente está sumarizado na Tabela 13.

Figura 46: Esquemático detalhado do circuito condicionador pHCO



Fonte: Elaborada pelo autor

4.3.2 Resultados de Simulação do Circuito Condicionador pHCO integrado

Esta seção apresenta um resumo dos principais resultados de simulação obtidos pelo circuito condicionador pHCO integrado. Os resultados apresentados foram divididos em duas seções. A primeira apresenta os resultados de simulação utilizando os parâmetros obtidos com a caracterização experimental do ISFET contendo 57 dispositivos paralelos e relação de aspecto igual a $50 \mu\text{m}/50 \mu\text{m}$. Os resultados desta amostra foram denominados por ISFET A. A segunda seção apresenta os resultados de simulação do ISFET contendo 78 dispositivos paralelos e relação de aspecto igual a $50 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$. Os resultados desta amostra foram denominados por ISFET B. Todos os resultados de simulação apresentados nesta seção são de pós-layout, ou seja, os parasitas incorporados na etapa de layout foram extraídos e contabilizados na simulação.

4.3.2.1 Resultados de simulação - ISFET A

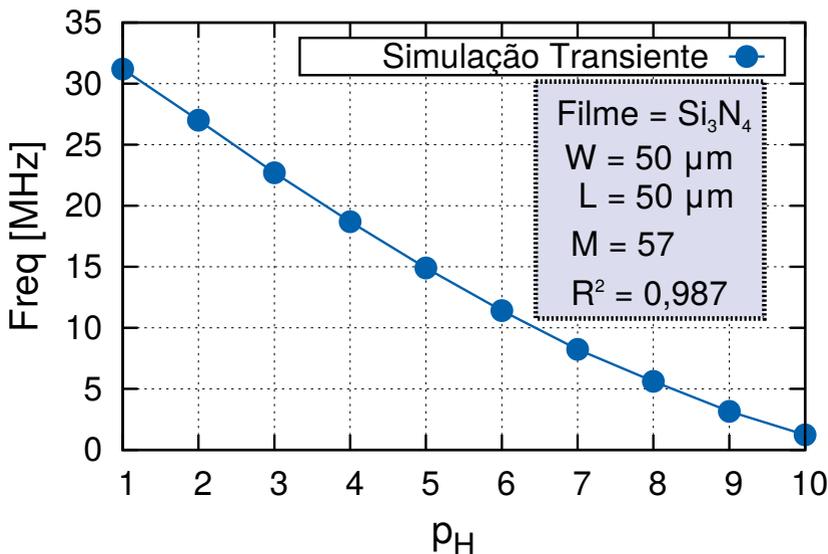
A Figura 47 apresenta a resposta da frequência do sinal de saída em função do pH utilizando a caracterização do ISFET A.

Considerando a faixa de variação da curva entre o pH 1 ao pH 10, a resposta em frequência do sinal no pH 1 foi aproximadamente igual a 31 MHz, enquanto que no pH 10 foi aproximadamente igual a 1,2 MHz. O coeficiente de determinação R^2 obtido nesta faixa foi igual a 0,987. Para o pH 7, a frequência do sinal obtida foi 7,3 MHz e a responsividade igual a 3,3 MHz/pH.

Embora a dependência do ISFET com a temperatura seja complexa devido ao coeficiente de temperatura do sensor mudar com o pH em operação (conforme já explicado pela subseção 2.4.1 do capítulo 2), o que implica em *hardware* adicional para a compensação de seus efeitos, a Figura 48 ilustra a dependência da frequência do sinal com a temperatura mantendo o pH 7 fixo. A temperatura foi variada de 25°C a 42°C pensando-se na maior faixa de variação possível para a temperatura do corpo humano. Com isso, obteve-se um coeficiente de temperatura $\text{TC} = 23,45 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$ do circuito condicionador completo, considerando o ISFET A como elemento sensor.

Um outro resultado importante é a dissipação de potência geral do circuito. A Figura 49 ilustra as curvas de potência geradas em função do pH condicionado. Note que a potência tende a ser mais elevada no pH 1, devido

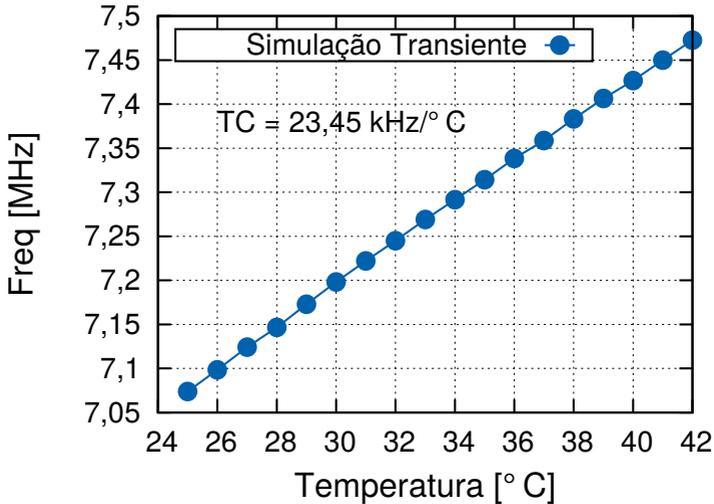
Figura 47: Curva de transferência da frequência de operação do sinal em função do pH para o circuito integrado pHCO, utilizando o ISFET A



Fonte: Elaborada pelo autor

a maior frequência de operação do sinal. No pH 7, o consumo total do circuito atinge um mínimo global aproximadamente igual a $114 \mu\text{W}$. Os valores extremamente baixos de consumo elétrico obtidos indicam a grande viabilidade de utilização deste circuito em aplicações que envolvem ultra baixo consumo e uso limitado de baterias. Além disso, a representação digital do sinal realizada diretamente pelo condicionador pHCO permitiu a eliminação do projeto de ADCs (blocos que exigem grande consumo de potência) e o seu interfaceamento direto com microcontrolador. Os resultados apresentados pela Figura 49 não contabilizam o consumo do segundo estágio de ganho de tensão, pois o mesmo possui apenas a função de realizar a medição no osciloscópio. Caso fosse contabilizado, o consumo total do circuito seria igual a $1,47 \text{ mW}$ no pH 7.

Figura 48: Frequência de oscilação em função da temperatura. [35]



Fonte: Elaborada pelo autor

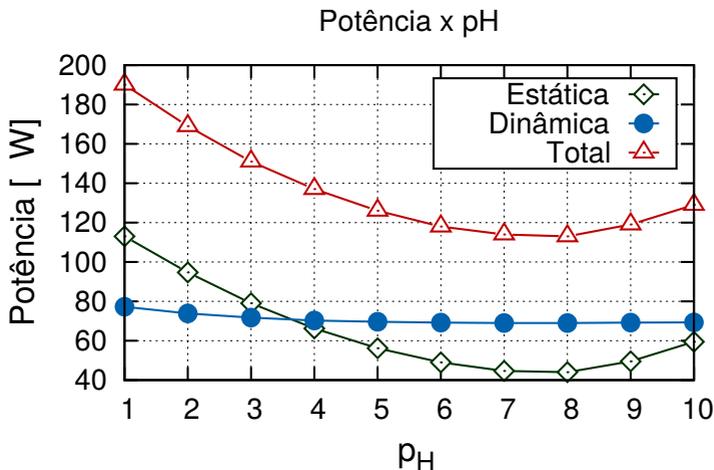
4.3.2.2 Resultados de Monte Carlo para ISFET A

A fim de obter uma estimativa do desempenho do circuito mais fidedigna, foi realizada uma simulação de Monte Carlo pós-layout com 200 amostras no pH 7 utilizando os parâmetros do ISFET A - conforme apresentado na Figura 50.

A simulação de Monte Carlo indicou uma frequência média de 7,3 MHz para o pH 7, com um desvio padrão aproximadamente igual a 0,72 MHz. A potência total consumida obteve uma média igual a 114,9 μW com um desvio padrão igual a 12,3 μW . Os resultados também ilustram os valores de potência dissipada estática e dinâmica, separadamente.

Além da simulação de Monte Carlo, foi realizada uma simulação dos cantos (do inglês, *corners*) do circuito. Esta simulação tem como objetivo verificar os casos extremos de operação do circuito. Os resultados desta simulação estão sintetizados na Tabela 14 para o caso de sete cantos, incluindo o fff (fast-fast-funcional) e ssf (slow-slow-funcional), que incluem a variação de até 3σ nos parâmetros de tensão de limiar e mobilidade, principalmente. Os demais cantos são: nominal, ff (*fast-fast*), ss (*slow-slow*), fs (*fast-slow*) e sf (*slow-fast*).

Figura 49: Potência estática, dinâmica e total em função do valor do pH para o circuito condicionador integrado pHCO, utilizando a caracterização do ISFET A



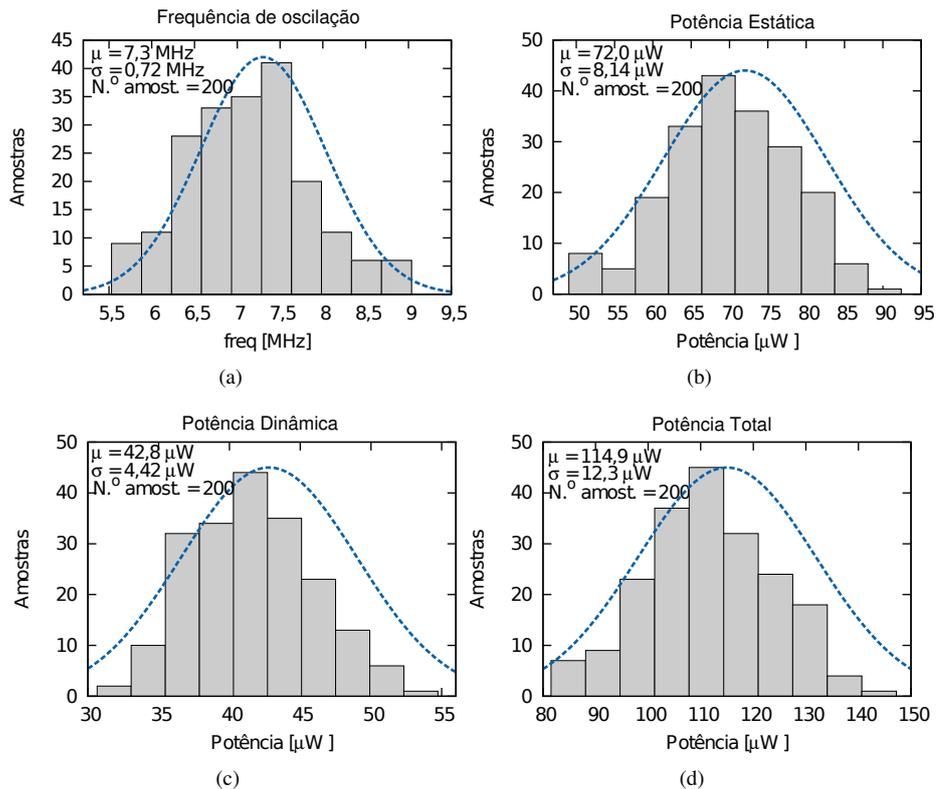
Fonte: Elaborada pelo autor

Tabela 14: Resultados da frequência de oscilação, potência estática, potência dinâmica e potência total nos cantos (*corners*).

Cantos	Frequência (MHz)	Potência Estática (μ W)	Potência Dinâmica (μ W)	Potência Total (μ W)
Nominal	8,75	68,2	45,5	114
ff	11,2	87,9	61,4	149
fff	12,5	99,9	71,2	171
ss	6,79	53,6	34,4	88,0
ssf	5,85	46,2	29,4	75,6
fs	9,90	70,3	47,2	118
sf	7,33	65,7	43,7	109
Min	5,85	46,2	29,4	75,6
Max	12,5	99,9	71,2	171

Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 50: Resultado de Monte Carlo pós-layout para 200 amostras: (a) frequência de oscilação (b) Consumo estático (c) Consumo dinâmico (d) Consumo total



Fonte: Elaborada pelo autor

A Tabela 14 indica os valores mínimos e máximos obtidos nos casos extremos para a frequência de oscilação, potência estática, potência dinâmica e potência total consumida. A frequência mínima obtida foi 5,85 MHz no canto ssf e a máxima foi 12,5 MHz no canto fff. A potência total consumida mínima foi 75,6 μW no canto ssf e a máxima igual a 171 μW no canto fff.

A Tabela 15 resume os principais resultados apresentados nesta seção e obtidos pelo circuito condicionador pHCO integrado utilizando o ISFET A.

Tabela 15: Resumo dos resultados obtidos com o circuito condicionador pHCO integrado utilizando o ISFET A

Trabalhos	pHCO - ISFET A
Tecnologia	0,18 μm
V_{DD} (V)	1,8
Área Total (mm^2)	0,018
Consumo Total (μW)	114,9
Faixa de Variação (sensor)	1 - 10
Faixa de Variação (condicionador)	31 MHz - 1,2 MHz
Responsividade	3,3 MHz/pH
Coefficiente de determinação R^2	0,987
DR ¹¹	28,24 dB

Fonte: Elaborada pelo autor

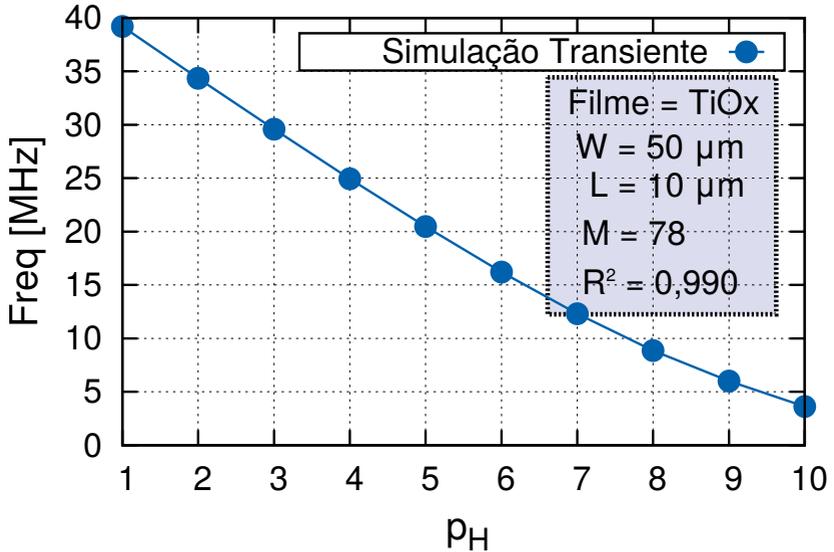
4.3.2.3 Resultados de simulação - ISFET B

Para a amostra ISFET B, o resultado da frequência de operação do sinal de saída em função do pH está apresentado na Figura 51.

A resposta em frequência do sinal no pH 1 foi aproximadamente 39 MHz, enquanto que no pH 10 foi 3,6 MHz. Considerando esta faixa de variação, o coeficiente de determinação R^2 simulado foi igual a 0,990. No pH 7, a frequência do sinal obtida foi 10 MHz e a responsividade do sinal foi igual a 4,4 MHz/pH.

¹¹Faixa dinâmica

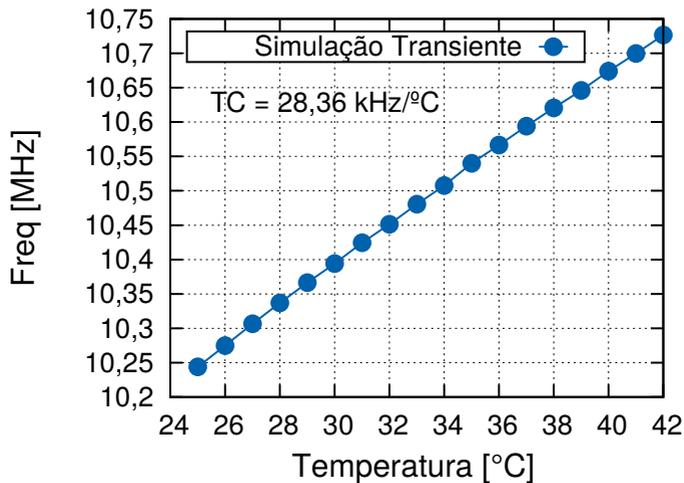
Figura 51: Curva de transferência da frequência do sinal de saída em função do pH para o circuito condicionador integrado pHCO, utilizando a caracterização do ISFET B



Fonte: Elaborada pelo autor

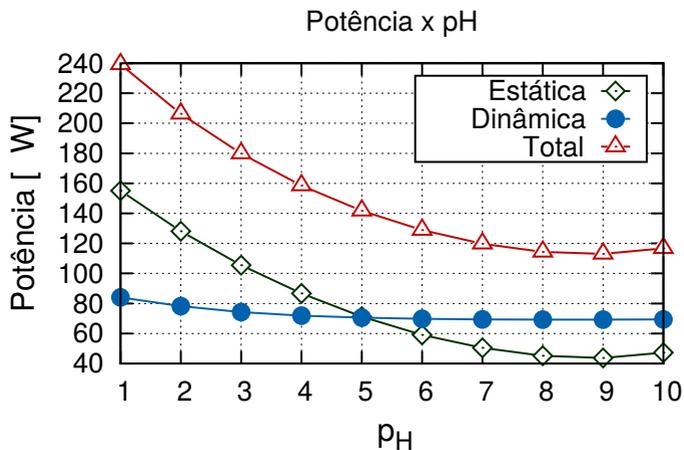
O coeficiente de temperatura obtido para o ISFET B no pH 7 foi de aproximadamente 28,36 kHz/°C em uma faixa de variação de temperatura de 25°C a 42°C. As curvas de potências em função do pH condicionado obtidas estão ilustradas pela Figura 53. O consumo total do circuito foi 120 μW no pH 7, desconsiderando o estágio de ganho para medição. Caso este fosse considerado, o consumo total neste pH seria igual a aproximadamente 1,33 mW.

Figura 52: Frequência de oscilação em função da temperatura. [47]



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 53: Potência estática, dinâmica e total em função do valor do pH para o circuito condicionador integrado pHCO, utilizando o ISFET B



Fonte: Elaborada pelo autor

4.3.2.4 Resultados de Monte Carlo para ISFET B

Os resultados de Monte Carlo para a amostra ISFET B estão ilustradas pela Figura 54.

Para o ISFET B, a simulação de Monte Carlo indicou uma frequência média igual a 10 MHz no pH 7, com um desvio padrão aproximadamente igual a 0,1 MHz. A potência total consumida obteve uma média igual a 113,6 μW com um desvio padrão igual a 11,9 μW . Os resultados também ilustram os valores de potência dissipada estática e dinâmica, separadamente.

Foram também realizadas simulações dos cantos para o ISFET B e as mesmas estão sumarizadas na Tabela 16.

Tabela 16: Resultados da frequência de oscilação, potência estática, potência dinâmica e potência total nos cantos (*corners*).

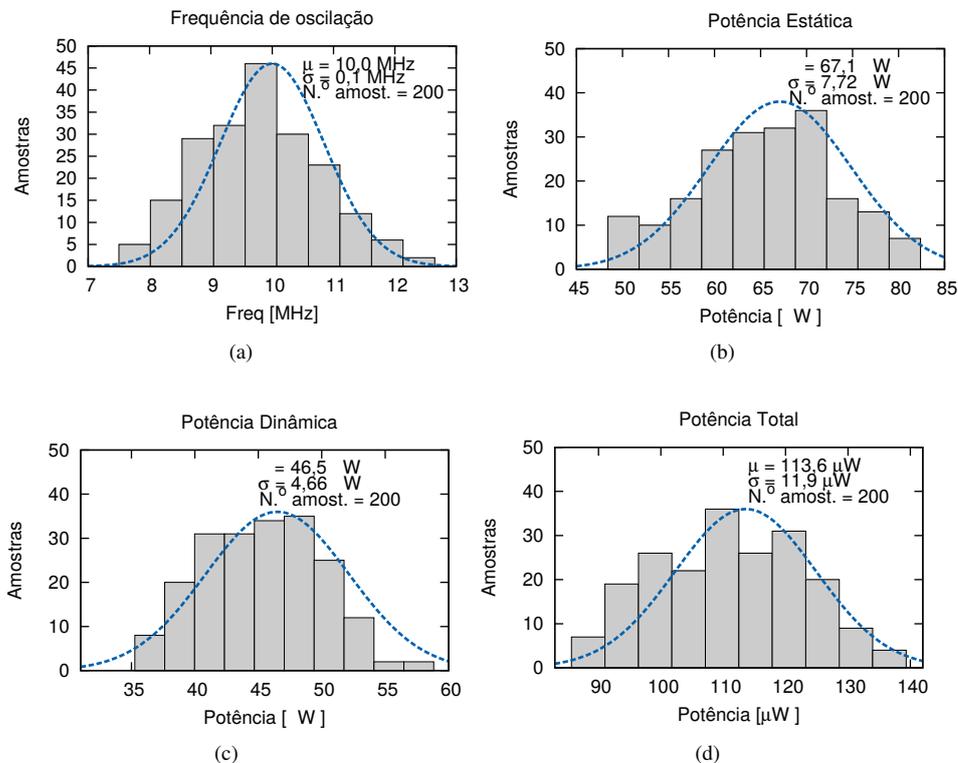
Cantos	Frequência (MHz)	Potência Estática (μW)	Potência Dinâmica (μW)	Potência Total (μW)
Nominal	10,1	68,3	47,0	115
ff	13,0	88,1	63,7	152
fff	14,6	100	74,1	174
ss	7,70	53,7	35,2	88,8
ssf	6,55	46,3	29,8	76,1
fs	11,3	70,4	49,1	120
sf	8,49	65,9	44,5	110
Min	6,55	46,3	29,8	76,1
Max	14,6	100	74,1	174

Fonte: Elaborada pelo autor

A Tabela 16 indicou uma frequência mínima obtida igual a 6,55 MHz no canto ssf e máxima igual a 14,6 MHz no canto fff. A potência total consumida mínima foi igual a 76,1 μW no canto ssf e a máxima 174 μW no canto fff.

A Tabela 17 resume os principais resultados apresentados nesta seção e obtidos pelo circuito condicionador pHCO integrado utilizando o ISFET B.

Figura 54: Resultado de Monte Carlo pós-layout para 200 amostras: (a) frequência de oscilação (b) Consumo estático (c) Consumo dinâmico (d) Consumo total



Fonte: Elaborada pelo autor

Tabela 17: Resumo dos resultados obtidos com o circuito condicionador pHCO integrado utilizando o ISFET B

Trabalhos	pHCO - ISFET B
Tecnologia	0,18 μm
V_{DD} (V)	1,8
Área Total (mm^2)	0,018
Consumo Total (μW)	113,6
Faixa de Variação (sensor)	1 - 10
Faixa de Variação (condicionador)	39 MHz - 3,6 MHz
Responsividade	4,4 MHz/pH
Coefficiente de determinação R^2	0,990
DR ¹²	20,69 dB

Fonte: Elaborada pelo autor

4.3.2.5 Layout do chip

O layout do chip está mostrado nas figuras 69 e 70 do Anexo D. Foram utilizados 5 dedos (do inglês, *fingers*) para os transistores pMOS e 3 dedos para os transistores nMOS do par CMOS do oscilador em anel. A utilização dos dedos, no caso de transistores muito largos, auxilia na redução de possíveis descasamentos entre os dispositivos causadas pelas variações de processo.

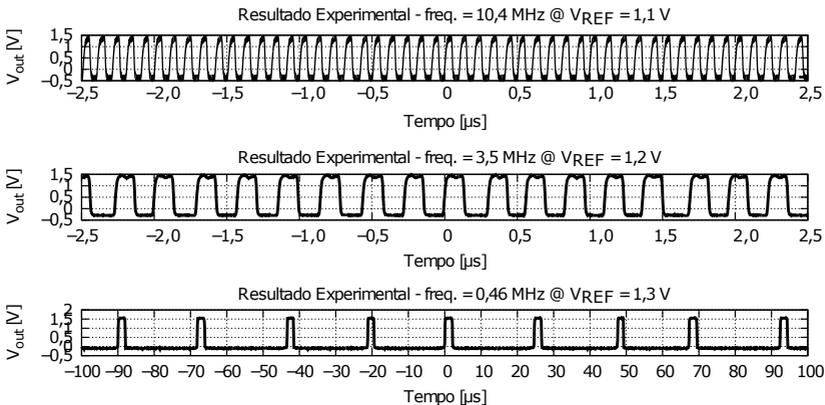
Ademais, transistores *dummies* foram adicionados para minimizar os efeitos de bordas causados pela etapa de *etching* na fabricação dos dispositivos.

¹²Faixa dinâmica

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES DO CHIP FABRICADO

O chip foi enviado para fabricação à MOSIS em setembro de 2014 e recebido para medição em dezembro de 2014. Devido à falta de amostras de sensores ISFET, a medição do chip foi realizada substituindo o elemento sensor por uma fonte de tensão de valor igual a V_{REF} com a finalidade de verificar a operação do circuito. As formas de onda obtidas pela resposta do circuito aplicando diferentes potenciais (V_{REF}) estão mostradas na Figura 55.

Figura 55: Formas de onda obtidas experimentalmente do circuito condicionador pHCO integrado sem o sensor ISFET



Fonte: Elaborada pelo autor

À medida em que o potencial V_{REF} cresce de 1,1 V a 1,3 V, nota-se uma variação proporcional na frequência do sinal de saída. Além disso, nota-se que o sinal está representado digitalmente (níveis lógicos alto e baixo) - o que indica o correto dimensionamento dos *buffers* no estágio de saída. A frequência de corte inferior observada foi aproximadamente igual a 0,46 MHz, valor este obtido aplicando-se um potencial $V_{REF} = 1,3$ V.

A Tabela 18 sumariza os principais parâmetros (corrente, frequência e potência elétrica) obtidos com a medição do chip.

Verifica-se na tabela que a potência total obtida no intervalo de V_{REF} de 1,0 V a 1,3 V foi ainda inferior àquela estimada pelos resultados de

Tabela 18: Resumo dos resultados experimentais preliminares do chip sem o sensor ISFET

V_{REF} (V)	I (μ A)	f_o (MHz)	Potência (μ W)
1,0	38,6	17,4	69,4
1,1	18,3	10,4	32,9
1,2	4,5	3,5	8,1
1,3	0,1	0,46	0,18

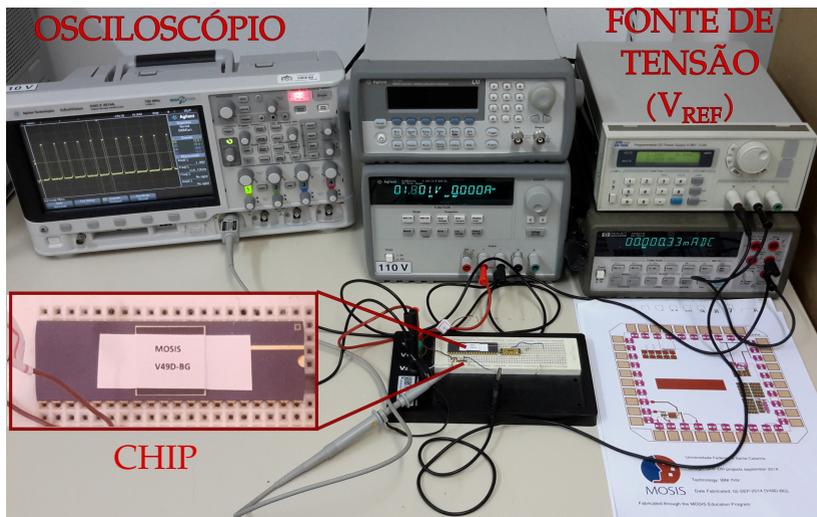
Fonte: Elaborada pelo autor

simulação (114,9 μ W) - denotando a capacidade de utilização deste circuito condicionador para aplicações que envolvem ultrabaixo consumo. Embora estes resultados não sejam conclusivos, a metodologia empregada permite obter uma boa estimativa de consumo quando operando com o elemento sensor, assim como verificar que o chip enviado à fabricação funciona adequadamente.

Além dos resultados sumarizados na Tabela 18, cita-se aqui a responsividade obtida pelo circuito condicionador aproximadamente igual a 70 MHz/V e o coeficiente de determinação igual a 0,9729. Supondo um elemento sensor com responsividade aproximadamente igual a 50 mV/pH, segue que a responsividade esperada do circuito condicionador em função do pH deve ser aproximadamente igual a 3,5 MHz/pH. Este valor de responsividade é um valor muito bom e dentro do esperado segundo os resultados de simulação (3,3 MHz/pH e 4,4 MHz/pH). O coeficiente de determinação próximo a unidade indica a forte correlação entre a frequência do sinal em operação e o valor do potencial V_{REF} aplicado.

A Figura 56 mostra uma fotografia da medição do chip recebido pela MOSIS em dezembro de 2014 contendo o circuito condicionador pHCO. As formas de onda foram obtidas por um osciloscópio da Tektronix 100 MHz, com capacitância de ponteira igual a 16 pF. Pode-se observar na figura a fonte de tensão utilizada para realizar a varredura de V_{REF} , assim como o detalhe do chip utilizado na medição.

Figura 56: Fotografia da medição em bancada do chip enviado à MOSIS para fabricação.



Fonte: Elaborada pelo autor

4.5 COMPARATIVO DOS RESULTADOS COM TRABALHOS NO ESTADO DA ARTE

Para obter uma melhor estimativa de desempenho do circuito, as tabelas 19 e 20 apresentam um comparativo entre as principais figuras de mérito do condicionador pHCO com uma seleção de trabalhos relacionados ao condicionamento do ISFET no estado da arte.

A potência elétrica utilizada neste trabalho ($114,9 \mu\text{W}$ e $113,6 \mu\text{W}$) foi inferior ao reportado em [10] ($600 \mu\text{W}$), em [16] ($230 \mu\text{W}$) e em [15] ($168,3 \mu\text{W}$); porém, superior aos trabalhos em [12] ($76 \mu\text{W}$) e [13] ($4,5 \mu\text{W}$). Contudo, é importante lembrar que a resposta do circuito condicionador do trabalho [13] está representada em modo corrente. Por isso, um bloco ADC deverá ser projetado para realizar a devida leitura do elemento sensor - o que demandará em um consumo elétrico extra que não foi reportado por este trabalho. Como a resposta do circuito condicionador pHCO já está digitalmente representada, o valor de consumo elétrico aqui reportado já considera esta etapa de conversão.

O consumo em área total de silício (sem considerar o elemento sensor) utilizada neste trabalho ($0,018 \text{ mm}^2$) foi inferior a de todas as referências citadas. Isto é muito importante para aplicações que precisam economizar área, como é o caso dos nós sensores instalados no corpo humano envolvendo WBANs. A faixa dinâmica obtida utilizando o ISFET A (28,24 dB) foi superior aos trabalhos [12] (18,32 dB) e [15] (27,7 dB). Embora apresentada na tabela, a responsividade é uma figura de mérito que não pode ser comparada diretamente porque os trabalhos possuem grandezas físicas distintas para o sinal de saída (corrente, tensão, frequência e tempo). Em relação à linearidade, apenas os trabalhos [12] e [15] apresentaram uma figura de mérito para medí-la. [12] obteve uma linearidade igual a 0,995, medida pelo coeficiente de determinação R^2 , e um pouco superior ao obtido neste trabalho (0,990 e 0,987). [15] apresentou uma linearidade igual a 0,5 % - medida através da porcentagem de não-linearidade em relação ao modelo de regressão linear adotado.

Ademais, uma outra característica principal do circuito pHCO é a representação digital do sinal efetuada diretamente e mantendo a informação do pH codificada no domínio do tempo. Além de proporcionar maior integridade da informação e melhor interfaceamento com blocos digitais, esta característica eliminou o uso de ADCs do seu projeto contribuindo, assim, para uma maior economia em área, complexidade e consumo elétrico do circuito. Além disso, o sinal pode ser processado remotamente por um dispositivo microcontrolador sem a necessidade de passar por etapas de conversão analógico-digital.

Tabela 19: Comparativo de trabalhos recentes e de relevância em circuitos de leitura do ISFET com este trabalho

Trabalhos	[10]	[12]	[13]	pHCO - ISFET A	pHCO - ISFET B
Tecnologia	0,18 μm	0,18 μm	0,25 μm	0,18 μm	0,18 μm
V_{DD} (V)	2,5	1,8/3,3 ¹³	2,5	1,8	1,8
Área Total (mm^2)	$\approx 0,4$	2,6	-	0,018	0,018
Consumo Total (μW)	600	76 ¹⁴	4,5	114,9	113,6
Faixa de Variação (sensor)	0,5 @ 3 V	pH:4@10	Glicose: 5 @ 25 mM	pH: 1@10	pH: 1@10
Faixa de Variação (condicionador)	0,05 @ 1,9 V	80 @ 200 kHz	50 @ 250 nA	31 MHz - 1,2 MHz	39 MHz - 3,6 MHz
Responsividade	$\approx 0,6$ V/V	81 kHz/V	10 nA/mM	3,3 MHz/pH	4,4 MHz/pH
Linearidade	-	0,5 % ¹⁵	-	0,987	0,990
DR ¹⁶	72,8 dB	18,32 dB	32,2 dB	28,24 dB	20,69 dB

Fonte: Elaborada pelo autor

¹³Bloco digital: 3,3 V — Bloco Analógico: 1,8 V

¹⁴Desconsiderando partes digitais e de interfaceamento

¹⁵Erro de não-linearidade em relação ao modelo de regressão linear

¹⁶Faixa dinâmica

Tabela 20: Comparativo de trabalhos recentes e de relevância em circuitos de leitura do ISFET com este trabalho

Trabalhos	[15]	[16]	pHCO - ISFET A	pHCO - ISFET B
Tecnologia	0,35 μm	0,18 μm	0,18 μm	0,18 μm
V_{DD} (V)	3,3	1,8	1,8	1,8
Área Total (mm^2)	3	0,036	0,018	0,018
Consumo Total (μW)	168,3	230	114,9	113,6
Faixa de Variação (sensor)	-	-	pH: 1@10	pH: 1@10
Faixa de Variação (condicionador)	3,6 @ 14,4 nA	-	31 MHz - 1,2 MHz	39 MHz - 3,6 MHz
Responsividade	1,233 e 1,17 nA/mM ¹⁷	27 ns/pH	3,3 MHz/pH	4,4 MHz/pH
Linearidade	0,995	-	0,987	0,990
DR ¹⁸	27,7 dB	58 dB	28,24 dB	20,69 dB

Fonte: Elaborada pelo autor¹⁷Para receptores AMPA e NMDA, respectivamente¹⁸Faixa dinâmica

4.6 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou o projeto, simulação e medição experimental de dois circuitos condicionadores, empregando componentes discretos, para ISFET: o seguidor de fonte-e-dreno e o circuito condicionador pHCO.

O circuito seguidor de fonte-e-dreno força a operação do sensor no modo CVCC, o que produz como saída uma boa resposta em termos da linearidade. O circuito condicionador pHCO, diferentemente do seguidor de fonte-e-dreno, codifica a informação do pH no tempo do sinal. Isso é realizado através da medição da frequência do sinal de saída do condicionador e que está representado em níveis lógicos digitais.

Como vantagem do uso do condicionador pHCO em relação ao seguidor de fonte-e-dreno citou-se a menor complexidade do circuito, menor número de componentes, simplicidade no projeto, baixo consumo e eliminação da exigência de uso de conversores analógico-digitais (ADCs) - o que implica em uma redução do consumo de potência, da complexidade e do consumo de área de silício. A análise de ambos os circuitos foi efetuada através de equacionamentos, identificando os mecanismos de realimentação envolvidos em cada circuito.

Além disso, foram apresentadas análises de pequenos sinais para um oscilador em anel (principal bloco do circuito condicionador pHCO) e as justificativas para a sua expressão analítica da frequência de operação apresentasse um erro significativamente maior quando comparado com o resultado de simulação transiente. Para contornar este inconveniente, foi citada a possibilidade de realizar a medição do sinal remotamente através de uma curva de calibração configurada via microcontrolador.

Os resultados de medição do ISFET mostraram que o dispositivo fabricado pelo CCS foi capaz de ser sensível às variações de pH, apresentando uma correlação linear acima de 0,900 e responsividade aproximadamente igual a 3,3 V/V (seguidor de fonte-e-dreno) e 9 kHz/pH (pHCO). Além disso, os resultados de simulação pós-layout apresentados nas tabelas 19 e 20 denotam a competitividade da versão integrada do circuito condicionador pHCO com demais condicionadores para ISFET no estado da arte. Ademais, os resultados preliminares de medição do chip enviado à fabricação puderam comprovar o correto funcionamento do circuito condicionador e sua operação em ultrabaixo consumo, conforme reportado na Tabela 18. Quando o sinal opera em uma frequência de 17,4 MHz, o consumo elétrico obtido é de apenas 69,4 μ W.

5 CONCLUSÕES DO TRABALHO

5.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho, buscou-se desenvolver um circuito capaz de condicionar os sinais do sensor ISFET. Duas soluções com topologias distintas e empregando componentes discretos foram elaboradas: a primeira solução foi o circuito seguidor de fonte-e-dreno, em que a operação do ISFET em modo CVCC permite a leitura do pH no terminal de fonte do ISFET com um excelente grau de linearidade; a segunda, foi o circuito denominado neste trabalho por pHCO e possui como principal característica o condicionamento do sinal proveniente do sensor em uma representação digital correspondente cuja informação está codificada no domínio do tempo.

Os resultados experimentais do circuito seguidor de fonte-e-dreno indicaram uma faixa de variação de 1,404 V aplicando um potencial de referência de -0,290 V a 0,136 V. A linearidade experimental medida pelo coeficiente de determinação R^2 foi igual a 1 e a responsividade aproximadamente igual 3,3 V/V. Os resultados experimentais obtidos com o circuito pHCO indicaram uma faixa de variação de 52,5 kHz, um coeficiente de determinação R^2 igual a 0,993 e uma responsividade de 9 kHz/pH. O coeficiente de determinação R^2 próximo a unidade indica a forte correlação linear entre a frequência do sinal de saída e o pH. A responsividade de 9 kHz/pH foi superior ao trabalho apresentado em [12]. Em ambos os circuitos, análises teóricas foram efetuadas através de equacionamentos, incluindo também a identificação dos mecanismos de realimentação envolvidos em cada caso.

Embora o seguidor de fonte-e-dreno tenha alcançado bons resultados experimentais, foram apontados alguns inconvenientes em sua implementação integrada, tais como: subaproveitamento do elemento sensor como dispositivo FET, necessidade de grande precisão nas correntes de polarização para evitar uma possível saturação em amplitude no condicionamento, compromissos entre a impedância de saída, margem de tensão para excursão do sinal, nível de saturação dos transistores, consumo, dentre outros. Por isso, a motivação de elaboração do circuito condicionador pHCO surgiu como forma de realizar um projeto integrado de menor complexidade, minimizando o número de componentes, eliminando o uso de amplificadores operacionais e conversores analógico-digitais.

Ademais, através da funcionalização do elemento sensor e do baixo consumo do circuito condicionador é possível realizar medições glicêmicas

em aplicações que envolvem o uso limitado de baterias. As WBANs foram citadas como um nicho de possível aplicação do circuito condicionador desenvolvido nesta dissertação.

Em seguida, o procedimento de síntese do circuito condicionador pHCO integrado foi apresentado através de um fluxograma capaz de identificar as etapas utilizadas ao longo do projeto. A metodologia g_m/I_D foi a principal ferramenta de projeto utilizada para dimensionamento dos transistores. Os resultados de simulação apresentados foram baseados nos modelos comportamentais de dois ISFETs, denominados ISFET A e ISFET B. Os parâmetros do modelo comportamental dos ISFETs A e B foram obtidos pela caracterização das amostras baseadas nos trabalhos apresentados em [35] e [47], respectivamente. A tecnologia utilizada no circuito integrado foi a da IBM 0,18 μm e utilizando uma tensão nominal de 1,8 V. O modelo de transistor adotado pela ferramenta de simulação da Cadence® foi o BSIM3v3. O circuito projetado obteve uma área total de 0,018 mm^2 e um consumo total de 114,9 μW para o ISFET A e 113,6 μW para o ISFET B. Estes valores de consumo elétrico foram inferiores aos reportados pelos trabalhos [10] (600 μW), [16] (230 μW) e [15] (168,3 μW); porém, superior aos trabalhos em [12] (76 μW) e [13] (4,5 μW). Contudo, o consumo elétrico do trabalho [13] não contabilizou o ADC - o que demandará em um consumo elétrico extra não reportado no trabalho. Com isso, o valor de consumo elétrico obtido pelo circuito condicionador pHCO integrado indica que o circuito pode ser utilizado em aplicações que envolvem ultrabaixo consumo ou uso limitado de baterias, como é o caso das WBANs. Importante lembrar que a representação digital direta do sinal efetuada pelo circuito condicionador permitiu eliminar o uso de ADCs no projeto, o que simplificou o estágio de condicionamento, reduzindo o número de componentes, área e consumo elétrico total (o que é uma grande vantagem deste circuito). Isto permitiu o interfaceamento direto com microcontrolador. Resultados preliminares do chip fabricado comprovam a sua operação em ultrabaixo consumo, como foi o resultado do consumo elétrico obtido com o sinal operando em uma frequência de 17,4 MHz (69,4 μW).

A área total do chip utilizada foi inferior aos trabalhos apresentados no comparativo das tabelas 19 e 20. Isto é importante em aplicações que exigem área limitada, como o caso dos nós independentes das WBANs. A faixa de variação obtida pelo circuito condicionador foi aproximadamente igual a 30 MHz para o ISFET A e 35 MHz para o ISFET B, obtendo uma responsividade de 3,3 MHz/pH e 4,4 MHz/pH - respectivamente. Estes valores permitem condicionar o sinal ao longo de uma grande faixa de variação. O coeficiente de determinação R^2 foi de 0,987 para o ISFET A e 0,990 para o ISFET B

considerando a faixa de variação do pH de 1 a 10. Este valor indica a força de correlação linear entre a frequência do sinal e o valor do pH no elemento sensor. A faixa dinâmica obtida foi igual a 28,24 dB para o ISFET A e 20,69 dB para o ISFET B. A faixa dinâmica obtida para o ISFET A foi superior ao das referências [12] e [15], enquanto que para o ISFET B foi superior ao da referência [12].

Portanto, o comparativo efetuado pela Tabela 1 denota a competitividade do trabalho apresentado nesta dissertação com demais trabalhos reconhecidos da área, principalmente em relação aos requisitos de ultrabaixo consumo uma vez que o circuito condicionador pHCO permitiu a eliminação do bloco ADC no estágio de condicionamento.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

A primeira atividade a ser realizada será a medição completa do chip fabricado utilizando diversos elementos sensores ISFET. Além disso, uma proposta de trabalho futuro nesta linha de pesquisa é a análise em grandes sinais do circuito condicionador pHCO de forma a obter uma expressão analítica da frequência dos pulsos com o pH no elemento sensor. Ademais, pode-se citar contribuições para o circuito condicionador e para o elemento sensor.

Em relação ao sensor, a sua funcionalização para medição da glicose seria um importante passo a ser dado como proposta de um trabalho futuro. De forma alternativa à fabricação do ISFET, pode-se citar o EISFET - uma classe de sensores em que a resposta ao estímulo é fornecida por meio da variação da capacitância. Esta opção pode ser avaliada como alternativa ao ISFET, haja visto sua maior simplicidade e tempo de fabricação comparado ao ISFET. O uso deste sensor como alternativa abriria novas opções de topologias para o circuito condicionador.

Um primeiro exemplo que pode ser dado como topologia de circuito condicionador utilizando o EISFET seria a sua utilização em um ressonador ou em um oscilador de relaxação. Como sua capacitância varia com o pH da solução, pode-se projetar um circuito ressonador com indutores em que a frequência de ressonância é sintonizada pelo pH do sensor. Ademais, topologias de circuito condicionador empregando o conceito de codificação da informação no domínio do tempo, tais como a modulação na largura de pulso (PWM), podem ser consideradas. Isto poderia ser realizado através de circuitos multivibradores, em que o ciclo de trabalho do sinal é variado segundo o

pH no elemento sensor.

Para finalizar as propostas de trabalhos futuros, pode-se pensar em uma solução totalmente monolítica em que o ISFET funcionalizado e o circuito condicionador estivessem no mesmo chip. Uma vez que o sinal de saída do circuito condicionador encontra-se digitalmente representado, é possível enviar o sinal a um circuito transceptor capaz de transmitir a informação da concentração de glicose sem-fio.

REFERÊNCIAS

- [1] International Diabetes Federation. **IDF Diabetes Atlas, 6th edn.** Brussels, Belgium: International Diabetes Federation, 2013. Disponível em: <<http://www.idf.org/diabetesatlas>>.
- [2] MOVASSAGHI, S.; ABOLHASAN, M.; LIPMAN, J.; SMITH, D.; JAMALIPOUR, A. Wireless Body Area Networks: A Survey. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 16, n. 3, p. 1658–1686, 2014. ISSN 1553-877X.
- [3] CAVALLARI, R.; MARTELLI, F.; ROSINI, R.; BURATTI, C.; VERDONE, R. A Survey on Wireless Body Area Networks: Technologies and Design Challenges. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 16, n. 3, p. 1635–1657, 2014. ISSN 1553-877X.
- [4] WEBSTER, J. G. **The Measurement, Instrumentation, and Sensors: Handbook.** 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 1999. 2630 p. ISBN 3540648305.
- [5] BHATTACHARYA, A.; MANDAL, N.; BASU, D.; GOSWAMI, B.; GHOSH, R. A signal conditioning circuit to measure human biopotentials. In: **2012 Sixth International Conference on Sensing Technology (ICST)**. IEEE, 2012. p. 794–799. ISBN 978-1-4673-2248-5. ISSN 2156-8065.
- [6] FERRARI, V.; GHIDINI, C.; MARIOLI, D.; TARONI, A. Oscillator-based signal conditioning with improved linearity for resistive sensors. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 47, n. 1, p. 293–298, 1998. ISSN 00189456.
- [7] RAHMAN, M. M.; AHAMMAD, A. J. S.; JIN, J.-H.; AHN, S. J.; LEE, J.-J. A comprehensive review of glucose biosensors based on nanostructured metal-oxides. **Sensors (Basel, Switzerland)**, Molecular Diversity Preservation International, v. 10, n. 5, p. 4855–86, jan. 2010. ISSN 1424-8220.
- [8] Chris D. Geddes, J. R. L. **Glucose Sensing.** [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. 442 p. ISBN 0387330151.
- [9] TOUMAZOU, C.; GEORGIU, P. Piet Bergveld - 40 years of ISFET technology: From neuronal sensing to DNA sequencing. **Electronics Letters**, v. 47, n. 26, p. S7, 2011. ISSN 00135194.

- [10] ZHU, B.; JIANG, H.; LIU, L.; SHAO, J.; DENG, L.; LI, F.; ZHANG, C.; WANG, Z. A wireless SoC for alimentary canal pH value continuously monitoring. **2011 IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)**, Ieee, p. 1–4, ago. 2011.
- [11] ELECTROTECHMEK, D. The operation of an isfet as an electronic device. v. 1, p. 17–29, 1981.
- [12] CHAN, W. P.; PREMANODE, B.; TOUMAZOU, C. An Integrated ISFETs Instrumentation System in Standard CMOS Technology. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 45, n. 9, p. 1923–1934, set. 2010. ISSN 0018-9200.
- [13] GEORGIOU, P.; TOUMAZOU, C. A silicon pancreatic Beta cell for diabetes. **IEEE transactions on biomedical circuits and systems**, v. 1, n. 1, p. 39–49, mar. 2007. ISSN 1932-4545.
- [14] GEORGIOU, P.; TOUMAZOU, C. Chemical bionics - a novel design approach using Ion Sensitive Field Effect Transistors. **2008 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference**, Ieee, p. 229–232, 2008.
- [15] THANAPITAK, S.; TOUMAZOU, C. A bionics chemical synapse. **IEEE transactions on biomedical circuits and systems**, v. 7, n. 3, p. 296–306, jun. 2013. ISSN 1940-9990.
- [16] TOUMAZOU, C.; GEORGIOU, P. A TDC based ISFET readout for large-scale chemical sensing systems. **2012 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)**, Ieee, p. 176–179, nov. 2012.
- [17] LIU, Y.; MEMBER, S.; GEORGIOU, P.; PRODROMAKIS, T.; CONSTANTINOPOULOS, T. G.; MEMBER, S.; TOUMAZOU, C. An Extended CMOS ISFET Model Incorporating the Physical Design Geometry and the Effects on Performance and Offset Variation. v. 58, n. 12, p. 4414–4422, 2011.
- [18] BERGVELD, P. Development of an Ion-Sensitive Solid-State Device for Neurophysiological Measurements. **Biomedical Engineering, IEEE Transactions on**, BME-17, n. 1, p. 70–71, 1970. ISSN 0018-9294.
- [19] IR, P.; EM, P. B.; EE, F.; BERGVELD, P. ISFET, Theory and Practice. **IEEE Sensor Conference**, n. 1, p. 9–10, 2003.

- [20] SWART, J. W. **Semicondutores - Fundamentos , Técnicas e Aplicações**. 1. ed. Campinas: [s.n.], 2008. 376 p. ISBN 978-85-268-0818-8.
- [21] Simon M. Sze, K. K. N. **Physics of Semiconductor Devices**. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2007. 832 p. ISBN 978-0-471-14323-9.
- [22] JANATA, J. **Principles of Chemical Sensors**. 2. ed. Springer Science & Business Media, 2009. 373 p. ISBN 978-0-387-69931-8.
- [23] Christian C. Enz, E. A. V. **Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design**. 1. ed. [S.l.]: Wiley, 2006. 328 p. ISBN 0-470-85541-X.
- [24] SCHNEIDER, M. C.; GALUP-MONTORO, C. CMOS Analog Design Using All-Region MOSFET Modeling. Cambridge University Press, mar. 2010.
- [25] BARABASH, P.; COBBOLD, R.; WLODARSKI, W. Analysis of the threshold voltage and its temperature dependence in electrolyte-insulator-semiconductor field-effect transistors (EISFET's). **IEEE Transactions on Electron Devices**, IEEE, v. 34, n. 6, p. 1271–1282, jun. 1987. ISSN 0018-9383.
- [26] JAKOBSON, C.; NEMIROVSKY, Y. 1/f noise in ion sensitive field effect transistors from subthreshold to saturation. **IEEE Transactions on Electron Devices**, IEEE, v. 46, n. 1, p. 259–261, 1999. ISSN 00189383.
- [27] JAKOBSON, C.; FEINSOD, M.; NEMIROVSKY, Y. Low frequency noise and drift in Ion Sensitive Field Effect Transistors. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 68, n. 1-3, p. 134–139, ago. 2000. ISSN 09254005.
- [28] MARTINOIA, S.; MASSOBRIO, G. A behavioral macromodel of the {ISFET} in {SPICE}. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 62, n. 3, p. 182–189, mar. 2000. ISSN 0925-4005.
- [29] BOUSSE, L.; De Rooij, N.; BERGVELD, P. Operation of chemically sensitive field-effect sensors as a function of the insulator-electrolyte interface. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 30, n. 10, p. 1263–1270, out. 1983. ISSN 0018-9383.

- [30] MARTINOIA, S.; LORENZELLI, L.; MASSOBRI, G.; CONCI, P.; LUI, A. Temperature effects on the ISFET behaviour: simulations and measurements. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 50, n. 1, p. 60–68, jul. 1998. ISSN 09254005.
- [31] HARAME, D. L.; BOUSSE, L. J.; SHOTT, J. D.; MEINDL, J. D. Ion-sensing devices with silicon nitride and borosilicate glass insulators. **Electron Devices, IEEE Transactions on**, v. 34, n. 8, p. 1700–1707, 1987. ISSN 0018-9383.
- [32] LIOU, J.; ORTIZ-CONDEZ, A.; SANCHEZ, F. Extraction of the threshold voltage of MOSFETs: an overview. In: **1997 IEEE Hong Kong Proceedings Electron Devices Meeting**. IEEE, 1997. p. 31–38. ISBN 0-7803-3802-2.
- [33] GARC, F. J.; ESTRADA, M.; YUE, Y. A review of recent MOSFET threshold voltage extraction methods. v. 42, p. 583–596, 2002.
- [34] ORTIZ-CONDE, A.; FERNANDES, E. D. G.; LIOU, J. J.; HASSAN, R.; GARC, F. J. A New Approach to Extract the Threshold Voltage of MOSFETs. v. 44, n. 9, p. 1523–1528, 1997.
- [35] SOUZA, J. F. D. **DESENVOLVIMENTO DE MATERIAIS E MÉTODOS DE FABRICAÇÃO DE SENSORES QUÍMICOS / BIQUÍMICOS BASEADOS EM SILÍCIO E NANOESTRUTURAS DE CARBONO**. 187 p. Tese (Doutorado) — UNICAMP - UNIVERSIDADE DE CAMPINAS, 2012.
- [36] RAVEZZI, L.; CONCI, P. ISFET sensor coupled with CMOS read-out circuit microsystem. **Electronics Letters**, v. 34, n. 23, p. 2234, 1998. ISSN 00135194.
- [37] PALA, B.; SANTOS, F. V.; KARAM, J. M.; COURTOIS, B.; HUSA, M. New ISFET sensor interface circuit for biomedical applications. v. 57, p. 63–68, 1999.
- [38] MORGENSHTEIN, A.; DINNAR, U.; JACKOBSON, C. G.; NEMIROVSKY, Y. CMOS Readout Circuitry for Biomedical ISFET-Based Microsystems. n. 4, p. 316–319, 2002.
- [39] MORGENSHTEIN, A.; SUDAKOV-BOREYSHA, L.; DINNAR, U.; JAKOBSON, C. G.; NEMIROVSKY, Y. Wheatstone-Bridge readout interface for ISFET/REFET applications. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 97, n. 1, p. 18–27, mar. 2004. ISSN 09254005.

- [40] MORGENSHEIN, A.; DINNAR, U.; NEMIROVSKY, Y. ISFET Operation in Pass-Transistor Mode without Readout Circuits.
- [41] LIU, Y.; AL-AHDAL, a.; GEORGIU, P.; TOUMAZOU, C. Minimal readout scheme for ISFET sensing arrays based on pulse width modulation. **Electronics Letters**, v. 48, n. 10, p. 548, 2012. ISSN 00135194.
- [42] CHAN, P. K.; CHEN, D. Y. Current Temperature Compensation Technique. v. 54, n. 1, p. 119–129, 2007.
- [43] SHEPHERD, L.; TOUMAZOU, C. Weak Inversion ISFETs for ultra-low power biochemical sensing and real-time analysis. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 107, n. 1, p. 468–473, maio 2005. ISSN 09254005.
- [44] SHEPHERD, L.; TOUMAZOU, C.; OPERATION, A. I. S. A novel voltage-clamped CMOS ISFET sensor interface. p. 3331–3334, 2007.
- [45] PREMANODE, B.; SILAWAN, N.; TOUMAZOU, C. Drift reduction in ion-sensitive FETs using correlated double sampling. v. 43, n. 16, p. 3–4, 2007.
- [46] CHUNG, W.; YANG, C.; PIJANOWSKA, D. G.; KRZYSKOW, A.; TORBICZ, W. ISFET interface circuit embedded with noise rejection capability. v. 40, n. 18, p. 6–7, 2004.
- [47] BARROS, A. D. D. **DESENVOLVIMENTO DE FILMES FINOS DE TiO_x e ZnO PARA DISPOSITIVOS ISFET E SAW**. 121 p. Tese (Doutorado) — UNICAMP - UNIVERSIDADE DE CAMPINAS, 2013.
- [48] Roziyah Jarmin, Lee Yoot Khuan, Hadzli Hashim, Abu Zahrin Mohd, Sih And Ghani, M. H. B. A. Simulation of ISFET Characteristics Using Constant Voltage Constant Current (CVCC) Readout Circuit. In: **Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems, and Control**. [S.l.]: Wseas, 2014. p. 6.
- [49] HAMMOND, P.; ALI, D.; CUMMING, D. R. S. Design of a Single-Chip pH Sensor Using a Conventional 0.6- μm CMOS Process. **IEEE Sensors Journal**, v. 4, n. 6, p. 706–712, dez. 2004. ISSN 1530-437X.
- [50] FARAWAY, J. J. **Linear Models with R**. [S.l.]: CRC Press, 2004. 240 p. ISBN 0203507274.

- [51] YANG, C.-H.; LIAO, Y.-W. An ISFET Interface Circuitry for Biomedical Applications. In: **2007 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits**. IEEE, 2007. p. 1083–1086. ISBN 978-1-4244-0636-4.
- [52] RAZAVI, B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. McGraw-Hill, Inc., ago. 2000.
- [53] BINKLEY, D. **Trade-offs and Optimization in Analog CMOS Design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008. 632 p. ISBN 047003369X.
- [54] SARPESHKAR, R. Ultra low power bioelectronics. Cambridge Univ. Press, 2010.

eletrólito é formada.

$$\sigma_0 = qN_s \left(\frac{a_{H_s^+}^2 - K_a K_b}{K_a K_b + K_b a_{H_s^+} + a_{H_s^+}^2} \right) \quad (3)$$

em que:

N_s : Número fixo de sítios na superfície do óxido;

$a_{H_s^+}^2$: Atividade dos prótons na interface óxido-eletrólito;

K_a, K_b : Constantes de dissociação intrínsecas dos sítios de ligação.

O efeito de uma pequena variação na atividade dos prótons $a_{H_s^+}^2$ e a densidade de carga de superfície σ_0 pode ser relacionada da seguinte forma:

$$\frac{\partial \sigma_0}{\partial pH_s} = -q\beta_{int} \quad (4)$$

em que pH_s corresponde ao pH na superfície do óxido e β_{int} representa o efeito tampão¹ intrínseco na superfície do óxido. É chamada de intrínseca nesse caso, porque só é capaz de tamponar pequenas mudanças de pH na superfície (pH_s) e não no interior da solução (pH_b), sob condições normais.

Por questões de neutralidade de carga, a carga de superfície σ_0 é balanceada por uma carga de valor oposto σ_{dl} , na solução eletrolítica. A posição desta densidade carga σ_{dl} na solução define a camada dupla de difusão. As cargas opostas σ_0 e σ_{dl} estão paralelas uma a outra e formam a chamada capacitância integral de camada dupla $C_{dl,i}$.

Esta capacitância pode ser calculada utilizando o modelo de Gouy-Chapman-Stern. Nesse modelo, a capacitância C_{dl} consiste de uma associação em série da capacitância da camada de Helmholtz (a capacitância de Stern) e a capacitância da camada de difusão. A camada de Helmholtz modela o efeito de que os íons na solução possuem um tamanho finito e os centros dos íons não podem se aproximar da superfície do óxido a uma distância menor que o raio iônico, incluindo uma possível camada de solvente (água) o que significa que existe um plano de maior proximidade entre os centros dos íons a uma determinada distância, x_H .

$$\sigma_{dl} = \sqrt{8\varepsilon_w k T n^0} \sinh \left(\frac{z\Psi_1}{2V_T} \right) \quad (5)$$

¹Efeito tampão é a resistência que uma solução tampão oferece às variações de pH. Solução tampão ou solução tamponada é aquela que, ao adicionarmos uma pequena quantidade de ácido ou base, mesmo que fortes, mantém o seu pH praticamente invariável.

Na expressão acima, Ψ_1 é o potencial em x_H , n^0 é a concentração de cada íon no interior da solução, z a valência dos íons, ϵ_w a permissividade do eletrólito, k a constante de Boltzmann e T a temperatura. A diferença de potencial Ψ_1 na posição x_H e Ψ_0 na superfície e a diferença de potencial através da capacitância Stern. Esta diferença de potencial pode ser descrita como:

$$\Psi_1 - \Psi_0 = -\frac{\sigma_0}{C_{Stern}} \quad (6)$$

Pelas equações (5) e (6) pode-se calcular a capacitância integral de dupla-camada como função de Ψ_0 e a concentração do eletrólito. A capacidade da camada dupla armazenar carga em resposta a uma pequena mudança no potencial $\partial\sigma_0/\partial\Psi_0$ é definido como a capacitância de camada dupla diferencial, C_{dif} .

$$\frac{\partial\sigma_0}{\partial\Psi_0} = -\frac{\partial\sigma_{dl}}{\partial\Psi_0} = C_{dif} \quad (7)$$

Por razões de simplicidade, sera apresentada a expressão do inverso de C_{dif} , o que mostrará claramente que esta capacitância é composta por uma associação de duas capacitâncias em série.

$$\frac{1}{C_{dif}} = \frac{1}{C_{stern}} + \frac{1}{\sqrt{\frac{2\epsilon_w z^2 q^2 n^0}{kT}} \cosh\left(\frac{zq\Psi_1}{2kT}\right)} \quad (8)$$

As equações (4) e (7) quando combinadas mostram o efeito de uma pequena mudança no pH da superfície (pH_s) sobre a mudança no potencial de superfície Ψ_0 .

$$\frac{\partial\Psi_0}{\partial pH_s} = \frac{\partial\Psi_0}{\partial\sigma_0} \frac{\partial\sigma_0}{\partial pH_s} = \frac{-q\beta_{int}}{C_{dif}} \quad (9)$$

Combinando a equação (9) com a equação de Boltzmann:

$$a_{H_s^+} = a_{H_b^+} \exp\left(\frac{-q\Psi_0}{kT}\right) \quad \text{ou} \quad 2.3(pH_s - pH_b) = \frac{q\Psi_0}{kT} \quad (10)$$

Resulta na expressão para a responsividade do ISFET ao pH:

$$\frac{\partial\Psi_0}{\partial pH_b} = -2,3 \frac{kT}{q} \alpha \quad (11)$$

Em que α é um parâmetro que varia entre 0 e 1 que relaciona a degradação da responsividade do ISFET em relação à responsividade ideal

Nernstiana (tipicamente igual a 59 mV/pH).

$$\alpha = \frac{1}{\frac{2.3kTC_{dif}}{q^2\beta_{int}} + 1} \quad (12)$$

ANEXO B – CÓDIGO EM VERILOG-A

B.1 ESTÁGIO ELETROQUÍMICO

```

// *****
// ****  An ISFET behavioral model in Verilog-A  ****
// *****

// This code has the purpose to model the behavioral
// of the electro-chemical part of ISFET

'include "disciplines.vams"
'include "constants.vams"

module isfet (in , out ,pH);

//PARAMETER LIST (Definitions)

//Ka    =positive dissociation constant [mole/l]
//Kb    =negative dissociation constant [mole/l]
//Kn    =dissociation constant for amine sites
//      [mole/l]
//Nsil  =silanol (or oxide) surface site density
//      [# /m2]
//Nnit  =amine surface site density [# /m2]
//NAv   =Avogadro's constant [mole-1]
//Eabs  =absolute potential of the standard hydrogen
//      electrode [V]
//Erel  =potential of the referencial electrode
//      (Ag/AgCl) relative to the hydrogen electro-
//      de [V]
//Chieo =surface dipole potential [V]
//Philj =liquid-junction potential difference
//      between the ref. solution and the electro-
//      lyte [V]
//Phim  =work function of the metal back contact /
//      electronic charge [V]
//epsihp=relative permittivity of the Inner

```

```

//      Helmholtz layer
//epsohp=relative permittivity of the Outer
//      Helmholtz layer
//dihp  =distance between the Inner Helmholtz
//      Plane (IHP) and the ISFET surface [m]
//dohp  =distance between the Outer Helmholtz
//      Plane (OHP) and the ISFET surface [m]
//epsw  =relative permittivity of the bulk
//      electrolyte solution
//Cbulk =electrolyte concentration [1/moles]

//ISFET Electro-chemical parameters

parameter real Ka=15.8;
parameter real Kb=63.1e-9;
parameter real Kn=1e-10;
parameter real Nsil=3.0e18;
parameter real Nnit=2.0e18;
parameter real NAv=6.023e26;
parameter real Eabs=4.7;
parameter real Erel=0.200;
parameter real Chieo=3m;
parameter real Philj=1m;
parameter real Phim=4.7;
parameter real epsihp=32;
parameter real epsohp=32;
parameter real epsw=78.5;
parameter real Cbulk=0.1;
parameter real dihp=0.1n;
parameter real dohp=0.3n;

inout in , out;
input pH;
electrical in , out , pH;
electrical p;

real Chelm;
real Cgouy;
real Ceq;

```

```

real Eref;
real EP1;
real EP2;
real EPH;

analog begin

Eref = Eabs - Phim - Erel + Chico + Philj;

V(in ,p) <+ Eref;

EP1 = log(Ka*Kb) + 4.6 * V(pH);

EP2 = log(Ka) + 2.3 * V(pH);

Chelm = 'P_EPS0 * epsihp * epsohp / (epsohp * dihp +
epsihp * dohp);

Cgouy = sqrt('P_EPS0 * 2 * 'P_Q * epsw * Cbulk *
NAv / $vt);

Ceq = Cgouy * Chelm / (Cgouy + Chelm);

I(p, out) <+ Ceq * ddt(V(out ,p));

EPH = ('P_Q/Ceq) * (Nsil * ((exp(-2 * V(out ,p)/$vt)
- exp(EP1))/(exp(-2 * V(out ,p)/$vt) + exp(EP2) *
exp(-1 * V(out ,p)/$vt) + exp(EP1))) + Nnit *
((exp(-1 * V(out ,p)/$vt))/(exp(-1 * V(out ,p)/$vt) +
(Kn/Ka) * exp(EP2))));

V(out ,p) <+ EPH;

end
endmodule

```

B.2 ESTÁGIO ELETRÔNICO

// MOSFET level-1 Verilog-A model

```

'include "constants.vams"
'include "disciplines.vams"
module MOSFET_Level1(d,g,s,b);
inout d, g, s, b;
    electrical d, g, s, b;
real VG,VS, VD,VB,VGS,VDS,VOV;
real I0 ,VGB,VDB, VSB;
real beta , Id;
parameter real L = 50E-6 from [0.0: inf ];
parameter real W = 2850E-6 from [0.0: inf ];
parameter real VTO = 1.286 from [0.0: inf ];
parameter real KP = 1.0E-6 from [0.0: inf ];

    analog begin
    VG = V(g); VS = V(s); VD = V(d);VB = V(b);
    VGB= V(g) - V(b);
    VDB= V(d) - V(b);
    VSB= V(s) - V(b);
    VGS= V(g) - V(s);
    VDS= V(d) - V(s);
    VOV = VGS - VTO;
    beta = KP * (W/L)/2;
    if (VGS < VTO)
    I(d,s) <+ 0;
    else begin
    if (VDS < VOV)
    I(d,s)<+ beta * (2*(VOV)*VDS -(VDS*VDS));
    else
    I(d,s)<+ beta * (VOV * VOV);
    end
    Id = I(d,s);

end
endmodule

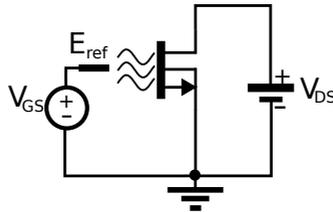
```

ANEXO C – EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS PELO MODELO ACM

C.1 MÉTODO DE EXTRAÇÃO DA TENSÃO DE LIMIAR (V_{TO}) E DA CORRENTE ESPECÍFICA (I_S) DO TRANSISTOR

O circuito utilizado para extração da tensão de limiar e da corrente específica do modelo está ilustrado pela Figura 58. Neste circuito, a tensão V_{DS} aplicada sobre o ISFET é aproximadamente 13 mV - o que força a sua operação em regime linear.

Figura 58: Circuito utilizado para extração de parâmetros do ISFET.



Fonte: Elaborada pelo autor

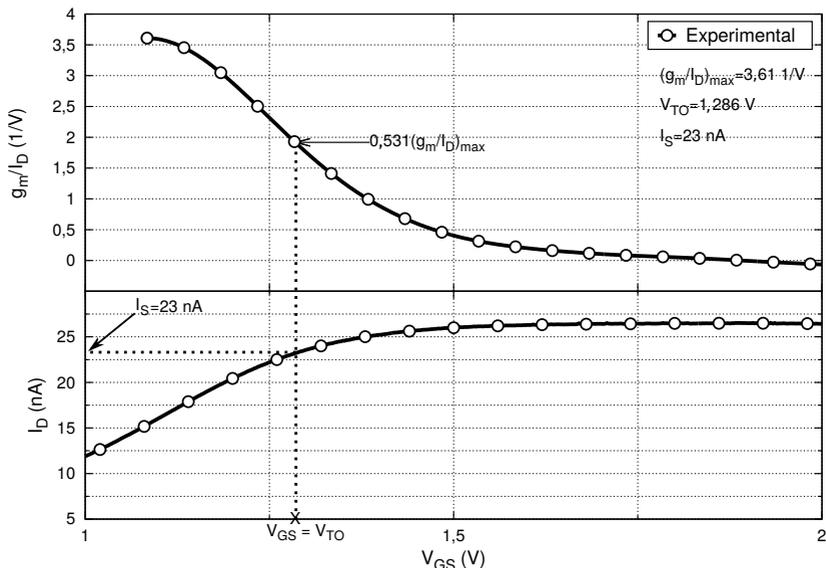
O método utilizado para determinar o valor da tensão de limiar e da corrente específica é baseado na curva g_m/I_D do transistor. A partir dessa curva, pode-se demonstrar (para detalhes, vide referência [24]) que a tensão de limiar é igual ao valor da tensão de porta V_G no qual a curva g_m/I_D cai para aproximadamente 53,1 % do seu valor de pico. Ademais, o valor da corrente específica I_S do modelo é igual à corrente no qual $V_G = V_{TO}$.

C.1.1 Caracterização do ISFET utilizado no Macromodelo

Os pontos correspondentes ao valor de tensão de limiar e corrente específica obtidos da caracterização do ISFET empregado para construção do macromodelo comportamental [35] estão apresentados na curva da Figura 59. O procedimento de caracterização foi realizado com a deposição de uma microgota de água deionizada com resistividade de 18 $M\Omega\text{-cm}$ sobre a abertura do ISFET e um eletrodo de referência de prata/cloreto de prata $Ag/AgCl$ colocada em contato com a microgota para aplicar a tensão requerida.

A fim de complementar a caracterização do dispositivo, as curvas apre-

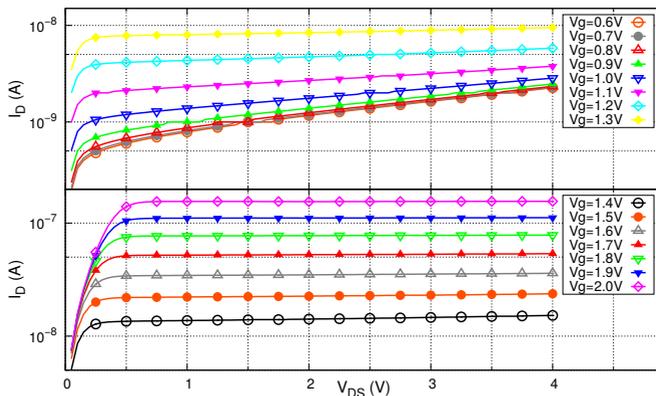
Figura 59: Extração da tensão de limiar (V_{T0}), corrente específica I_S e da razão da transcondutância de porta pela corrente de dreno máxima g_m/I_D



Fonte: Elaborada pelo autor

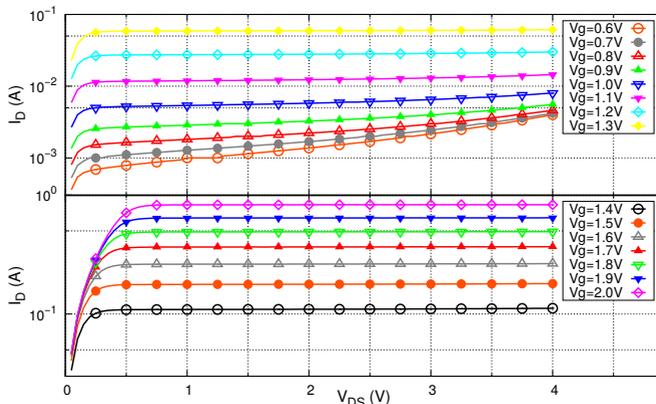
sentadas pelas figuras 60, 61 e 62 denotam a característica $I_D \times V_{DS}$ das matrizes A, B e C do dispositivo. Para isso, cada figura está dividida em dois momentos: o primeiro denota um potencial de porta V_G aplicado de 0,6 V até 1,3 V; enquanto o segundo, de 1,4 V a 2,0 V. Com esta separação é possível verificar melhor o comportamento do dispositivo para diversos valores de tensão de porta. Ademais, o comportamento fidedigno da característica $I_D \times V_{DS}$ com a esperada de um dispositivo de efeito de campo constata o bom funcionamento dos dispositivos.

Figura 60: Matriz A: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ para $V_G = 0,6$ V até 2,0 V.

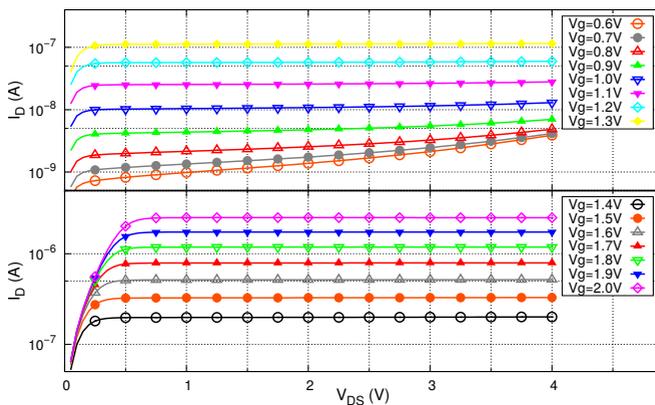


Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 61: Matriz B: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ para $V_G = 0,6$ V até 2,0 V.



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 62: Matriz C: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ para $V_G = 0,6 \text{ V}$ até $2,0 \text{ V}$.

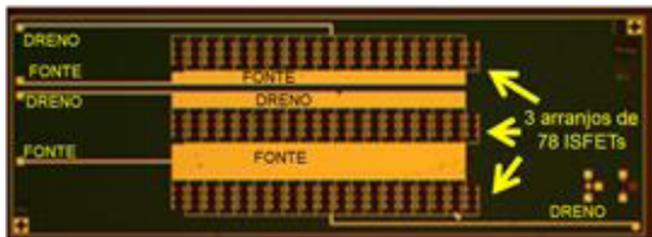
Fonte: Elaborada pelo autor

C.1.2 Caracterização do ISFET utilizado nos condicionadores propostos

Esta seção apresenta a caracterização dos ISFETs baseados na tese de doutorado apresentada em [47] e utilizados nos circuitos condicionadores apresentados no capítulo 4.

A Figura 63 ilustra em detalhe o ISFET fabricado com base no trabalho apresentado em [47]. Este ISFET possui filme de TiO_x como elemento sensor e três matrizes contendo 78 dispositivos em paralelo cada.

Figura 63: ISFET empregado nos condicionadores discretos propostos: (a) Arranjos de 78 ISFETs com filme de TiO_x como elemento sensor ao íon H^+ . (b) Detalhe de um transistor ISFET ($50\mu m \times 50\mu m$) com filme de TiO_x como elemento sensor ao íon H^+



(a)



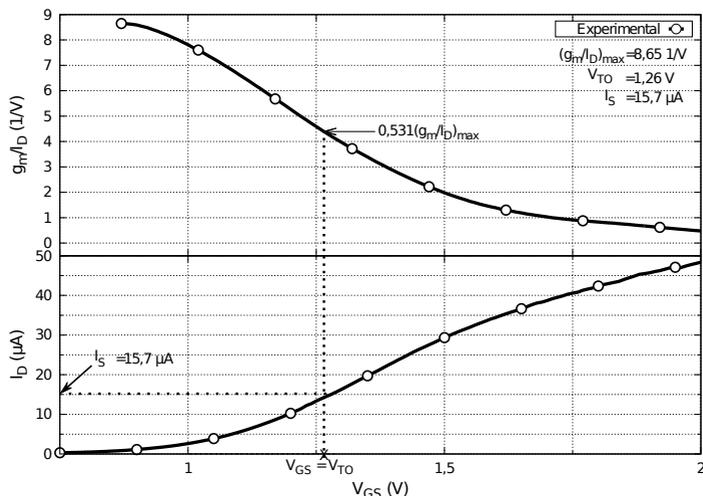
(b)

Fonte: Elaborada pelo autor

A curva apresentada na Figura 64 mostra os valores obtidos para tensão de limiar, corrente específica do modelo e razão da transcondutância de porta pela corrente de dreno máxima g_m/I_D . Como estes dados, é possível obter parâmetros adicionais necessários para alimentar o modelo comporta-

mental descrito em Verilog-A e utilizado ao longo das simulações.

Figura 64: Extração da tensão de limiar (V_{T0}), corrente específica I_S e da razão da transcondutância de porta pela corrente de dreno máxima g_m/I_D

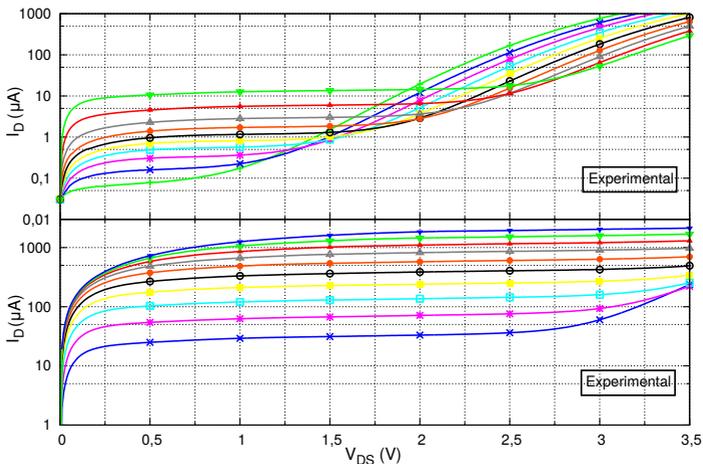


Fonte: Elaborada pelo autor

A fim de complementar a caracterização do dispositivo, a Figura 67 mostra a característica $I_D \times V_{DS}$ para uma das matrizes do dispositivo (terminais 1 e 16 do chip). Nesta figura, a parte superior denota o potencial de porta V_G aplicado de 0,6 V até 1,3 V; enquanto que a inferior, de 1,4 V a 2,0 V. Com esta separação é possível verificar melhor o comportamento do dispositivo para diversos valores de tensão de porta. Verifica-se que em um determinado valor de tensão V_{DS} aplicado sobre o dispositivo, o mesmo entra na região de *breakdown*. O valor desta tensão varia segundo a tensão do potencial de referência, mas pode-se notar uma maior responsividade no regime de operação em inversão fraca.

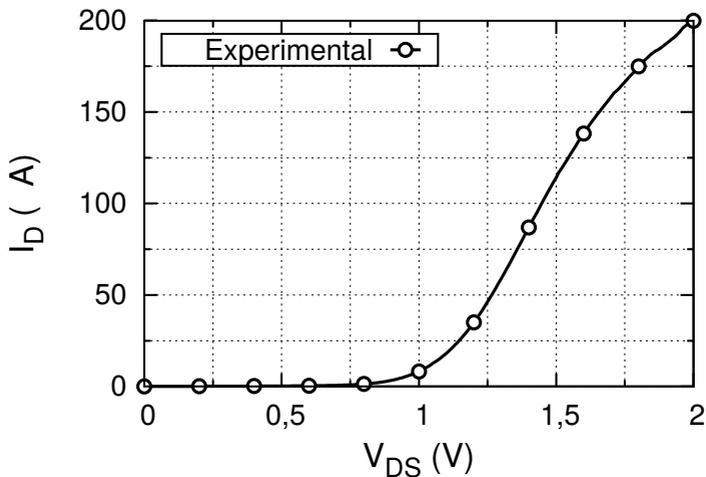
Ademais, a Figura 66 ilustra a curva $I_D \times V_{GS}$ do dispositivo apenas para complementar o processo de caracterização do dispositivo.

Figura 65: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ utilizando a matriz dos terminais 1 e 5 do chip



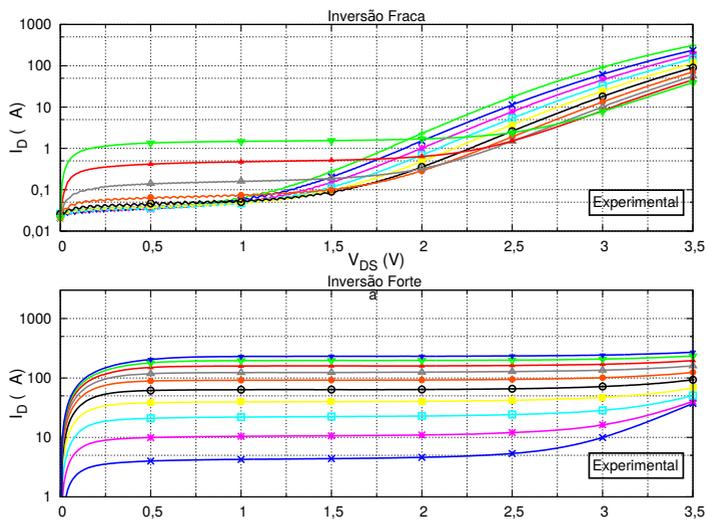
Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 66: Curvas de transferência $I_D \times V_{GS}$ utilizando a matriz dos terminais 1 e 5 do chip



Fonte: Elaborada pelo autor

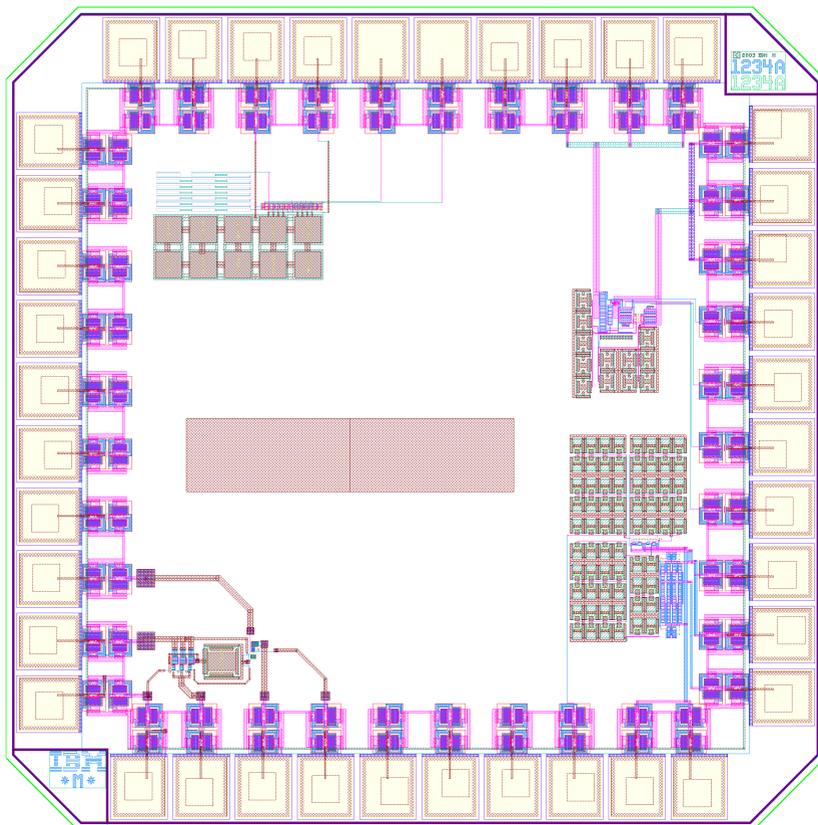
Figura 67: Curvas de transferência $I_D \times V_{DS}$ utilizando a matriz dos terminais 1 e 16 do chip



Fonte: Elaborada pelo autor

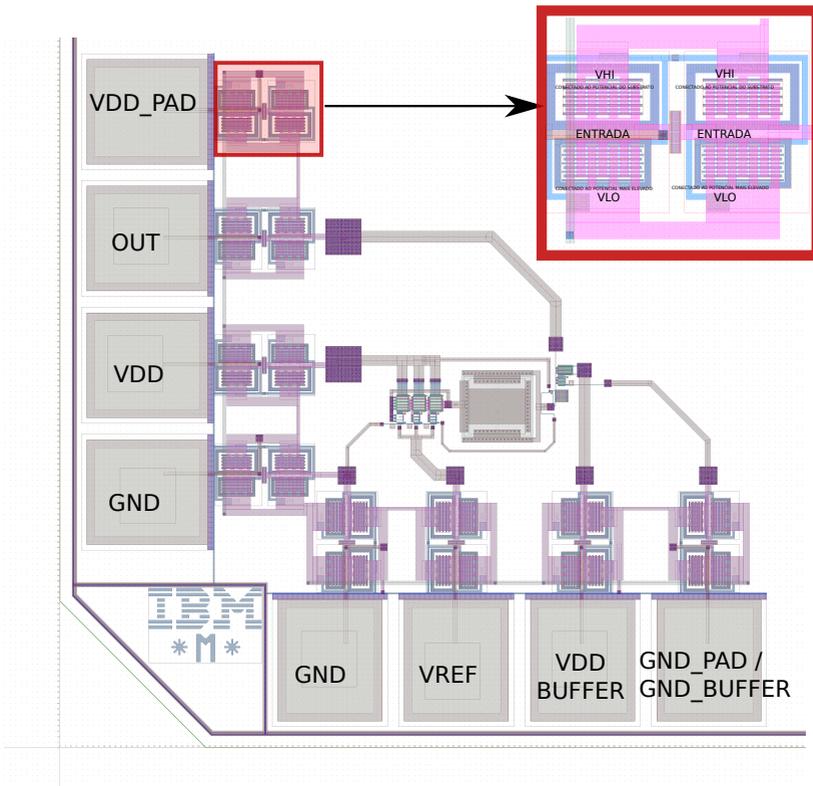
ANEXO D – LAYOUT DO CONDICIONADOR INTEGRADO PHCO

Figura 68: Layout completo do chip enviado à fabricação pela MOSIS. O circuito condicionador pHCO projetado está localizado no canto inferior esquerdo.



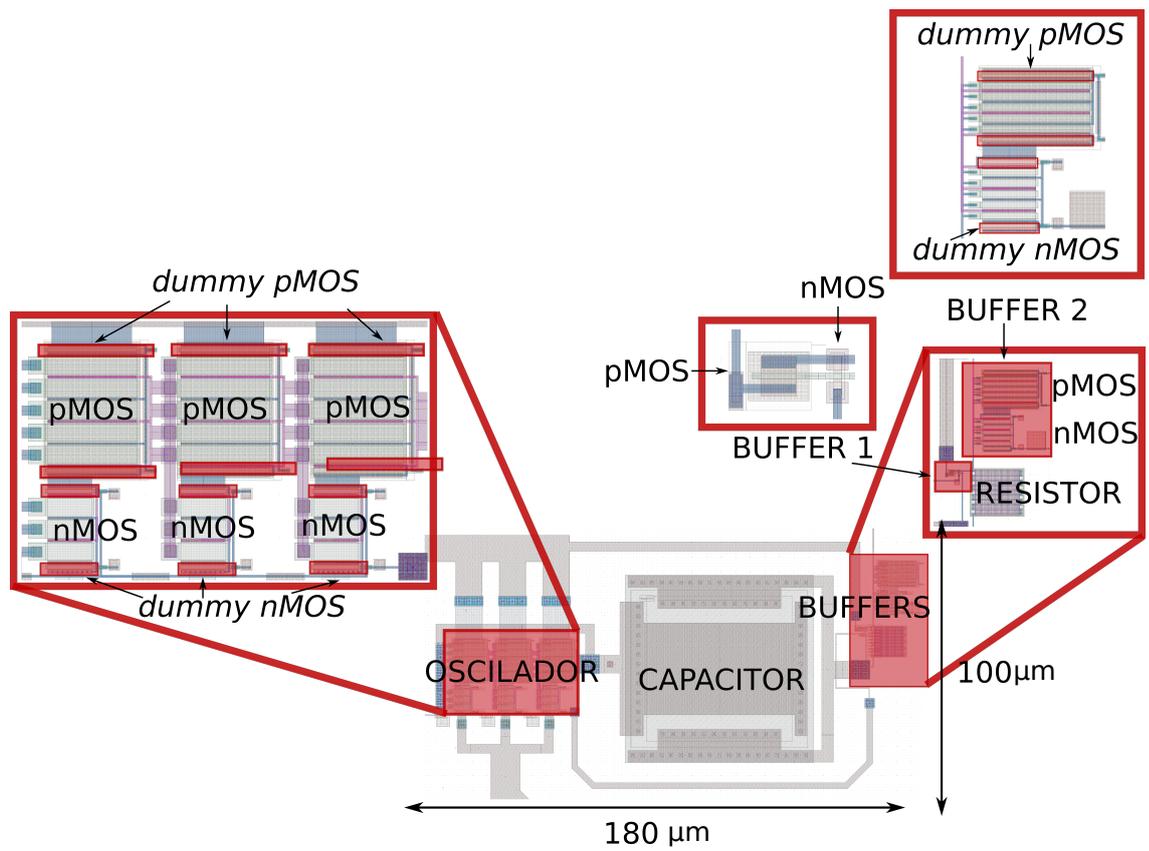
Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 69: Layout do condicionador integrado pHCO denotando a função de cada PAD. O detalhe apresentado na moldura em vermelho é a proteção ESD.



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 70: Detalhe dos blocos utilizados no layout do pHCO: oscilador, capacitor de desacoplamento DC e buffers.

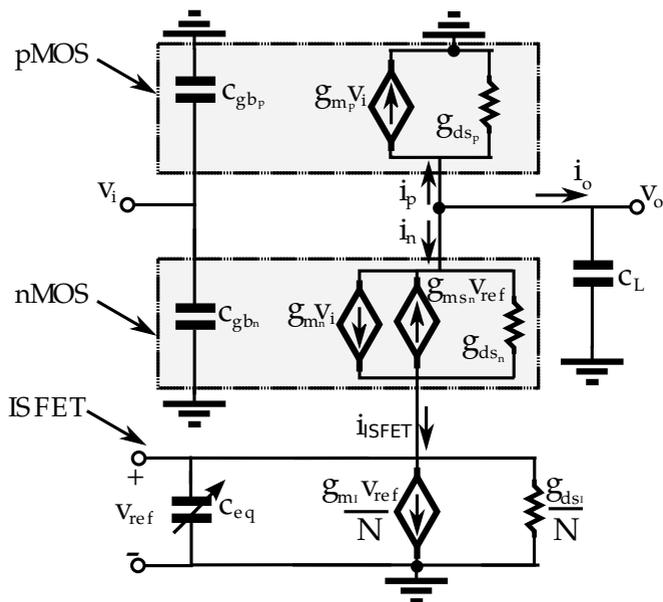


Fonte: Elaborada pelo autor

ANEXO E – DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO 58

E.0.3 Obtenção da função de transferência $v_o(s)/v_i(s)$

Figura 71: Modelo de pequenos sinais para uma célula de atraso do circuito pHCO



Fonte: Elaborada pelo autor

Fazendo a lei de Kirchoff no nó em v_o , segue que:

$$i_p + i_n + i_o = 0 \quad (\text{E.1})$$

Sabendo que:

$$i_p = g_{m_p} v_{in} + g_{ds_p} v_o \quad (E.2)$$

$$i_n = g_{m_n} v_{in} - g_{ms_n} v_{ref} + g_{ds_n} (v_o - v_{ref}) \quad (E.3)$$

$$i_o = sC_L v_o \quad (E.4)$$

E substituindo as equações (E.2), (E.3) e (E.4) na equação (E.1), obtém-se a seguinte expressão:

$$g_{m_p} v_i + g_{ds_p} v_o + g_{m_n} v_{in} - g_{ms_n} v_{ref} + g_{ds_n} (v_o - v_{ref}) + sC_L v_o = 0 \quad (E.5)$$

A expressão em (E.5) contém o termo v_{ref} , o que impossibilita isolar $v_o(s)/v_i(s)$. Sabendo que $i_n = i_{ISFET}$:

$$g_{m_n} v_i - g_{ms_n} v_{ref} + g_{ds_n} (v_o - v_{ref}) = \frac{g_{m_I}}{N} v_{ref} + \frac{g_{ds_I}}{N} v_{ref} \quad (E.6)$$

Isolando v_{ref} em função de v_i , segue que:

$$v_{ref} = \frac{g_{m_n} v_i + g_{ds_n} v_o}{g_{ms_n} + g_{ds_n} + \frac{g_{m_I} + g_{ds_I}}{N}} \quad (E.7)$$

Substituindo a equação (E.7) na equação (E.5) e isolando $v_o(s)/v_i(s)$, segue que:

$$H(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{-g_{m_p} (g_{ms_n} + g_{ds_n}) + (g_{m_n} + g_{m_p}) \left(\frac{g_{m_I} + g_{ds_I}}{N} \right)}{(g_{ms_n} + g_{ds_n}) (g_{ds_p} + sC_L) + (g_{ds_n} + g_{ds_p} + sC_L) \frac{g_{m_I} + g_{ds_I}}{N}} \quad (E.8)$$

O argumento da função de transferência da equação (E.8) fornecerá a condição de fase para oscilação.

$$\arg(H(j\omega)) = -\frac{\pi}{N} \quad (E.9)$$

$$-\arctan \frac{\omega C_L (g_{ms_n} + g_{ds_n} + \frac{g_{m_I} + g_{ds_I}}{N})}{(g_{ms_n} + g_{ds_n} + \frac{g_{m_I} + g_{ds_I}}{N}) g_{ds_p} + g_{ds_n} \left(\frac{g_{m_I} + g_{ds_I}}{N} \right)} = -\frac{\pi}{N} \quad (E.10)$$

Resolvendo a equação (E.10) e sabendo que $\omega = 2\pi f_{oISFET}$, segue que:

$$f_{o_{ISFET}} = tg \left(\frac{\pi}{N} \right) \frac{\left(gds_p + \frac{1}{N \left(\frac{gms_n + gds_n}{g_m_I + gds_I} \right) + 1} gds_n \right)}{2\pi C_L} \quad (\text{E.11})$$

A fim de simplificar a equação (E.11) e deixá-la mais intuitiva, definiu-se a seguinte constante:

$$\kappa = \frac{1}{N \left(\frac{gms_n + gds_n}{g_m_I + gds_I} \right) + 1} \approx \frac{1}{N \left(\frac{gms_n}{g_m_I} \right) + 1} \quad (\text{E.12})$$

Chega-se, assim, na expressão da frequência de oscilação em pequenos sinais do circuito condicionador pHCO.

$$f_{o_{ISFET}} = tg \left(\frac{\pi}{N} \right) \frac{(gds_p + \kappa gds_n)}{2\pi C_L} \quad (\text{E.13})$$

ANEXO F – EXPRESSÃO DO GANHO EM MALHA FECHADA DO PRIMEIRO *BUFFER*

A expressão do ganho em malha fechada apresentada em (68) e utilizada no projeto do primeiro *buffer* pode ser obtida aplicando a lei de Kirchhoff no nó v_o da Figura 44(b):

$$g_m v_{gs} + g_{ds} v_o + sC_L v_o = i_R \quad (\text{F.1})$$

Como $i_R = (v_o - v_{gs})R_F^{-1}$, segue que:

$$g_m v_{gs} + g_{ds} v_o + sC_L v_o = (v_o - v_{gs})R_F^{-1} \quad (\text{F.2})$$

Isolando os termos v_o e v_{gs} , obtém-se a expressão do ganho em malha fechada do circuito da Figura 45(a).

$$\frac{v_o(s)}{v_{gs}(s)} = \frac{-(g_m + R_F^{-1})}{g_{ds} - R_F^{-1} + sC_L} \quad (\text{F.3})$$

**ANEXO G – RESPONSABILIDADE DE V_{out} EM RELAÇÃO ÀS
CORRENTES DE POLARIZAÇÃO I_{BIAS1} E I_{BIAS2} NO
CIRCUITO SEGUIDOR DE FONTE-E-DRENO**

A responsividade de V_{out} em relação às correntes de polarização no circuito seguidor de fonte-e-dreno pode ser obtida através da derivada parcial da expressão em (50) - apresentada na seção 3.2 do capítulo 3 - em relação às correntes I_{BIAS1} e I_{BIAS2} , conforme segue:

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial I_{BIAS1}} = -\frac{\partial V_{th}(ISFET)}{\partial I_{BIAS1}} + \frac{I_{BIAS2}}{\beta \cdot I_{BIAS1}^2 \cdot R_{DS}} - \frac{R_{DS}}{2} \quad (G.1)$$

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial I_{BIAS2}} = -\frac{\partial V_{th}(ISFET)}{\partial I_{BIAS2}} - \frac{1}{\beta \cdot I_{BIAS1} \cdot R_{DS}} \quad (G.2)$$

Supondo agora, como exemplo, valores para $R_{DS} = 0,46 \text{ M}\Omega$, $I_{BIAS1} = 0,85 \text{ }\mu\text{A}$, $I_{BIAS2} = 1,2 \text{ }\mu\text{A}$ e $\beta = 47 \text{ mA/V}^2$ ¹ segue que:

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial I_{BIAS1}} = -\frac{\partial V_{th}(ISFET)}{\partial I_{BIAS1}} + 76,8 \text{ V/A} - 0,23 \text{ V}/\mu\text{A} \approx -0,23 \text{ V}/\mu\text{A} \quad (G.3)$$

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial I_{BIAS2}} = -\frac{\partial V_{th}(ISFET)}{\partial I_{BIAS2}} - 54,41 \text{ V/A} \approx -54,41 \text{ V/A} \quad (G.4)$$

A partir desta análise quantitativa e baseado na equação (G.3), observa-se uma responsividade em V_{out} aproximadamente igual a $-0,23 \text{ V}/\mu\text{A}$ em relação a I_{BIAS1} . Em outras palavras, isso significa que uma variação de $1 \text{ }\mu\text{A}$ no ponto de operação de I_{BIAS1} resulta em uma variação aproximadamente igual $-0,23 \text{ V}$ em V_{out} , denotando, quantitativamente, a exigência prática de fontes de corrente com ponto de operação estável e fixo. A não consideração deste requerimento de projeto poderá resultar na saturação de V_{out} , impossibilitando, assim, a sua devida leitura.

¹ Valores obtidos através do experimento.