CENTRO UNIVERSITÁRIO FEI

CLEITON FIDELIX PEREIRA

PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E MODELAGEM COMPACTA DE TRANSISTORES MOSFET NA CONFIGURAÇÃO PSEUDORRESISTOR PARA CIRCUITOS AMPLIFICADORES DE BIOSINAIS

São Bernardo do Campo

2020

CLEITON FIDELIX PEREIRA

PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E MODELAGEM COMPACTA DE TRANSISTORES MOSFET NA CONFIGURAÇÃO PSEUDORRESISTOR PARA CIRCUITOS AMPLIFICADORES DE BIOSINAIS

Tese de Doutorado apresentado ao Centro Universitário FEI para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, orientado pelo Prof. Dr. Renato Camargo Giacomini

São Bernardo do Campo

2020

Fidelix Pereira, Cleiton.
Projeto, implementação e modelagem compacta de transistores mosfet na configuração pseudorresistor para circuitos aplificadores de biosinais / Cleiton Fidelix Pereira. São Bernardo do Campo, 2020.
98 f. : il.

Tese - Centro Universitário FEI.
Orientador: Prof. Dr. Renato Camargo Giacomini.

1. MOSFET. 2. Pseudorresistor. 3. SPICE. 4. Bioamplificador. 5. QRS. I. Camargo Giacomini, Renato, orient. II. Título.

Elaborada pelo sistema de geração automática de ficha catalográfica da FEI com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

centro universitário FEI

APRESENTAÇÃO DE TESE

ATA DA BANCA EXAMINADORA

Doutorad

PGE-10

Programa de Pós-Graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica

Aluno: Cleiton Fidelix Pereira **Matrícula:** 516103-9

Título do Trabalho: Projeto, implementação e modelagem compacta de transistores mosfet na configuração pseudorresistor para circuitos aplificadores de biosinais.

Área de Concentração: Nanoeletrônica e Circuitos Integrados

Orientador: Prof. Dr. Renato Camargo Giacomini

Data da realização da defesa: 03/03/2020

ORIGINAL ASSINADA

Avaliação da Banca Examinadora

São Bernardo do Campo, / / .

MEMBROS DA BANCA EXAMINADORA	
Prof. Dr. Renato Camargo Giacomini	Ass.:
Prof. Dr. Marcelo Antonio Pavanello	Ass.:
Prof. Dr. Valter Fernandes Avelino	Ass.:
Prof. Dr. Denys Emilio Campion Nicolosi	Ass.:
Prof. Dr. Jeison Willian Gomes da Fonseca	Ass.:

A Banca Examinadora acima-assinada atribuiu ao aluno o seguinte:

APROVADO ☒ REPROVADO ☐

VERSÃO FINAL DA TESE

ENDOSSO DO ORIENTADOR APÓS A INCLUSÃO DAS RECOMENDAÇÕES DA BANCA EXAMINADORA

Aprovação do Coordenador do Programa de Pós-graduação

Prof. Dr. Carlos Eduardo Thomaz

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001.

Dedico este trabalho à minha esposa Fabiana, ao meu irmão Jeferson, à memória de meus pais Delcina e Albertino e a todos aqueles que me motivam a lutar pelas coisas que acredito.

AGRADECIMENTOS

Ao meu Orientador, Prof. Dr. Renato C. Giacomini, por acreditar no meu trabalho, por todos os ensinamentos, pela empatia, conselhos, direcionamentos e acima de tudo pela amizade.

Ao Prof. Dr. Julio C. Lucchi, pela grande ajuda nas análises de circuitos e nos direcionamentos que foram cruciais, por todos os ensinamentos, pelas conversas e pelo grande incentivo.

Ao Prof. Dr. Pedro L. Benko, primeiramente por me introduzir na pós-graduação e no meu tema de pesquisa, pela sua visão crítica que só enriqueceu nossa pesquisa, além de todas as conversas.

Aos amigos e colegas de pesquisa Beatriz B. Testa, Milene Galeti e Rudolf T. Buhler, por todo apoio e ajuda seja nas medidas, nos artigos e até nos momentos de descontração.

À minha esposa Fabiana W. Jacopucci, por todo carinho, por toda paciência, por todo apoio nos momentos difíceis e por sempre me motivar e acreditar que eu conseguiria.

A todos os familiares e amigos que sempre me apoiaram. Em especial ao meu irmão Jeferson F. Pereira e aos meus tios Maria Jaete e Adão por todo apoio e motivação.

Ao Centro Universitário da FEI, por toda a infraestrutura e disponibilidade de recursos essenciais no desenvolvimento deste trabalho.

Ao projeto CITAR, por toda ajuda no encapsulamento dos Circuitos Integrados.

A CAPES, pela bolsa de estudos que foi fundamental para a realização desta pesquisa.

“Fé é dar o primeiro passo, mesmo quando você não vê toda a escada”

Martin Luther King Jr.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um macromodelo PWL (*PieceWise Linear*) para a simulação SPICE de um pseudorresistor. A motivação da criação do modelo surgiu do fato que os pseudorresistores não conseguem ter o seu comportamento completamente previsto pelos modelos de simulação SPICE disponíveis em algumas regiões operacionais. Como estudo de caso, para a validação do modelo criado, foi desenvolvido um sistema de detecção do complexo QRS durante a aquisição de eletrocardiograma. A variação da pseudorresistência em função da temperatura foi caracterizada e incluída no modelo. O leiaute dos circuitos foi desenvolvido para a tecnologia 8HP de 0,13 μm da Global Foundries, resultando na fabricação de um circuito integrado. Análises experimentais foram realizadas para o levantamento da curva de ganho, bem como do comportamento do tempo de recuperação do circuito frente a um transitório de tensão continua (DC) na entrada. Medidas experimentais com um sinal emulado de ECG (eletrocardiograma) também foram realizadas para a caracterização do bioamplificador como detector de QRS e os resultados obtidos foram bastante satisfatórios. Além disso, também foram realizadas as caracterizações do bioamplificador em função da variação de temperatura. Todas as medidas citadas anteriormente foram realizadas entre a temperatura ambiente e 60 ºC. São apresentados resultados de simulação SPICE para o circuito bioamplificador com o macromodelo, e os resultados obtidos são comparados com os dados experimentais que comprovam que o macromodelo desenvolvido atende à finalidade para a qual ele foi desenvolvido.

Palavras chave: MOSFET, Pseudorresistor, SPICE, Bioamplificador, QRS.

ABSTRACT

This work shows the SPICE PWL (*PieceWise Linear*) macromodel development aiming a pseudo-resistor simulation. The lack of a SPICE simulation model that correctly describes the pseudo-resistor behavior is the main inspiration of this designing. A bio-amplifier for the QRS complex detection was made as a case study for the validation of the developed PWL macromodel. The temperature dependency of the pseudo-resistor equivalent resistance also was characterized and included in the macromodel. The circuits lay-out were developed using the Global Foundries 8HP 0.13 μm technology, resulting in a fabricated integrated circuit. To draw the bio-amplifier gain response and its transitory recovery time behaviors, some experimental analyses was made. Experimental analysis with an emulated ECG signal also was made to characterize the bio-amplifier as a QRS detector, and the obtained results were very well. A few bio-amplifier simulation results that include the macromodel were presented in order to evaluate this device. Furthermore, bioamplifier characterization were also carried out as a function of temperature variation. All of the analysis early mentioned were performed considering the temperature variation from room temperature up to 60 ºC. Comparing the simulated response and the experimental data with same input conditions, can be seen that de proposed macromodel provides a suitable pseudo-resistor behavior.

Keywords: MOSFET, Pseudo-resistor, SPICE, Biopotentials amplifier, QRS.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - (a) Medição de um biopotencial pelo método invasivo, (b) Potencial de ação típico. 21

Figura 2 - Circuito equivalente do eletrodo.....24

Figura 3 - (a) Representação da interface entre um eletrodo e a pele, (b) circuito equivalente. 24

Figura 4 - Eletrodo de prata/cloreto de prata, mostrado em secção transversal. 25

Figura 5 - Eletrocardiograma normal 26

Figura 6 - Pontos de conexão dos eletrodos para as derivações padrão e o triângulo de Einthoven.....27

Figura 7 - Conexão do corpo com o eletrocardiógrafo para registro das derivações. 28

Figura 8 - Eletrocardiogramas normais, registrados pelas seis derivações torácicas padrão. ..28

Figura 9 - Amplificador diferencial com carga ativa. 30

Figura 10 - Arquitetura do OTA CMOS de um único estágio e uma única saída *cascode*.....30

Figura 11 - Efeito de uma tensão transitória em um exame de ECG, devido à uma desfibrilação. 32

Figura 12 - Elemento adaptativo. 34

Figura 13 - Curva característica do elemento adaptativo 34

Figura 14 – Pseudorresistor. 35

Figura 15 - Pseudorresistores na configuração *back-to-back*.....35

Figura 16 - Análise da estrutura do transistor nMOS na configuração de pseudorresistor, com tensão de alimentação negativa 36

Figura 17 - Análise da estrutura do transistor nMOS na configuração de pseudorresistor, com tensão de alimentação positiva próxima a 0 V. 37

Figura 18 - Análise da estrutura do transistor nMOS na configuração de pseudorresistor, com tensão de alimentação positiva. 37

Figura 19 - Representação do pseudorresistor como diodos paralelos e o sentido da corrente para cada polarização.....38

Figura 20 - Arquitetura do bioamplificador para detecção do QRS. 41

Figura 21 - Esquema elétrico do bioamplificador para detecção do complexo QRS. 42

Figura 22 - Curva de ganho do bioamplificador em função da frequência para (a) variação de C, (b) variação de CL e (c) variação de CP. 44

Figura 23 - Espectro de potência relativo do complexo QRS, ondas P e T, artefato de movimento e ruído muscular. 44

Figura 24 - Circuito e leiaute de caracterização do pseudorresistor (Rp). 49

Figura 25 - Leiaute do bioamplificador. 50

Figura 26 - Curva experimental do ganho do bioamplificador. 51

Figura 27 - Curva de ganho do bioamplificador. 52

Figura 28 - Resistência equivalente do pseudorresistor obtido pelo circuito de 53

Figura 29 - Curva de ganho do bioamplificador com uma resistência fixa. 54

Figura 30 - Tempo de recuperação experimental do bioamplificador. 55

Figura 31 – Simulação do tempo de recuperação do bioamplificador utilizando resistência fixa. 56

Figura 32 - Esquema elétrico do macromodelo PWL. 57

Figura 33 - Aproximação linear do modelo PLW pelo aumento 58

Figura 34 - Pseudorresistência em função da tensão de polarização. 59

Figura 35 – Análise do tempo de recuperação do bioamplificador, experimental 61

Figura 36 – Tempo de recuperação (a) simulado e experimental (b) do bioamplificador para diferentes tensões de polarização. 62

Figura 37 – Sinal de um ECG emulado pelo gerador de funções. 63

Figura 38 – Sinal de ECG na entrada e na saída do divisor de tensão com frequência de 64

Figura 39 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 1,2 Hz. 65

Figura 40 - Simulação de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 1,2 Hz. 65

Figura 41 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 0,5 Hz. 66

Figura 42 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 3 Hz. 67

Figura 43 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 5 Hz. 67

Figura 44 - Sinal do ECG em série com a onda quadrada. 68

Figura 45 - Tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS. 69

Figura 46 – Simulação do tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS. 69

Figura 47 – Comparação entre o tempo de recuperação e o período do complexo QRS. 70

Figura 48 - Pseudorresistência em função da temperatura. 72

Figura 49 - Curva de ganho do bioamplificador para diferentes temperaturas. 73

Figura 50 - Comparação entre resultados experimentais e simuladas do ganho do 74

Figura 51 - Tempo de recuperação do bioamplificador. Resultados experimentais e simulados 75

Figura 52 - Detecção do complexo QRS: resultados experimentais e simulados para diferentes 76

Figura 53 - Tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS: resultados experimentais 77

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Faixa genérica de biopotenciais 22

Tabela 2 - Geometria dos transistores do bioamplificador. 42

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta R_p(T)$	Variação da pseudorresistência em função da temperatura.
A_g	Prata
C	Capacitor do filtro [pF].
C_d	Capacitância equivalente na interface eletrodo-eletrólito [F].
C_e	Capacitância equivalente da epiderme [F].
C_L	Capacitância de carga [pF].
C_{ox}	Capacitância de óxido por unidade de área [F/cm²].
Cl	Cloro
CMRR	Razão de rejeição de modo comum (Commom Mode Rejection Ratio) [dB].
Di	Diodos ideais do macromodelo PWL.
E_{hc}	Potencial de meia célula na interface eletrodo-eletrólito [V].
E_{sc}	Diferença de potencial na epiderme [V].
f	Frequência [Hz].
I_o	Corrente de saída do OTA [A].
I_p	Corrente de polarização [A].
K	Constante dependente do processo de fabricação.
L	Comprimento do canal do transistor [µm].
ORR	Razão de Rejeição de Offset (Offset Rejection Ratio) [dB].
PSRR	Razão de rejeição da fonte de alimentação (Power Supply Rejection Ratio) [dB].
R_d	Resistência equivalente na interface eletrodo-eletrólito [Ω].
R_e	Resistência equivalente da epiderme [Ω].
Ri	Resistências do macromodelo PWL [Ω].
Rp	Resistência do pseudorresistor [Ω].
R_s	Resistência em série associada aos efeitos da interface eletrodo-eletrólito [Ω].
R_u	Resistência equivalente da derme [Ω].

V_1 Tensão na derivação 1 do eletrocardiograma [V].

V_2 Tensão na derivação 2 do eletrocardiograma [V].

V_3 Tensão na derivação 3 do eletrocardiograma [V].

V_4 Tensão na derivação 4 do eletrocardiograma [V].

V_5 Tensão na derivação 5 do eletrocardiograma [V].

V_6 Tensão na derivação 6 do eletrocardiograma [V].

Vbi Fontes de tensão ideais do macromodelo PWL [V].

V_{DD} Tensão de alimentação positiva [V].

V_{DS} Tensão entre o dreno e fonte do MOSFET [V].

V_f Tensão de entrada do elemento adaptativo [V].

V_{GS} Tensão entre a porta e a fonte de um MOSFET [V].

V_i Tensão de entrada do circuito de caracterização do pseudorresistor [V].

V_{IN+} Tensão de entrada do bioamplificador [V].

V_{idp} Entrada positiva do amplificador diferencial [V].

V_{idn} Entrada negativa do amplificador diferencial [V].

v_{I+} Tensão da entrada não inversora do estágio amplificador diferencial do OTA [V].

v_{I-} Tensão da entrada inversora do estágio amplificador diferencial do OTA [V].

V_n^2 Fonte de tensão equivalente ao ruído flicker [V^2/Hz].

v_o Tensão de saída do circuito de caracterização do pseudorresistor [V].

V_o Saída de tensão [V].

V_{O+} Tensão de saída positiva do bioamplificador [V].

V_{O-} Tensão de saída negativa do bioamplificador [V].

V_{OUT} Tensão no nó de saída do OTA (apenas a componente contínua) [V].

V_{OV} Tensão eficaz na porta do transistor [V].

V_{ref} Tensão de referência do amplificador [V].

$V_{rms,in}$ Ruído total equivalente à entrada [V/$\sqrt{}$Hz].

VRp Tensão do pseudorresistor [V].

V_{SS} Tensão de alimentação negativa [V].

V_{th} Tensão de limiar do transistor MOS [V].

V_x Tensão na derivação x do eletrocardiograma [V].

W Largura do canal do transistor [µm].

LISTA DE ABREVIATURAS

AC	Tensão alternada (Alternating Current).
BD	Braço direito.
BE	Braço esquerdo.
BiCMOS	Bipolar + CMOS.
BJT	Bipolar Junction Transistor.
CI	Circuito Integrado
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor.
DC	Tensão contínua (Direct Current).
DIBL	Drain-Induced Barrier Lowering.
ECG	Eletrocardiograma.
EEG	Eletroencefalograma.
EMG	Eletromiograma.
EOG	Eletrooculograma.
ENAP	Potenciais de Ação Extracelular Neuronal.
IC	Coeficiente de inversão.
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor.
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor.
nMOS	Transistor MOS canal n.
OTA	Amplificador operacional de transcondutância (Operational Transconductance Amplifier).
pMOS	Transistor MOS canal p.
PWL	PieceWise Linear approximation.
RC	Resistor + Capacitor.
SOI	Silicon-on-Insulator.
SPICE	Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados (Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis).

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 19

1.1 Estrutura do trabalho 20

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 21

2.1 Biopotenciais 21

2.2 Eletrocardiograma 25

2.3 Amplificadores para biopotenciais 29

2.4 Introdução ao pseudorresistor 32

2.5 BIOAMPLIFICADOR PARA DETECÇÃO DO QRS 40

2.6 Simuladores SPICE 45

2.7 Evolução da pesquisa 46

3 METODOLOGIA DE PESQUISA 48

4 CARACTERIZAÇÃO E MODELAGEM DO PSEUDORRESISTOR NA TECNOLOGIA 8HP 52

4.1 Caracterização do pseudorresistor 53

4.2 Modelagem do pseudorresistor 54

5 ESTUDO DE CASO: BIOAMPLIFICADOR PARA DETECÇÃO DA OCORRÊNCIA DO COMPLEXO QRS 60

5.1 Análise do tempo de recuperação 60

5.2 Detecção do complexo QRS 62

5.3 Tempo de recuperação na detecção do complexo QRS 68

6 A PSEUDORRESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA VARIAÇÂO DE TEMPERATURA 71

6.1 Caracterização do pseudorresistor 71

6.2 Caracterização do ganho do bioamplificador 72

6.3 O macromodelo PWL com dependência da temperatura 73

7 CONCLUSÕES 78

REFERÊNCIAS 80

APÊNDICE A – TRABALHOS PUBLICADOS 86
APÊNDICE B – CÓDIGO SPICE DO MACROMODELO PWL (ELDO) 88
APÊNDICE C – CÓDIGO SPICE DO BIOAMPLIFICADOR EXTRAÍDO DO LEIAUTE 91

1 INTRODUÇÃO

Os biopotenciais são sinais eletroquímicos transmitidos pelo sistema nervoso durante a atividade de algum órgão ou músculo do corpo humano. A interpretação de um determinado biopotencial pode ser utilizada tanto para um simples monitoramento quanto para identificação de certas doenças. A geração de alguns desses sinais ocorre initerruptamente, inclusive em situações de sono ou repouso, como no caso dos sinais gerados pelo cérebro e o coração.

Bioamplificadores são circuitos amplificadores capazes de formatar os biopotenciais de maneira a fornecer em sua saída um sinal adequado para ser processado e interpretado. A dificuldade no projeto de bioamplificadores se dá principalmente pelo fato de que são destinados a trabalhar com sinais de amplitudes da ordem de μV a mV e frequências que vão de DC até dezenas de kHz. Além disso, durante a aquisição dos biopotenciais, existe a presença de níveis de tensão DC e ruídos de baixas frequências que devem ser eliminados da leitura, pois podem alcançar uma amplitude igual ou até maior que a dos sinais de interesse, caracterizando uma relação sinal/ruído negativa (em dB) na entrada do amplificador.

Para se projetar um bioamplificador com a frequência de corte inferior (passa-altas) da ordem de unidades de Hz ou até centenas de mHz, surge o problema da necessidade de uma constante RC muito elevada que só é possível de se alcançar utilizando uma resistência ou capacitância com valor muito elevado, que resulta em dimensões que aumentam em muitas vezes a área necessária no CI (die). A utilização do pseudorresistor está sendo cada vez mais empregada para a solução desse problema (BENKO et al., 2016a, 2016b; HARRISON; CHARLES, 2003; PEREIRA et al., 2014, 2016, 2017). O pseudorresistor consiste em um transistor MOSFET com uma configuração capaz de fornecer uma resistência equivalente da ordem de TΩ entre seus terminais. Embora o pseudorresistor tenha se tornado um dispositivo bastante utilizado, há uma carência na literatura tanto de sua caracterização quanto de modelos de simulação capazes de descrever seu correto funcionamento.

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um modelo de simulação SPICE para o pseudorresistor. Este modelo será compatível com a maioria das plataformas SPICE, além de ser compatível com as mudanças de temperatura.

O modelo será validado utilizando um circuito bioamplificador para aplicação em ECG, mais especificamente para a detecção do complexo QRS (ZHANG; SMITH; WEBB, 2008). A topologia projetada, utiliza pseudorresistores em sua estrutura, o que permitirá analisar os efeitos de todas as regiões de interesse do pseudorresistor.

Além das análises via simulação SPICE (MENTOR GRAPHICS, 2017a) serão apresentados os resultados experimentais obtidos através do circuito projetado e fabricado na tecnologia BiCMOS de 0,13 µm (IBM, 2013) através do programa educacional da MOSIS (THE MOSIS SERVICE, 2018).

1.1 Estrutura do trabalho

Este trabalho foi divido em sete capítulos.

No capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica, contendo alguns conceitos necessários para o desenvolvimento do trabalho.

No capítulo 3 é apresentada a metodologia de pesquisa e são relacionados os recursos utilizados.

No capítulo 4 é desenvolvida a modelagem do macromodelo para simulação SPICE do pseudorresistor, a partir da caracterização experimental do mesmo.

No capítulo 5 é apresentado o projeto do bioamplificador para a detecção do complexo QRS, que será utilizado como estudo de caso para a validação do macromodelo PWL.

O capítulo 6 é destinado à caracterização do pseudorresistor e do bioamplificador em função da variação de temperatura. Além de ser apresentada a inclusão do cálculo de dependência da temperatura para a resistência equivalente do pseudorresistor.

O capítulo 7 finaliza este trabalho apresentando as considerações finais e as conclusões obtidas.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

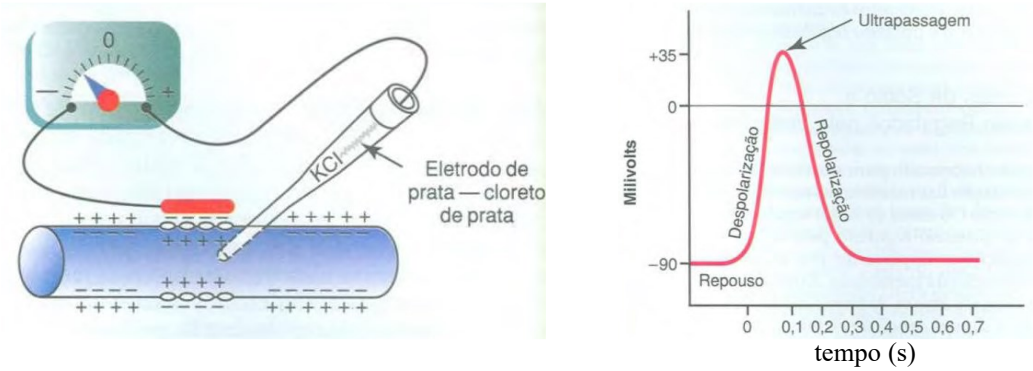
Neste capítulo é apresentado todo o referencial teórico necessário para o entendimento deste trabalho. Embora o pseudorresistor seja utilizado hoje em aplicações diferentes, para contextualizar o seu surgimento, será abordada a sua utilização em circuitos bioamplificadores.

2.1 Biopotenciais

A geração dos sinais eletroquímicos chamados de biopotenciais ocorrem dos fenômenos de polarização e despolarização das membranas celulares de fibras nervosas ou fibras musculares. A diferença de potencial nas membranas nervosas é o resultado da diferença entre as concentrações interna e externa de sódio e potássio (VARGHESE, 2000). O potencial em uma membrana nervosa é medido como sendo o potencial interno menos o potencial externo da mesma. Em uma fibra nervosa mais grossa o potencial de repouso, que é quando a membrana não está transmitindo um sinal nervoso, tem um valor de aproximadamente -90 mV.

Já os potenciais de ação ocorrem quando é efetuada a propagação de sinais através das fibras nervosas ou dos sinais nervosos, que é iniciada por um pulso positivo súbito no potencial da membrana que se propaga em todas as direções da fibra nervosa, até suas extremidades. Os potenciais de ação podem chegar a valores positivos nas fibras nervosas mais grossas, enquanto que nas fibras mais finas esse valor se aproxima apenas de 0 (zero). Na Figura 1 é mostrada a medição de um biopotencial através do método invasivo (a) e sua respectiva curva (b) com as fases de repouso, despolarização, repolarização e o retorno para o repouso (GUYTON; HALL, 2006).

Figura 1 - (a) Medição de um biopotencial pelo método invasivo, (b) Potencial de ação típico.



(a) (b)

Fonte: adaptado de Guyton, 2006, p. 61

2.1.1 Potenciais nos músculos

O eletromiograma (EMG) é a gravação dos biopotenciais resultantes de campos elétricos, cuja origem são os potenciais de ação de muitas fibras musculares existentes nas proximidades do eletrodo de captação de sinais. Esses potenciais são resultados da transmissão entre as fibras musculares e as fibras nervosas. As fibras nervosas têm origem nos grandes neurônios motores e se estendem até os feixes musculares, onde se ramificam para estimular as fibras musculares, podendo estimular até centenas de fibras. Os processos de iniciação e propagação dos potenciais de ação nas fibras musculares e nas fibras nervosas são semelhantes, com diferença apenas em níveis quantitativos (GUYTON; HALL, 2006).

2.1.2 Faixa genérica dos biopotenciais

A faixa genérica de valores de frequência e níveis de tensão para a medida de cada tipo de biopotencial é mostrada na Tabela 1 e compreende: ECG (EletroCardioGrama), EEG (EletroEncefaloGrama), EMG (EletroMioGrama), EOG (EletroOculoGrama) e ENAP (Potenciais de Ação Extracelular Neuronal) (YIN; GHOVANLOO, 2007).

Tabela 1 - Faixa genérica de biopotenciais

BIOPOTENCIAL	FAIXA DE FREQUÊNCIA	FAIXA DE AMPLITUDE TÍPICA
EEG	0.5 ~ 40 Hz	0.5 ~ 100 µV
EMG	20 Hz ~ 2 kHz	1 ~ 10 mV
ECG	0.05 ~ 100 Hz	1 ~ 5 mV
EOG	DC ~ 10 Hz	10 ~ 100 µV
ENAP	0.1 Hz ~10 kHz	50 ~ 500 µV

Fonte: Yin; Ghovanloo, 2007
Nota: Traduzido pelo autor.

2.1.3 Método de medição de biopotenciais

A captação de biopotenciais pode ser feita de duas maneiras, de forma invasiva ou não-invasiva. A captação dos potenciais de ação pelo método não invasivo é feita com pelo menos dois sensores chamados de eletrodos, um eletrodo para a referência da medida e um outro para a medida efetiva. Tanto para a referência quanto para a captação podem ser utilizados mais de um eletrodo, no caso dos eletrodos de medida cada um fará a aquisição do sinal de interesse.

Já a captação de sinais pelo método invasivo utiliza eletrodos do tipo agulha que penetram na pele para alcançar a região onde a medida será realizada ou pode também utilizar eletrodos que são inseridos em cavidades naturais ou cavidades abertas cirurgicamente no corpo humano. Os métodos citados anteriormente têm sido aplicados para o estudo de biopotenciais em organismos, órgãos e pele. Em nível celular são utilizados microelétrodos que devem possuir dimensões tão reduzidas quanto as células que serão estudadas (NEUMAN, 2000).

2.1.4 Eletrodos para medidas não-invasivas

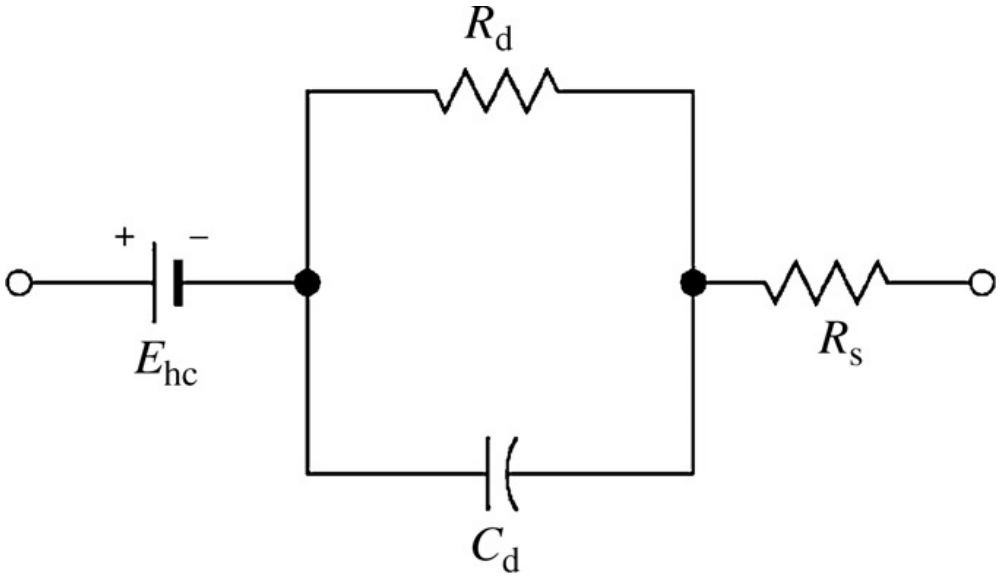
Os eletrodos são compostos por um condutor e eletrólito em sua face de medição. O eletrólito é semelhante aos fluídos corporais, e é utilizado para facilitar ou melhorar a condução de corrente entre a pele e o material condutor (NEUMAN, 2000, 2010a). A escolha para os materiais utilizados no condutor e no eletrólito do eletrodo são essenciais, pois é justamente da interface eletrodo-eletrólito que podem surgir valores não lineares de resistências e capacitâncias, além de um potencial DC gerado por artefatos de movimentos[1] (NAGEL, 2000) que podem prejudicar as medidas de biopotenciais.

A Figura 2 mostra o circuito equivalente de uma interface eletrodo-eletrólito, E_{hc} é o potencial de meia célula, que é uma diferença de potencial entre o eletrólito que envolve o eletrodo e o restante da solução. Essa diferença de potencial ocorre devido à interação entre cátions e aníons do eletrodo e do eletrólito e prejudica a leitura dos biopotenciais. R_d e C_d formam a impedância associada com a interface e os efeitos de polarização, e R_s é a resistência em série associada com os efeitos de interface e à impedância do eletrólito (NEUMAN, 2000, 2010a). A impedância do eletrodo é dependente da frequência.

Na Figura 3 pode ser visto o circuito equivalente do eletrodo em contato com a pele. Agora R_s representa a resistência efetiva associada com os efeitos de interface entre o eletrólito e a pele, E_{se} é a diferença de potencial oriunda da diferença de concentração iônica na epiderme, R_e e C_e são respectivamente a resistência e capacitância equivalentes da epiderme, e R_u a resistência equivalente da derme (NEUMAN, 2010a).

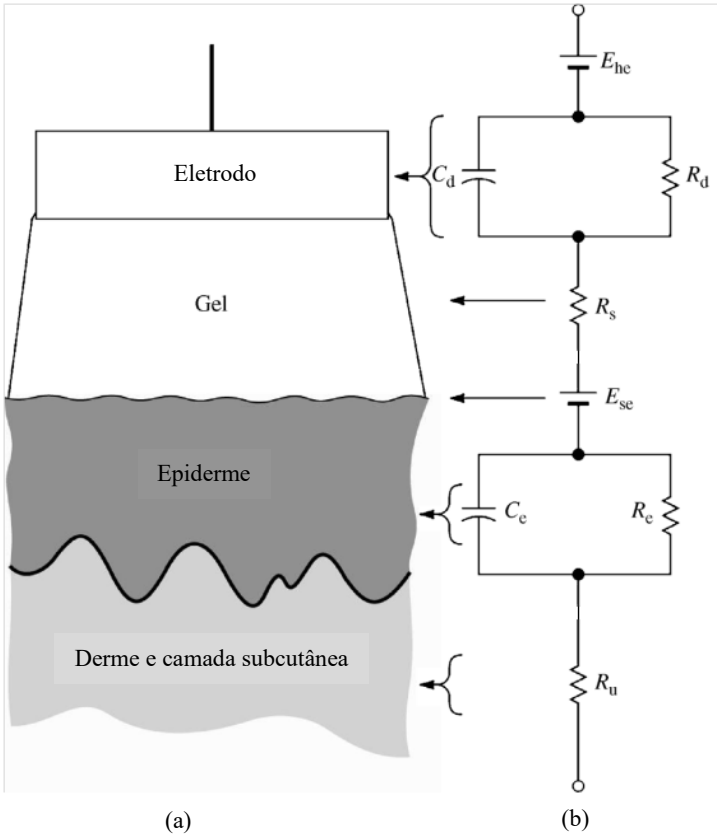
[1]Os artefatos de movimento são os deslocamentos relativos entre o eletrodo e a pele (NEUMAN, 2010a) que podem gerar alterações no potencial DC da ordem de mV, podendo suprimir os biopotenciais medidos (NAGEL, 2000).

Figura 2 - Circuito equivalente do eletrodo



Fonte: Neuman, 2010, p. 203

Figura 3 - (a) Representação da interface entre um eletrodo e a pele, (b) circuito equivalente.

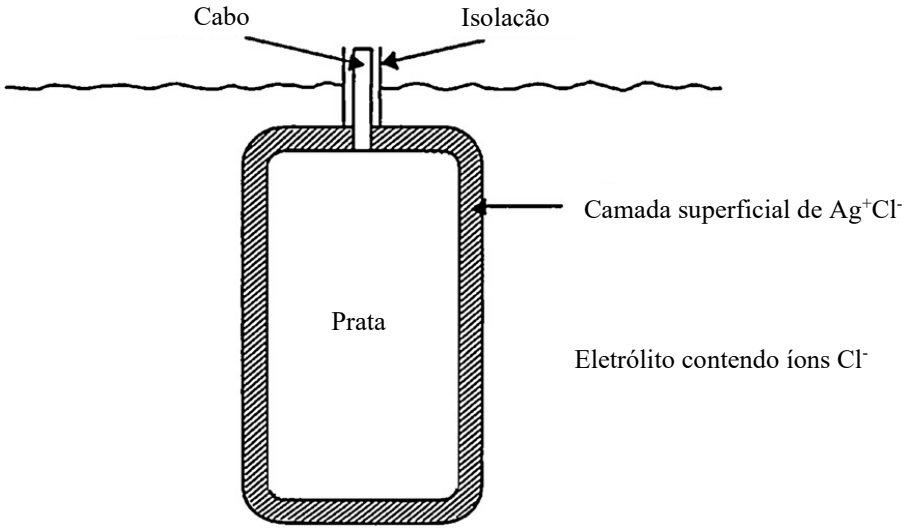


Fonte: Neuman, 2010, p. 207

O eletrodo de prata/cloreto de prata (Ag/AgCl) é muito utilizado para medição de biopotenciais, pois é o que mais se aproxima das condições ditas como ideais para um eletrodo,

possui baixo nível de ruído e é de fácil fabricação (NEUMAN, 2000). A Figura 4 mostra o corte transversal de um eletrodo de prata/cloreto de prata. Toda a estrutura é imersa no eletrólito que contém uma concentração relativamente alta de ânions (NEUMAN, 2010a).

Figura 4 - Eletrodo de prata/cloreto de prata, mostrado em secção transversal.



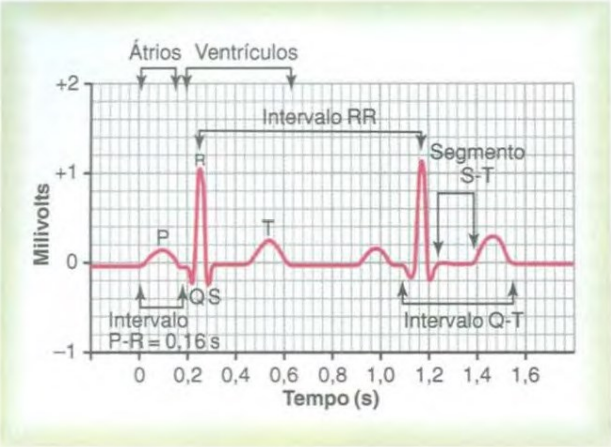
Fonte: Autor "adaptado de" Webster, 2010, p. 197

2.2 Eletrocardiograma

O eletrocardiograma (ECG) é a gravação dos biopotenciais gerados devido a atividade elétrica do coração (BERBARI, 2000). O eletrocardiograma convencional possui alguns padrões normais de sinais chamados de ondas, que são combinações entre as atividades de despolarização e repolarização dos átrios e ventrículos, que são cavidades do coração responsáveis pelo bombeamento do sangue para o corpo todo (CLARK JR., 2010; GUYTON; HALL, 2006).

Na Figura 5 é mostrado um sinal de eletrocardiograma, que é composto pelas ondas P e T e o complexo QRS. A onda P é produzida pelos potenciais gerados durante a despolarização dos átrios, o complexo QRS é a combinação entre as ondas Q, R e S, que são geradas durante a despolarização dos ventrículos, e a onda T é gerada durante o processo de repolarização dos ventrículos (ZHANG; SMITH; WEBB, 2008). As ondas que representam o potencial durante a repolarização dos átrios não aparecem em um ECG convencional pois elas acabam sendo suprimidas pelo complexo QRS durante a leitura (GUYTON; HALL, 2006).

Figura 5 - Eletrocardiograma normal



Fonte: Guyton, 2006, p. 124

2.2.1 Medida de um eletrocardiograma

Para o entendimento da medida de um eletrocardiograma é preciso falar sobre o triângulo de Einthoven que é formado por três pontos de referência no corpo humano: o braço esquerdo, o braço direito e a perna esquerda (TOWE, 2009). Como mostrado na Figura 6, cada um dos membros citados formam os ápices de um triângulo que circunda o coração. Na Figura 6 também são mostrados os pontos de ligação dos eletrodos em cada um dos membros.

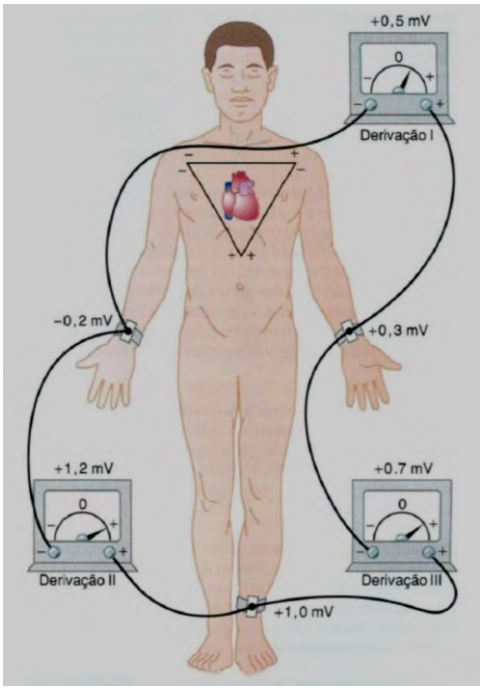
Os líquidos presentes nos tecidos que circundam o coração possuem uma alta capacidade de condução de eletricidade, e isso faz com que o coração se encontre suspenso em um meio condutor (GUYTON; HALL, 2006). Cada ponto de conexão dos eletrodos conecta eletricamente seus respectivos membros aos líquidos que envolvem o coração.

A medida entre quaisquer dois dos três eletrodos ligados aos membros do triângulo de Einthoven é chamada de derivação, logo temos três derivações que são do braço esquerdo para o braço direito, da perna esquerda para o braço direito e da perna esquerda para o braço esquerdo. A lei de Einthoven afirma que a soma entre quaisquer dois dos três potenciais das derivações eletrocardiográficas bipolares dos membros (respeitando as sinalizações), será igual ao potencial da derivação não considerada na soma (GUYTON; HALL, 2006).

Na Figura 6, temos um exemplo de valores de potenciais medidos momentaneamente pelos eletrodos nas derivações eletrocardiográficas-padrão, e através desses valores, pode ser analisada a lei de Einthoven[2].

[2]A lei de Einthoven afirma que, se os potenciais elétricos de duas das três derivações eletrocardiográficas bipolares dos membros forem conhecidos em um dado momento, o potencial elétrico da terceira derivação poderá ser determinado matematicamente pela simples soma dos dois primeiros (GUYTON; HALL, 2006).

Figura 6 - Pontos de conexão dos eletrodos para as derivações padrão e o triângulo de Einthoven.

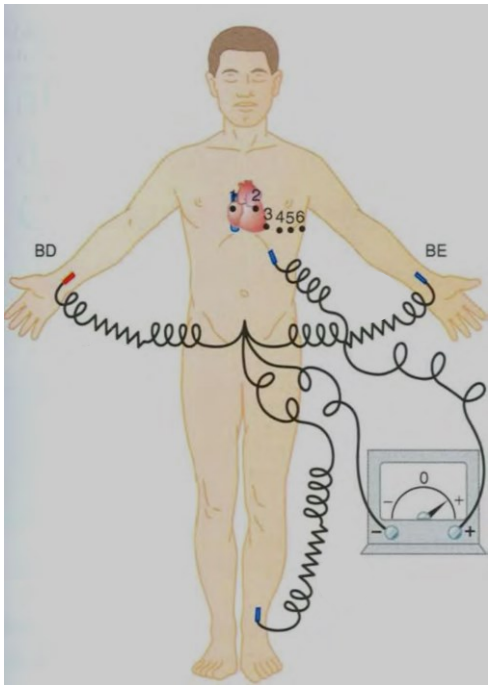


Fonte: Guyton, 2006, p. 127

Para o registro do eletrocardiograma são utilizados pelo menos quatro eletrodos. Na entrada do eletrodo negativo do circuito, chamado de eletrodo indiferente, são utilizados três eletrodos de referência ligados simultaneamente nos membros do triângulo de Einthoven. O eletrodo positivo do circuito é ligado em uma das seis posições indicadas na Figura 7, essas posições são denominadas de derivações torácicas.

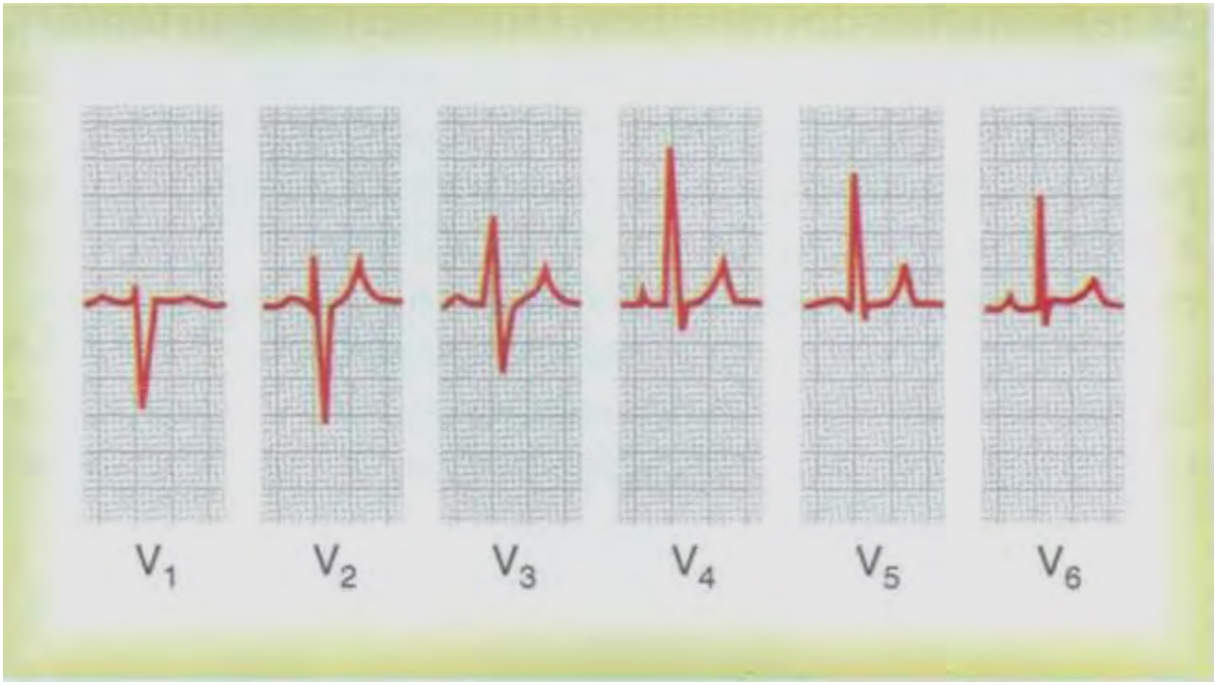
Cada derivação torácica registra os potenciais do coração, dando maior ênfase ao músculo situado diretamente abaixo do eletrodo. Na Figura 8 são mostrados os eletrocardiogramas registrados pelas seis derivações torácicas padrão, o índice x de cada derivação V_x corresponde ao ponto medido (GUYTON; HALL, 2006).

Figura 7 - Conexão do corpo com o eletrocardiógrafo para registro das derivações.



Fonte: Autor “adaptado de” Guyton, 2006, p. 129
BD: braço direito, e BE: braço esquerdo

Figura 8 - Eletrocardiogramas normais, registrados pelas seis derivações torácicas padrão.



Fonte: Guyton, 2006, p. 129

2.3 Amplificadores para biopotenciais

Os bioamplificadores ou amplificadores de biopotenciais são utilizados para amplificar os sinais captados a um nível que o mesmo possa ser visualizado ou processado em outros circuitos, como um registrador por exemplo. Além disso o circuito amplificador deve ser capaz de eliminar ruídos e o sinal continuo (DC) oriundo da interface eletrodo-eletrólito que em muitos casos possuem níveis de tensão da mesma ordem de grandeza ou até maiores que os níveis dos sinais de interesse (NEUMAN, 2010b).

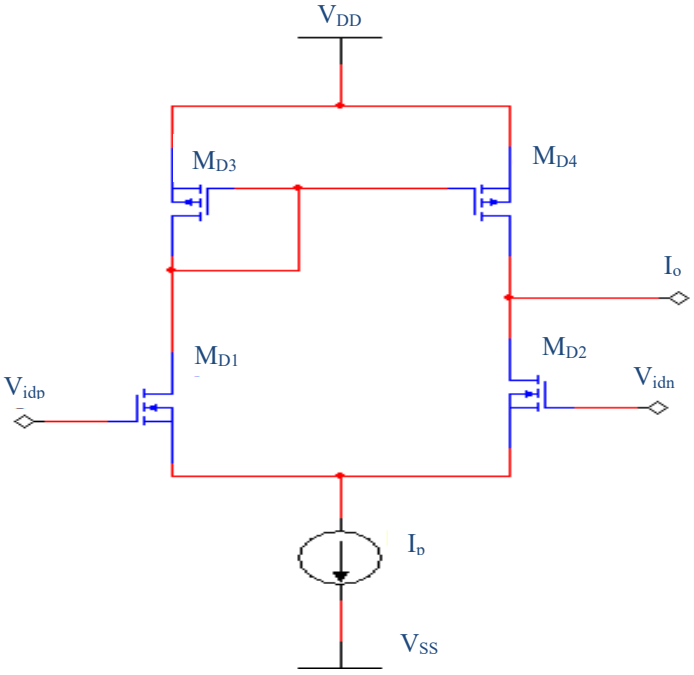
O amplificador operacional de transcondutância (OTA - *Operational Transconductance Amplifier*) é bastante utilizado como primeiro estágio de circuitos bioamplificadores. O dispositivo OTA tem como principal função amplificar uma entrada diferencial de tensão para uma saída de corrente, que pode ser diferencial ou não (SEDRA; SMITH, 2007). Graças ao seu par de entrada diferencial o OTA consegue alcançar altos valores na taxa de rejeição em modo comum (CMRR), característica desejável em circuitos amplificadores diferenciais. Uma outra vantagem do OTA são os elevados valores de ganho que se pode atingir com ele. A Figura 9 mostra a estrutura mais básica de um OTA, que é um amplificador diferencial com carga ativa, seus polos e zeros geralmente estão em frequências da ordem de MHz ou GHz, não causando problemas de ganho para as frequências de interesse e com o devido casamento entre os transistores M_{D1} e M_{D2}, e os transistores M_{D3} e M_{D4}, a corrente de saída pode ser definida pela equação (1) (SEDRA; SMITH, 2007).

$$i_o = g_m v_{id} \tag{1}$$

Em que g_m é a transcondutância intrínseca dos transistores do par diferencial (M_{D1} e M_{D2}) e v_{id} é a tensão de entrada diferencial.

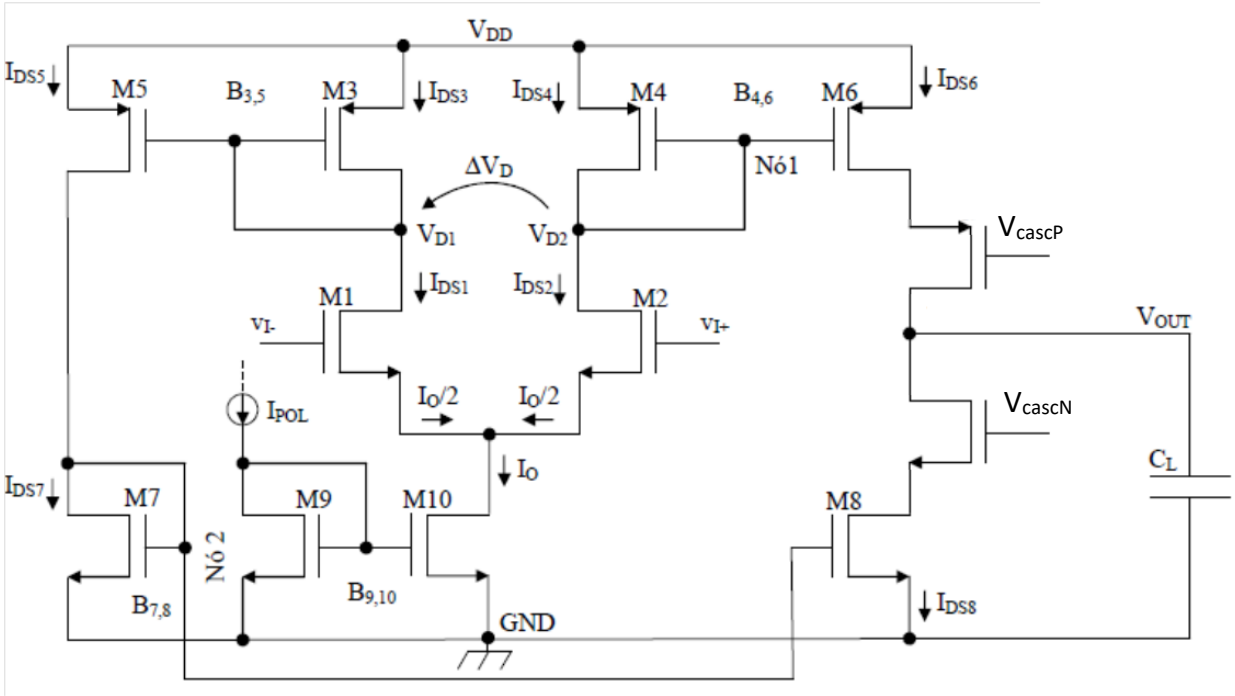
A topologia do OTA com um único estágio e com saída simples em *cascode* (KRUMMENACHER, 1981) é mostrada na Figura 10. A topologia de saída simples possui como estágio de entrada um par diferencial agindo como amplificadores do tipo fonte comum, que fornecem uma alta impedância de entrada com uma alta transcondutância. Esse par diferencial é ligado a transistores na configuração fonte comum que agem como cargas ativas para a saída. Para o aumento do ganho DC ou o aumento da frequência de ganho unitário, são acrescentados em série com as cargas ativas, transistores ligados como amplificadores do tipo porta comum, formando um estágio de saída que é conhecido como ligação do tipo *cascode* (SEDRA; SMITH, 2007). No caso dos bioamplificadores, o aumento da frequência para o ganho unitário de tensão é uma boa vantagem para se controlar a frequência de corte superior.

Figura 9 - Amplificador diferencial com carga ativa.



Fonte: Autor "adaptado de" Sedra, 2007, p. 453

Figura 10 - Arquitetura do OTA CMOS de um único estágio e uma única saída *cascode*.



Fonte: Autor "adaptado de" Moreto, 2011.

O par diferencial de entrada do OTA pode ser projetado tanto com transistores do tipo pMOS quanto com transistores do tipo nMOS, porém a utilização do transistor pMOS no par diferencial de entrada é a solução mais adotada em projetos de bioamplificadores, pois diminui

o efeito de ruído flicker (1/f) no circuito. O ruído flicker em um transistor pMOS é cerca de duas ordens de grandeza menor do que o ruído flicker em um transistor nMOS desde que a tensão eficaz na sua porta ($V_{OV}=V_{gs}-V_{th}$) tenha um nível baixo (alguns milivolts acima da tensão de limiar) (HARRISON; CHARLES, 2003). Os transistores do par diferencial são feitos com dimensões tão grandes quanto possível para se minimizar o ruído flicker. Já os transistores utilizados como cargas ativas no circuito do OTA, são fabricados tão pequenos quanto possível, para diminuir suas contribuições de ruído no circuito. Porém, ao se reduzirem as dimensões das cargas ativas, a margem de fase do circuito diminui, podendo levar à instabilidade (NEUMAN, 2000).

Em (JANG et al., 2017a, 2017b) é apresentada uma grande revisão sobre técnicas e aspectos no projeto de circuitos de aquisição de sinais visando o problema da relação entre os benefícios das novas tecnologias de transistores contra os problemas não resolvidos de corrente de fuga oriundos da miniaturização dos dispositivos.

2.3.1 Índices de mérito para amplificadores de biopotenciais

Para a avaliação de qualidade e desempenho dos amplificadores de biopotenciais alguns índices de mérito geralmente são observados. Entre eles, podem ser citados o ruído referenciado à entrada (BAKER, 2010; GOMES, 2008; GOSSELIN; SAWAN; CHAPMAN, 2007; SCHOLTEN et al., 2003), o Fator de Eficiência de Ruído NEF (*Noise Eficiency Factor*) (STEYAERT; SANSEN; ZHONGYUAN, 1987), a Razão de Rejeição de Offset ORR (*Offset Rejection Ratio*) (PARTHASARATHY et al., 2006), a Razão de rejeição de modo comum (CMRR) (SEDRA; SMITH, 2007), a Razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR) (STEYAERT; SANSEN, 1990) e o tempo de recuperação quando ocorre um transitório DC na entrada do circuito (PEREIRA et al., 2014).

Outros índices de mérito bastante usados na qualificação de amplificadores de biopotenciais são: área de silício ocupada, potência total consumida, banda de passagem e ganho de tensão na saída.

2.3.2 Tempo de recuperação do circuito

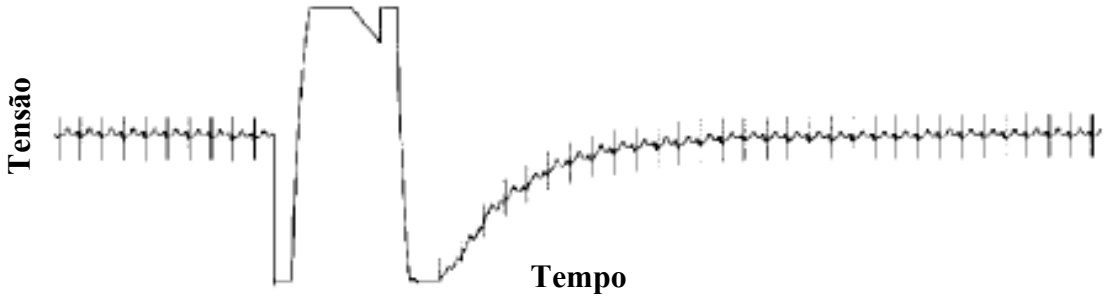
O tempo de recuperação de transitório ou como tratado em alguns artigos, tempo de acomodação (*settling time*) (JANG et al., 2017a) é o tempo necessário para que o circuito

consiga retornar à sua condição de operação normal após um transitório de tensão DC com alta amplitude na entrada do circuito (PEREIRA et al., 2014). Essa tensão transitória pode ser gerada de várias maneiras, a mais comum é o nível gerado pelo aumento momentâneo do potencial de meia célula quando um paciente executa um movimento. Outro exemplo de transitório DC é o gerado durante a desfibrilação de um paciente (NEUMAN, 2010b).

Esses níveis de tensão podem ser tão grandes ao ponto de saturar o bioamplificador, impedindo que seja fornecida uma leitura correta do sinal medido por alguns instantes. O tempo de recuperação depende da topologia e dos elementos empregados no circuito amplificador.

A Figura 11 mostra um exemplo do tempo de recuperação em um exame de ECG após ser realizado um procedimento de desfibrilação no paciente (NEUMAN, 2010b), pode ser observado que vários ciclos de batimento foram perdidos durante o tempo de recuperação e dependendo da gravidade do paciente isso pode ser fatal para uma tomada de decisão. Apesar de sua grande importância, infelizmente não se encontram muitas referências que detalham o tempo de recuperação em circuitos bioamplificadores. É importante lembrar que em um sistema de aquisição de biopotenciais o tempo de recuperação depende de todos os circuitos do sistema, e não somente do bioamplificador.

Figura 11 - Efeito de uma tensão transitória em um exame de ECG, devido à uma desfibrilação.



Fonte: Neuman, 2010a, p. 256.

2.4 Introdução ao pseudorresistor

Como pôde ser visto na Tabela 1, dependendo do biopotencial de interesse, a frequência de corte inferior do bioamplificador deverá ser da ordem de Hz ou até mHz para que o sinal seja captado corretamente sem a interferência de ruídos. Para que uma frequência de corte tão baixa seja alcançada, geralmente é desenvolvido um circuito RC (resistência-capacitância) de realimentação do bioamplificador com uma constante de tempo próxima ou acima de 1

segundo. O grande problema é que uma constante de tempo da ordem de segundos só pode ser projetada utilizando valores muito elevados de resistências e capacitâncias.

O grande desafio para o projetista é como alcançar estes altos valores de constante RC e manter uma área de leiaute pequena, pois, pequenas áreas de leiaute é um dos objetivos dos projetistas de bioamplificadores. Altos valores de capacitância exigem uma grande área, e o mesmo acontece para altos valores de resistência quando utilizadas técnicas convencionais de leiaute.

Uma solução encontrada para que o valor desejado da constante RC seja alcançado, é a obtenção de um valor muito alto de resistência através do uso de transistores MOS em uma configuração conhecida como pseudorresistor (HARRISON; CHARLES, 2003).

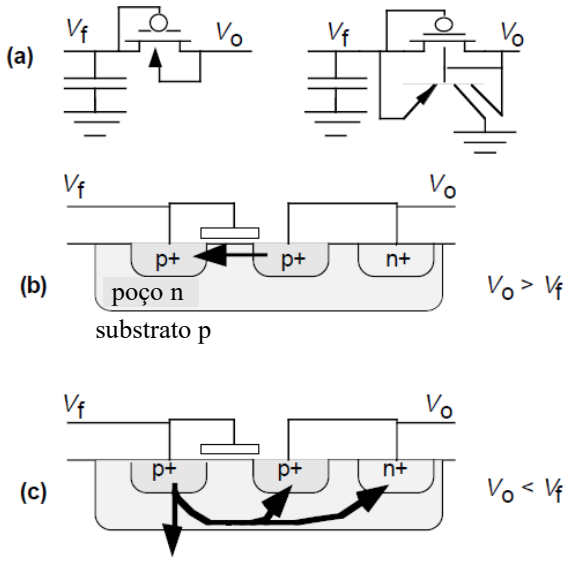
2.4.1 Elemento adaptativo

O hoje chamado de pseudorresistor foi introduzido em 1994 por T. Delbruck e C. A. Mead como um "elemento adaptativo". Sua aplicação inicial ocorreu em um circuito de um fotorreceptor com uma larga faixa dinâmica de recepção (DELBRUCK; MEAD, 1994; DELBRÜCK; MEAD, 1994). Na Figura 12 é mostrado um esquema de ligação do elemento adaptativo (a) juntamente com um capacitor que armazena o estado de adaptação. V_o é a tensão de saída e V_f é a tensão no capacitor. Quando a tensão de polarização é direta ($V_o>V_f$), é como se o transistor MOS fosse ligado, e o transistor bipolar fosse desligado (b). Para a polarização reversa, o transistor MOS é desligado e o transistor bipolar é ligado (c) (DELBRUCK; MEAD, 1994).

O termo adaptativo se deve ao fato de que a resistência equivalente do elemento possui valores diferentes de acordo com a ordem de grandeza da tensão aplicada sobre o mesmo, e com isso os sinais detectados pelo circuito fotorreceptor podem ter uma variação de até duas décadas (DELBRUCK; MEAD, 1994; DELBRÜCK; MEAD, 1994).

A adaptação ocorre quando uma carga elétrica é transferida do elemento adaptativo para um capacitor, ou é transferida de um capacitor de armazenamento para um elemento adaptativo, alterando o valor de tensão no elemento. O elemento adaptativo é um dispositivo como um resistor que possui uma relação I-V monotônica, ele age como um par de diodos em paralelo, com polaridades opostas. A corrente aumenta exponencialmente com o aumento da tensão (em ambas as polaridades), e tem uma resistência extremamente grande na região próxima à origem (DELBRUCK; MEAD, 1994).

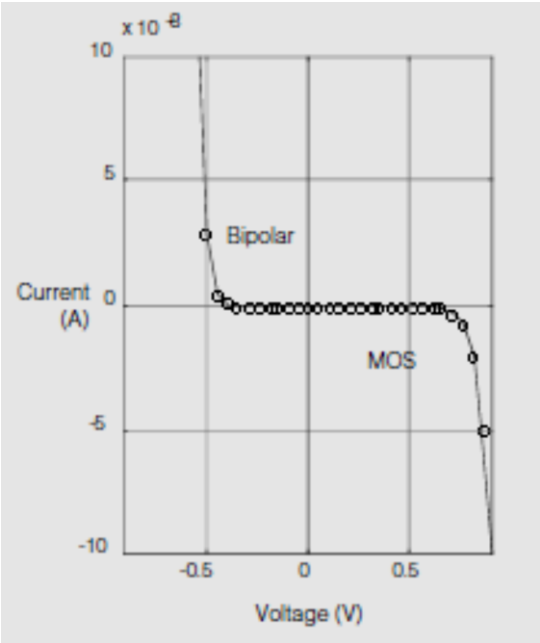
Figura 12 - Elemento adaptativo.



Fonte: Delbruck, 1994, p. 341.

A curva característica do pseudorresistor (Figura 13) mostra que a resistência efetiva do elemento adaptativo possui um valor muito grande para pequenos sinais e um valor pequeno para grandes sinais, por isso a adaptação é lenta para pequenos sinais e rápida para grandes sinais. Este comportamento é útil, pois significa que o receptor pode se adaptar rapidamente à uma grande mudança nas condições de polarização, mantendo alta sensibilidade para pequenas e lentas variações de sinais (DELBRUCK; MEAD, 1994).

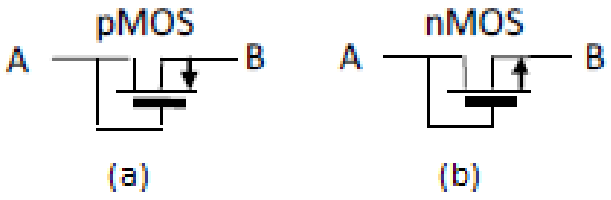
Figura 13 - Curva característica do elemento adaptativo



Fonte: Delbruck, 1994, p. 341.

A configuração pseudorresistor pode ser realizada tanto com um transistor pMOS, quanto com um nMOS. Sua ligação consiste simplesmente em conectar o terminal de substrato à fonte do transistor, e o terminal de porta ao dreno do transistor. A Figura 14 mostra pseudorresistores feitos com ambos os transistores pMOS e nMOS (PEREIRA, 2015).

Figura 14 – Pseudorresistor.

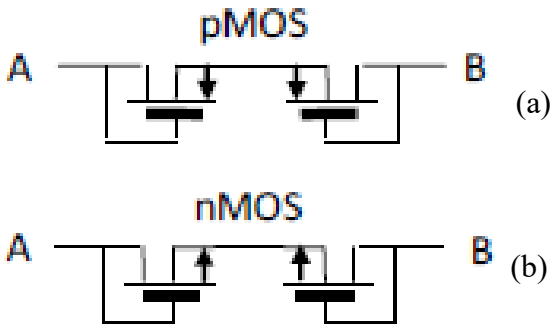


Fonte: Autor.

(a) pMOS, (b) nMOS

Como mostrado na Figura 13, o comportamento do pseudorresistor é diferente para tensões negativas e positivas. Em muitas aplicações é necessário que haja uma simetria no comportamento da corrente entre os dois sentidos de polarização da tensão, para solucionar este problema são utilizados pseudorresistores em série porém em sentidos contrários ou "espelhados" (Figura 15), ligação que é chamada de "*back-to-back*" (PEREIRA et al., 2014). Após a análise da estrutura do pseudorresistor a ligação será melhor compreendida.

Figura 15 - Pseudorresistores
na configuração *back-to-back*.



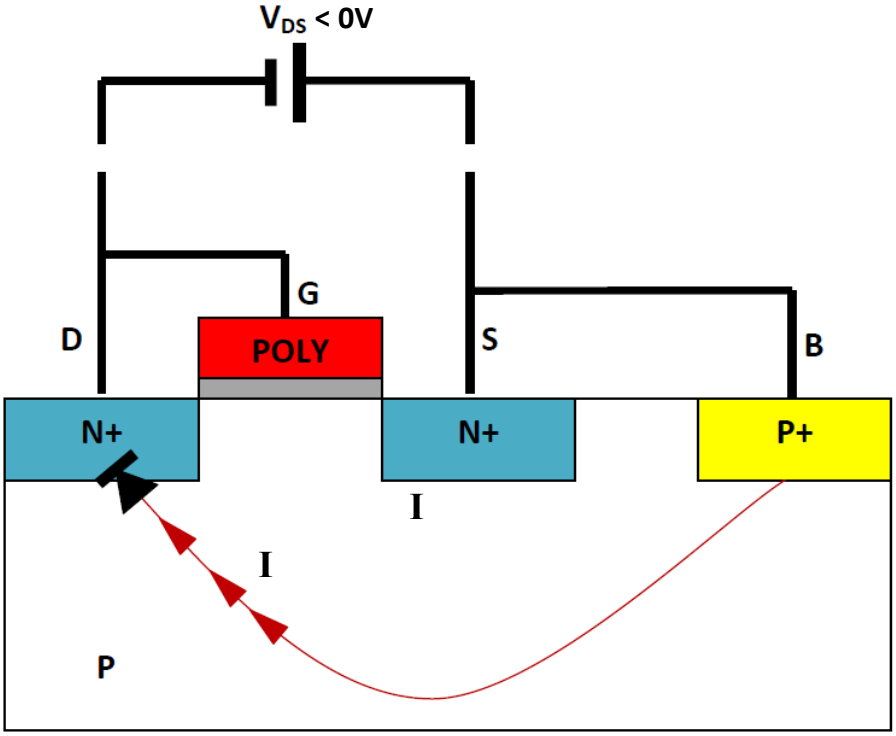
Fonte: Autor.

(a) pMOS, (b) nMOS

Analisando a estrutura de um transistor nMOS na configuração de pseudorresistor é possível definir como é formada a corrente elétrica do dispositivo para cada faixa de tensão.

Para valores de V_{DS} negativos pode ser observado que a corrente do pseudorresistor é dada pela corrente direta do diodo formado pelo terminal de dreno e o substrato do transistor (Figura 16) (PEREIRA, 2015).

Figura 16 - Análise da estrutura do transistor nMOS na configuração de pseudorresistor, com tensão de alimentação negativa

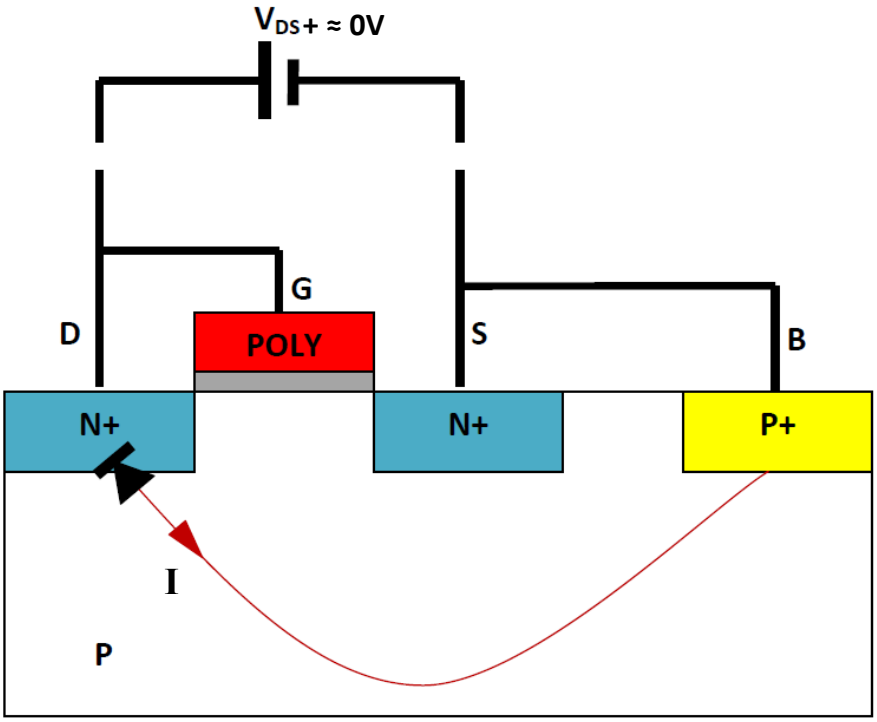


Fonte: Autor.

Para valores de V_{DS} positivos e muito pequenos (próximos a 0 V), a corrente do pseudorresistor é formada pela corrente reversa do diodo formado entre os terminais de dreno e substrato do transistor (Figura 17) (PEREIRA, 2015).

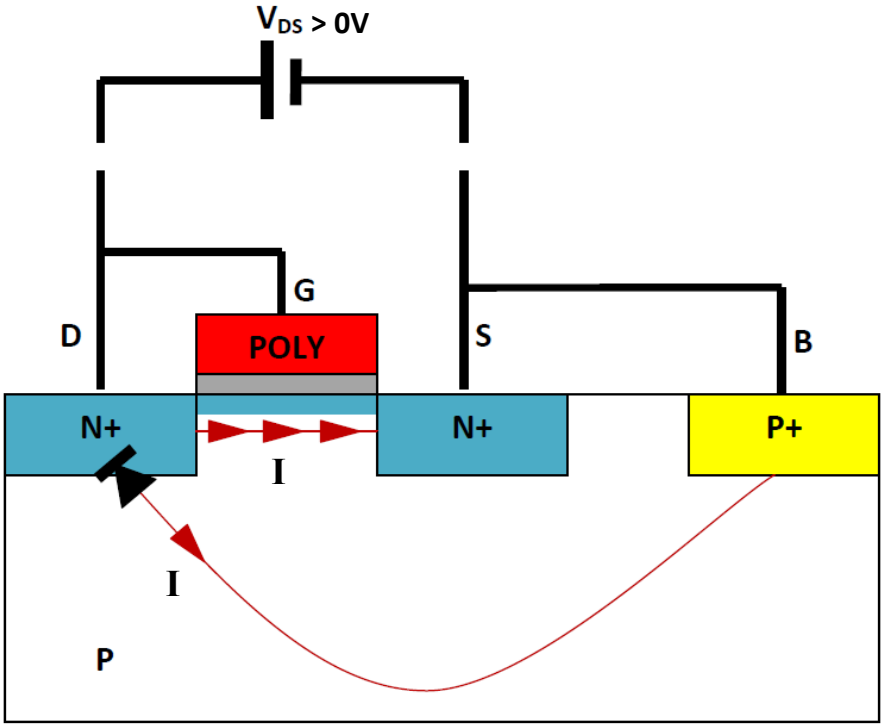
Conforme o valor de V_{DS} é aumentado no sentido positivo, há a formação de canal no transistor e a corrente do pseudorresistor passa a ser composta pela corrente reversa no diodo formado pelo terminal de dreno e o substrato que foi mostrado no caso anterior, e pela corrente no canal do transistor (Figura 18), sendo que a corrente de canal passa a ser muito mais significativa que a corrente reversa do diodo à medida que o valor de V_{DS} é aumentado (PEREIRA, 2015).

Figura 17 - Análise da estrutura do transistor nMOS na configuração de pseudorresistor, com tensão de alimentação positiva próxima a 0 V.



Fonte: Autor.

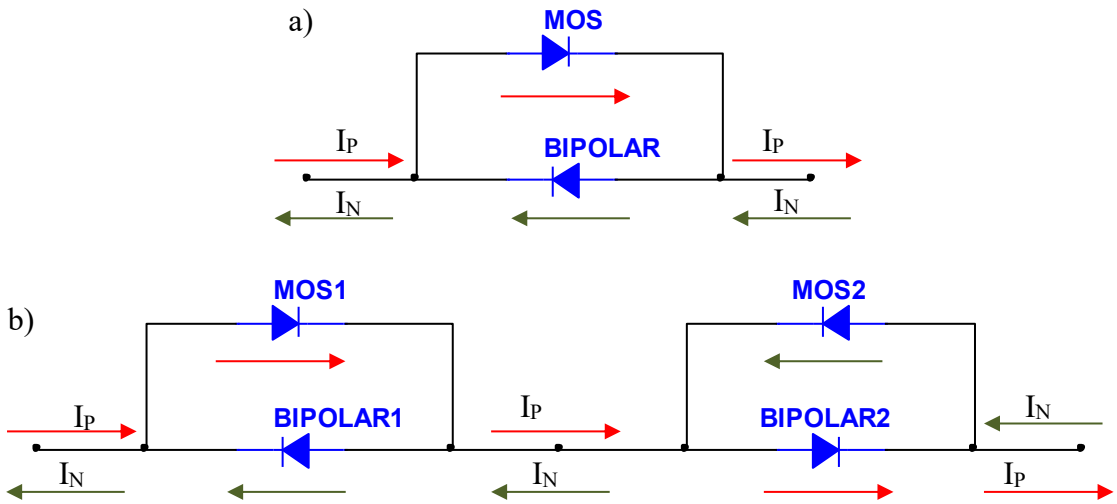
Figura 18 - Análise da estrutura do transistor nMOS na configuração de pseudorresistor, com tensão de alimentação positiva.



Fonte: Autor.

Como citado anteriormente, o pseudorresistor se comporta como um diodo bipolar e um diodo MOS ligados em paralelo e em sentidos opostos (anti-paralelo). Na Figura 19 (a) é mostrada a representação dos diodos, onde as setas I_P representam a corrente no sentido de polarização direta e I_N indica a corrente no sentido de polarização reversa. Com base nessa análise, a configuração *back-to-back* será equivalente a um diodo MOS em série com um diodo bipolar para cada sentido de polarização (Figura 19 (b)). Por esse motivo que a configuração *back-to-back* apresenta comportamento similar para as duas polaridades e também apresenta na região com tensões próximas a zero valor de corrente menor que da ligação *single* (PEREIRA, 2015).

Figura 19 - Representação do pseudorresistor como diodos paralelos e o sentido da corrente para cada polarização.



Fonte: Autor.

a) *single*, b) *back-to-back*.

O pseudorresistor possui uma limitação com relação à faixa de tensão em que ele se comporta como uma resistência (linear), esse valor depende do processo de fabricação utilizado e geralmente é da ordem de dezenas de mV. Quando existe uma variação de tensão maior que a necessária para um elemento se comportar linearmente, pode-se utilizar pseudorresistores em série, pois a tensão aplicada à extremidade da série será dividida em valores iguais pelo número de elementos, que se manterão lineares se o limite de tensão de cada um for respeitado (PEREIRA, 2015; PEREIRA et al., 2014).

2.4.2 O pseudorresistor aplicado em amplificadores de biopotenciais

Em 2003 o elemento adaptativo foi utilizado para controle da frequência de corte inferior em circuitos amplificadores de biopotenciais e foi chamado de pseudorresistor (HARRISON; CHARLES, 2003). A partir desse primeiro trabalho o uso do pseudorresistor em circuitos bioamplificadores vêm se tornando a principal alternativa de projeto (GOSSELIN; SAWAN; CHAPMAN, 2007; HWANG; ANINAKWA; SONKUSALE, 2010; PARTHASARATHY et al., 2006; REZAEE-DEHSORKH et al., 2011; YAO et al., 2008; ZHAO; LI; ZHANG, 2009), pois com valores de resistência equivalente da ordem de unidades de TΩ é necessária apenas uma capacitância da ordem de pF para alcançar a constante RC necessária.

Em algumas tecnologias as tensões de limiar dos transistores MOS são tão pequenas (próximas de 0 V), que mesmo com a tensão de porta nula (V_{GS}= 0 V) já existe uma pequena formação de canal fazendo com que ocorra uma condução de corrente significativa entre a fonte e o dreno do transistor. Com isso a configuração tradicional do pseudorresistor não consegue alcançar valores desejáveis de resistência equivalente (PEREIRA, 2015). Semelhante ao que acontece com transistores do tipo depleção, se for aplicada uma polarização reversa na porta do transistor é possível que o pequeno canal formado seja eliminado e que os valores de resistência equivalente sejam aumentados.

Vários trabalhos vêm apresentado soluções para melhora do pseudorresistor seja em questões de resistência equivalente, de linearidade ou até de sensibilidade às variações de processo, tensão e temperatura – PVT (LI et al., 2014; PALOMEQUE-MANGUT et al., 2017; PUDDU et al., 2017; SHIUE; YAO; GONG, 2011; WANG; LIU; PENG, 2015). Há ainda trabalhos que utilizam das características da polarização da porta para desenvolver circuitos bioamplificadores com a banda de ganho programável, que na verdade é o controle da frequência de corte inferior (NG; XU, 2013; OLSSON et al., 2005; TU; LIN, 2014; YAO et al., 2008).

Trabalhos relatam aplicações de pseudorresistores em tecnologia SOI (*Silicon-on-Insulator*) (MORA LOPEZ et al., 2017). Existe inclusive um estudo sobre aplicações de transistores como diodos para baixa potência em tecnologia SOI CMOS, onde o diodo pode ser utilizado como um pseudorresistor (FLANDRE et al., 2012). Em algumas aplicações o pseudorresistor foi utilizado para fornecer um caminho DC para a realimentação, limitando o ganho em tensão continua (MORA LOPEZ et al., 2017; PENG et al., 2008).

Mesmo com a crescente quantidade de trabalhos relacionados ao pseudorresistor, todos tratam apenas da aplicação dele. Não há registros de trabalhos que fizeram uma caracterização experimental do comportamento de um pseudorresistor. Alguns trabalhos relacionam o comportamento ou a obtenção dos valores de pseudorresistência através da equação (2) oriunda do modelo EKV (ENZ; KRUMMENACHER; VITTOZ, 1995).

$$I_{SD} = 2 \times n \times \mu \times C_{OX} \times \left(\frac{W}{L}\right) \times {U_T}^2 \times e^{\left(\frac{V_{BG}-V_{th}}{nU_T}\right)} \times \left(e^{\left(\frac{-V_{BS}}{U_T}\right)} - e^{\left(\frac{-V_{BD}}{U_T}\right)}\right) \quad (2)$$

Onde, n é o fator de inclinação de sub-limiar, μ é a mobilidade, C_{OX} é a capacitância de óxido de porta por unidade de área, U_T a tensão térmica, V_{BG} a tensão entre corpo e porta, Vth é a tensão de limiar do transistor, V_{BS} a tensão entre corpo e fonte e V_{BD} a tensão entre corpo e dreno. Para a tecnologia de fabricação utilizada neste trabalho (BiCMOS de 0,13 μm), não foram obtidos parâmetros dedicados ao modelo EKV, e utilizando parâmetros para o modelo BSIM3v3, os resultados simulados com a equação (2) não corresponderam aos obtidos experimentalmente. A partir da falta de modelos confiáveis para a simulação de circuitos que possuem pseudorresistores que surgiu a motivação deste trabalho: criar um modelo de simulação compacto e confiável que seja capaz de reproduzir na maioria dos simuladores o comportamento dos pseudorresistores.

2.5 BIOAMPLIFICADOR PARA DETECÇÃO DO QRS

Neste capítulo será apresentado o circuito bioamplificador que foi utilizado como estudo de caso para este trabalho. O amplificador foi projetado para realizar a aquisição de ECG visando a detecção do instante em que ocorre o complexo QRS. Devido às suas componentes de sinal, a transmissão de dados de um eletrocardiograma completo possui um volume de dados muito grande, o que pode ser prejudicial em sistemas que possuem comunicação do tipo *wirelles*, por exemplo. Dependendo da aplicação, uma maneira de reduzir a quantidade de dados transmitidos é realizando apenas a detecção do instante em que ocorre o complexo QRS (visto no item 2.2) que possui menos informações (ZHANG; LIAN, 2014).

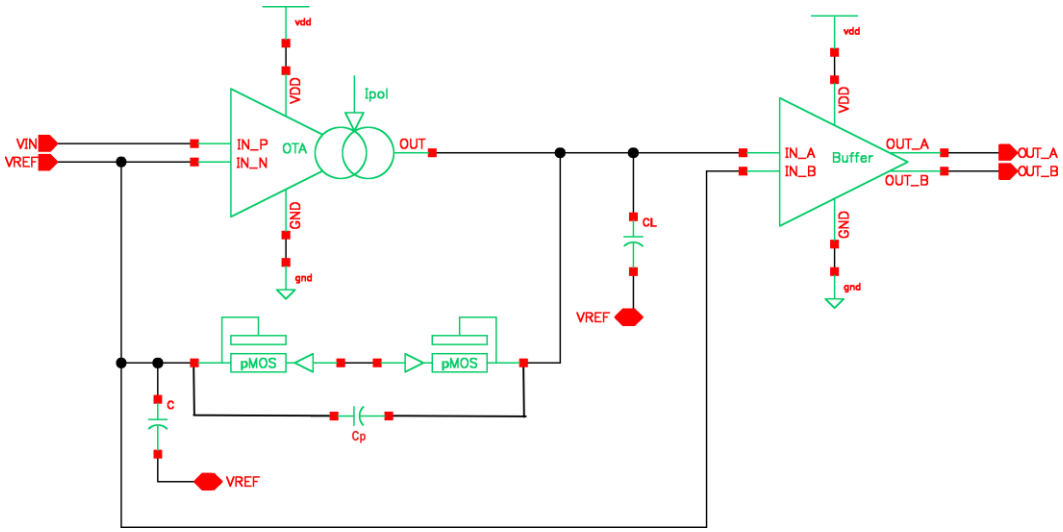
Com o monitoramento do instante em que ocorre o complexo QRS podem ser criados sistemas que identificam a frequência cardíaca do ECG. Apenas a informação de frequência cardíaca é transmitida via *wirelles*, que faz com que o volume de dados seja reduzido consideravelmente. Outro tipo de aplicação com a detecção do instante em que ocorre o complexo QRS, é um sistema para o monitoramento da frequência cardíaca que somente

transmite o sinal de ECG quando há uma anormalidade no mesmo, como uma arritmia por exemplo (IEONG et al., 2012), fazendo com com que o grande volume de informações seja transmitido apenas quando uma análise mais minuciosa deve ser realizada.

2.5.1 Topologia

A topologia utilizada para o bioamplificador é uma derivação da apresentada por (BENKO et al., 2016a) que utiliza como ferramenta de projeto para os transistores o método baseado no coeficiente de inversão (IC) apresentado por (BENKO, 2016). A Figura 20 mostra a topologia do bioamplificador que possui como principais características ganho e banda de frequência apropriadas à detecção do complexo QRS, cancelamento do offset DC e baixa impedância de saída proporcionados pelo buffer (BENKO, 2016) e um tempo de recuperação pequeno graças a característica não linear do pseudorresistor (PEREIRA et al., 2017). Algumas características serão discutidas com mais detalhes em breve.

Figura 20 - Arquitetura do bioamplificador para detecção do QRS.

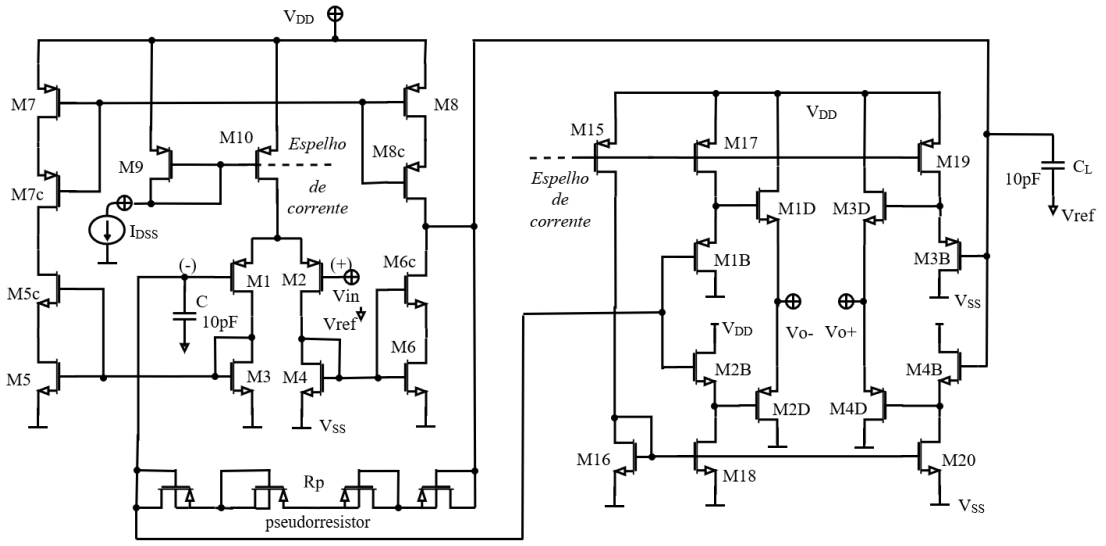


Fonte: Autor.

Na Figura 21 é mostrado o esquema elétrico do bioamplificador de acordo com a topologia escolhida, composto pelo OTA, *buffer* e malha de realimentação (dois pares de pseudorresistores na configuração *back-to-back* e o capacitor). Em face das características citadas anteriormente e seguindo o método do coeficiente de inversão, foram definidas as dimensões dos transistores para os circuitos do OTA e do *buffer* usando a tecnologia 8HP de

0,13 µm (Tabela 2). Cada pseudorresistor possui a dimensão mínima da tecnologia utilizada (na opção de óxido de porta espesso), que é W= 0,36 µm e L= 0,24 µm.

Figura 21 - Esquema elétrico do bioamplificador para detecção do complexo QRS.



Fonte: Autor.

Tabela 2 - Geometria dos transistores do bioamplificador.

OTA		BUFFER	
Transistor	W/L (µm)	**Transistor**	W/L (µm)
$\mathbf{M_{1,2}}$	750,00/3,00	$\mathbf{M_{15}}$	2,00/4,00
$\mathbf{M_{3,4}}$	0,56/3,00	$\mathbf{M_{16,18,20}}$	0,60/3,00
$\mathbf{M_{5,6}}$	0,39/3,00	$\mathbf{M_{17,19}}$	2,00/3,00
$\mathbf{M_{5C,6C}}$	15,60/3,00	$\mathbf{M_{1B,3B}}$	1,20/3,00
$\mathbf{M_{7,8}}$	0,36/36,00	$\mathbf{M_{2B,4B}}$	0,80/3,00
$\mathbf{M_{7C,8C}}$	0,90/72,00	$\mathbf{M_{1D,3D}}$	180,00/3,00
$\mathbf{M_{9,10}}$	1,00/9,00	$\mathbf{M_{2D,4D}}$	540,00/3,00

Fonte: Autor.

O ganho de tensão (AV(jω)) no modelo analítico, é dado pela equação (3) (BENKO et al., 2016a).

$$Av_{(j\omega)} = \frac{V_{o(j\omega)}}{V_{i(j\omega)}} = G_{m1} \cdot \frac{Z_{out}}{1+j\omega \cdot Z_{out} \cdot C_L} \tag{3}$$

Onde, G_{m1} é a transcondutância do OTA, C_L a capacitância de carga e Z_{out} é a impedância de saída do OTA. A função da malha de realimentação $H_{(j\omega)}$ pode ser representada por (4). O pseudorresistor é modelado apenas para pequenos sinais através do resistor linear R_p e a capacitância Cp equaliza a curva de resposta de frequência.

$$H_{(j\omega)} = \frac{A_{(j\omega)}}{Vo_{(j\omega)}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\left(\frac{1}{j\omega C_p}//R_p\right)+\frac{1}{j\omega C}} \tag{4}$$

As equações (5), (6), (7) e (8) mostram a função de transferência total do sistema de aquisição de biopotenciais.

$$G_{(j\omega)} = \frac{Vo_{(j\omega)}}{Vin_{(j\omega)}} = \frac{Av_{(j\omega)}}{1+Av_{(j\omega)}\cdot H_{(j\omega)}} \tag{5}$$

$$A_{(j\omega)} = \frac{Av_{(j\omega)}\cdot H_{(j\omega)}}{1+Av_{(j\omega)}\cdot H_{(j\omega)}} \tag{6}$$

$$G_{total(j\omega)} = \frac{Vout_{(j\omega)}}{Vin_{(j\omega)}} = K \cdot \left[G_{(j\omega)} - A_{(j\omega)}\right] \tag{7}$$

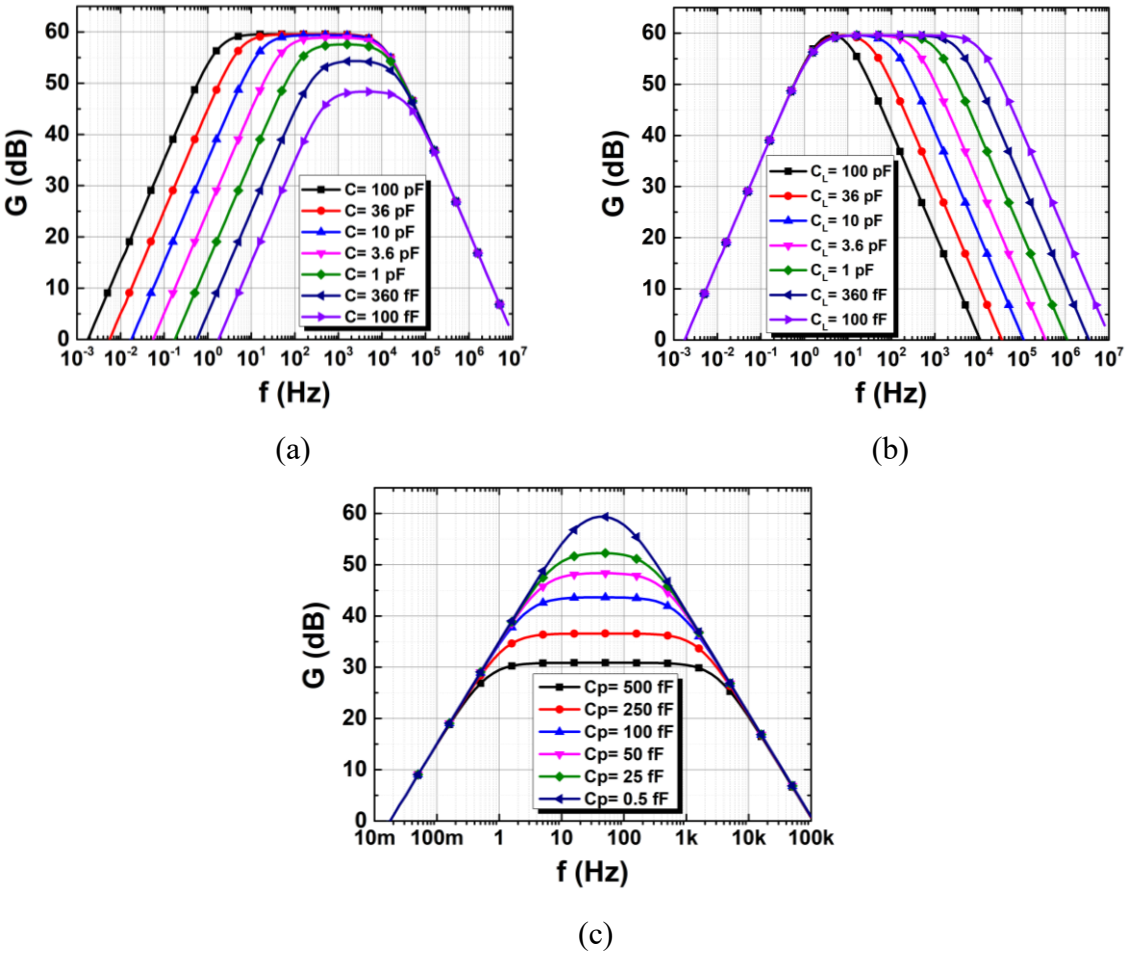
$$G_{total(j\omega)} = \frac{\mathrm{K}\cdot G_{m1}\cdot R_{out}\cdot(j\omega\cdot C_f\cdot R_p)}{(1+j\omega\cdot C_L\cdot R_{out})\cdot[1+j\omega\cdot(C_f+C_p)\cdot R_p]+G_{m1}\cdot R_{out}\cdot(1+j\omega\cdot C_p\cdot R_P)} \tag{8}$$

A constante "K" representa o ganho dos *buffers* de saída classe AB usando seguidores de fonte, e é menor que a unidade. A função de transferência do bioamplificador mostra que, com a inclusão da capacitância C_p, os principais parâmetros de resposta de frequência (frequência de corte inferior, frequência de corte superior e ganho) podem ser ajustados separadamente.

A Figura 22 mostra a resposta do ganho do bioamplificador em relação a frequência para três variações diferentes de capacitâncias: a capacitância C define a frequência de corte inferior (Figura 22a), C_L define a frequência de corte superior (Figura 22b) e C_p define o ganho do bioamplificador (Figura 22c). Portanto, a largura de banda do bioamplificador pode ser definida adequadamente de forma direta. Para ganho de 40 dB e uma capacitância máxima de 100 pF, Figura 22 retorna uma frequência de corte inferior variando de 200 mHz a 200 Hz e a frequência de corte superior variando de 100 Hz a 100 kHz.

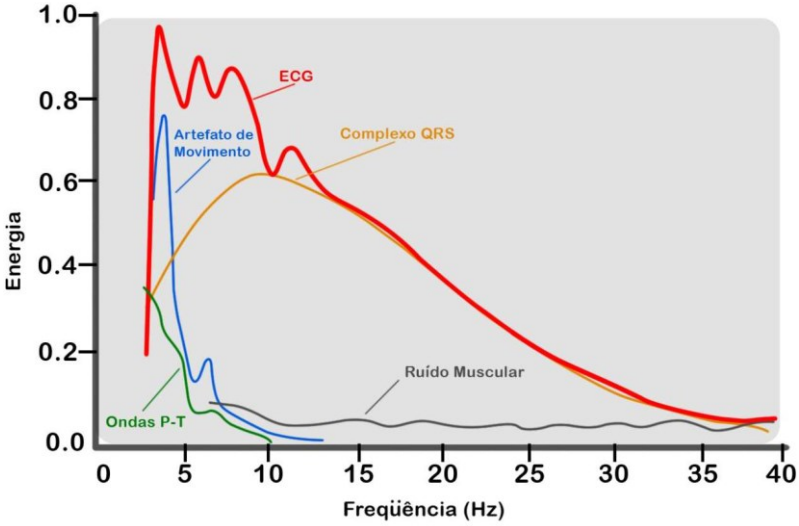
Para que o bioamplificador trabalhe como um detector do complexo QRS ele deve possuir uma banda de passagem apropriada. (OLIVEIRA, 2010) apresenta na Figura 23 o espectro de potência relativo de cada uma das componentes do ECG. Pode ser observado que o complexo QRS possui o pico da sua densidade em uma frequência de aproximadamente 10 Hz. Existem muitas divergências sobre a banda de passagem ideal para a detecção do QRS, (LIN, 2008) defende uma banda entre 0 Hz e 20 Hz. Já (ELGENDI; JONKMAN; DEBOER, 2010) apresenta uma revisão com trabalhos que apresentam bandas de diversas faixas de valores que variam entre os limites de 2 Hz a 58,8 Hz. O ruído muscular presente em medidas de biopotenciais é gerado quando o eletrodo de aquisição consegue captar potenciais oriundos de outros músculos do corpo humano ativos durante a aquisição (COHEN, 2000). Os artefatos de movimento são os deslocamentos relativos entre o eletrodo e a pele (NEUMAN, 2010a) que podem gerar alterações no potencial DC da ordem de mV, podendo suprimir os biopotenciais medidos (NAGEL, 2000).

Figura 22 - Curva de ganho do bioamplificador em função da frequência para (a) variação de C, (b) variação de CL e (c) variação de CP.



Fonte: Autor.

Figura 23 - Espectro de potência relativo do complexo QRS, ondas P e T, artefato de movimento e ruído muscular.



Fonte: Oliveira, 2010, p 28.

Como pode ser visto na Figura 23, as principais componentes do espectro de potência dos outros sinais que compõe o ECG possuem frequências abaixo da frequência do complexo QRS, logo a frequência de corte inferior do bioamplificador que fará o principal papel de separar o complexo QRS do restante das componentes do ECG foi definida para um valor próximo de 12 Hz. Para a largura de banda necessária para o monitoramento do complexo QRS foi utilizada como Cp apenas a capacitância intrínseca do pseudorresistor.

2.6 Simuladores SPICE

O SPICE (Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis, ou no português Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados) é um *software* de simulação de circuitos eletrônicos em geral para análises DC não lineares, transientes não lineares e AC lineares (QUARLES et al., 1993). O SPICE foi desenvolvido a partir de 1973 pelos pesquisadores Larry Nagle e Donald Petterson nos laboratórios da Universidade da Califórnia em Berkeley (NAGEL; PEDERSON, 1973). Os arquivos de simulação SPICE são arquivos de texto onde são declarados os nós de cada componente do circuito. O circuito pode possuir os componentes básicos da eletrônica como resistores, capacitores e indutores, fontes dependentes e independentes de tensão e de corrente, além dos modelos mais usuais de semicondutores (diodos, BJTs, JFETs, MESFETs e MOSFETs) (QUARLES et al., 1993).

A tecnologia PSPICE foi desenvolvida em 1984 pela MicroSim para a utilização de simulações SPICE em computadores pessoais (o primeiro P da sigla PSPICE vem de PC – Personal Computer). Existem versões gratuitas do PSPICE, porém, elas contem limitação do número de nós que podem ser utilizados no circuito (CADENCE DESIGN SYSTEMS, 2019). A simulação SPICE permite a previsão de comportamento de um circuito, sem que o mesmo tenha sido implementado fisicamente.

Hoje existem vários modelos de simuladores SPICE, sejam eles versões gratuitas ou pagas. Para os estudos realizados neste trabalho foram utilizadas simulações no SPICE ELDO da Mentor Graphics (MENTOR GRAPHICS, 2017a) com os modelos SPICE para simulações de transistores MOS: BSIM3V3 (CHENG et al., 1996) e PSP101.3 (LI et al., 2009). O Eldo permite ajustar níveis de tolerâncias mínimas de correntes e de condutâncias em valores muito pequenos, que permitem realizar as simulações com excelente precisão.

2.6.1 Modelo SPICE BSIM3V3 para simulações de transistores MOS

O modelo BSIM3V3 foi desenvolvido por pesquisadores da universidade da Califórnia em Berkeley, e ele é baseado na física de modelos MOSFETs de dimensões submicrométricas para projetos de circuitos digitais e analógicos. Uma das suas principais características é que ele possui uma única expressão para a relação corrente-tensão. Essa expressão abrange desde a região de sublimiar até a região de saturação, garantindo a continuidade de todas as condições de corrente entre fonte e dreno, condutância e transcondutância. Esse modelo também considera a dependência da largura do canal para as cargas de substrato e a resistência entre fonte e dreno (CHENG et al., 1996). Muitos processos de fabricação de CIs atuais possuem parâmetros elétricos para simulação SPICE com o modelo BSIM3V3.

2.6.2 Modelo SPICE PSP 101.3 para simulações de transistores MOS

O modelo SPICE PSP é um modelo MOSFET compacto que foi desenvolvido pela NXP Semiconductors (antiga parte da Philips) em conjunto com a Universidade Estadual do Arizona (anteriormente na Universidade Estadual da Pensilvânia) (LI et al., 2009). A origem do PSP se deu por dois modelos, o MOS modelo 11 (desenvolvido por pesquisas na Philips) e o SP (desenvolvido pela Penn State University). O PSP é um modelo MOS baseado no potencial de superfície que contém todos os efeitos físicos relevantes para os modelos da época (redução de mobilidade, velocidade de saturação, corrente de porta, efeito de redução de barreira induzida pelo dreno (DIBL), efeitos de gradiente na dopagem lateral e etc) (LI et al., 2009). O modelo PSP possui uma descrição precisa do comportamento de distorções elétricas e do comportamento de ruídos em dispositivos MOS (LI et al., 2009).

2.7 Evolução da pesquisa

Esse projeto de pesquisa seguiu uma linha de evolução conforme será descrito a seguir. Primeiramente surgiu a necessidade de identificar os benefícios da região não linear do pseudorresistor, que até então não era explorada. Com isso, foi feito o estudo de uma topologia que utiliza a região não linear para melhorar o tempo de recuperação do bioamplificador (PEREIRA et al., 2014). Em seguida foi desenvolvida a topologia do circuito bioamplificador com ganho de 30 dB para uma faixa de frequência entre 0,6 Hz e 2 kHz, seguindo a metodologia do coeficiente de inversão (BENKO et al., 2016a), ao mesmo tempo em que a técnica de

caracterização indireta do pseudorresistor foi criada juntamente com um primeiro modelo de simulação baseado em coeficientes polinomiais (BENKO et al., 2016b).

Um conjunto de resultados experimentais da caracterização pelo método indireto foi levantado em (PEREIRA et al., 2016). O novo modelo de simulação foi desenvolvido (PEREIRA et al., 2017) e validado experimentalmente com o bioamplificador para a detecção do complexo QRS, como um estudo de caso (PEREIRA et al., 2019). Por fim, foram realizadas caracterizações do pseudorresistor e do bioamplificador em relação a variação de temperatura, para ajustar o modelo de simulação ao parâmetro de temperatura dos simuladores SPICE.

3 METODOLOGIA DE PESQUISA

Este trabalho foi realizado através de uma pesquisa exploratória com metodologias indutivas e comparativas. Através da obtenção experimental de resultados, foi possível tanto criar o modelo de simulação quanto validar os resultados simulados a partir do modelo criado.

Todos os circuitos utilizados para a caracterização experimental foram implementados na tecnologia 8HP de 0,13 μm (IBM, 2013). Foram fabricados circuitos integrados (CIs) através do programa estudantil da MOSIS (THE MOSIS SERVICE, 2018). Devido a quantidade de terminais utilizados nos circuitos e com a finalidade de reduzir os níveis de ruído, o CI foi encapsulado e os testes foram realizados com montagem em uma *protoboard*. É importante relatar que o caminho para a obtenção de um circuito apto para a caracterização experimental, sempre demandou um tempo precioso. Para cada rodada de fabricação de um CI, a sequência de trabalho (com os principais períodos), se deu da seguinte maneira:

- Definição da topologia utilizada;
- Dimensionamento dos componentes;
- Simulações SPICE;
- Desenho do leiaute para a fabricação do CI (média de 1 mês);
- Extração de parâmetros elétricos do leiaute desenhado;
- Simulação SPICE com os parâmetros extraídos;
- Fabricação do CI (média de 4 meses);
- Encapsulamento do CI (de 2 a 3 meses).

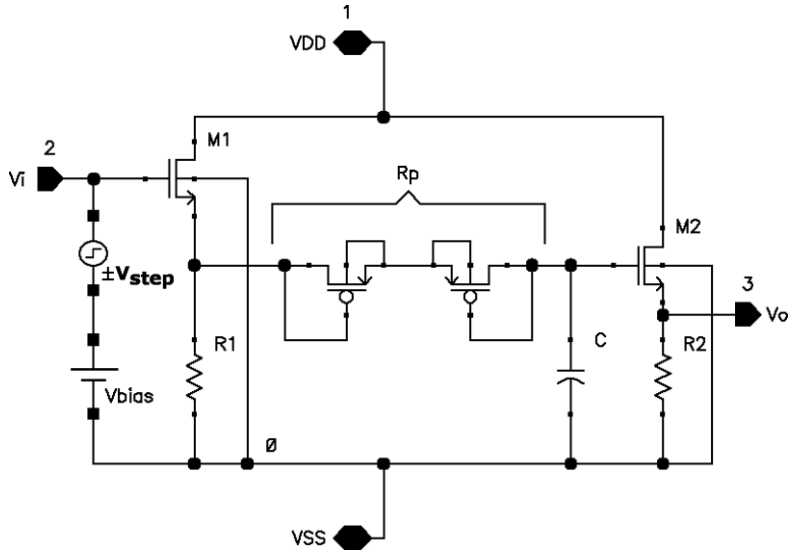
Somente após as etapas descritas foi possível iniciar as medidas experimentais.

Para a caracterização dos pseudorresistores, devido aos altos valores de resistência equivalente que eles podem proporcionar (na ordem de TΩ), não foi possível realizar medidas de resistência ou de corrente de forma direta, pois equipamentos com esses níveis de precisão não estavam disponíveis, e a própria resistência do ar entre os contatos podem interferir nas medidas do mesmo (PEREIRA, 2015).

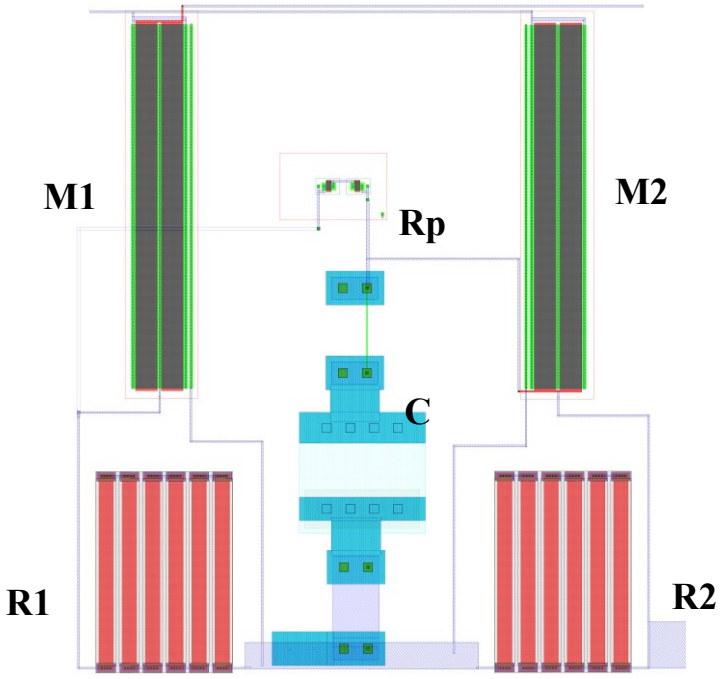
Frente a este fato, foi desenvolvido um circuito para que a caracterização do pseudorresistor seja realizada de forma indireta. Na Figura 24 são mostrados o circuito de caracterização do pseudorresistor junto com seu leiaute de implementação. A caracterização se baseia no tempo da constante RpC (entre a resistência do pseudorresistor Rp e a capacitância C). Uma vez que o valor da capacitância C é conhecida, ao se aplicar um degrau de tensão na entrada do circuito é possível se calcular a resistência Rp equivalente através da constante de

tempo RpC (BENKO et al., 2016b). Os transistores M1 e M2 foram projetados como amplificadores seguidores de fonte (*buffers*) para fornecer uma isolação galvânica para a malha RpC em relação ao ambiente. Nesse mesmo trabalho foi realizada a caracterização de várias configurações e dimensões de pseudorresistores na tecnologia 8 HP, que serviu de base para o desenvolvimento do macromodelo PWL.

Figura 24 - Circuito e leiaute de caracterização do pseudorresistor (Rp).



(a)



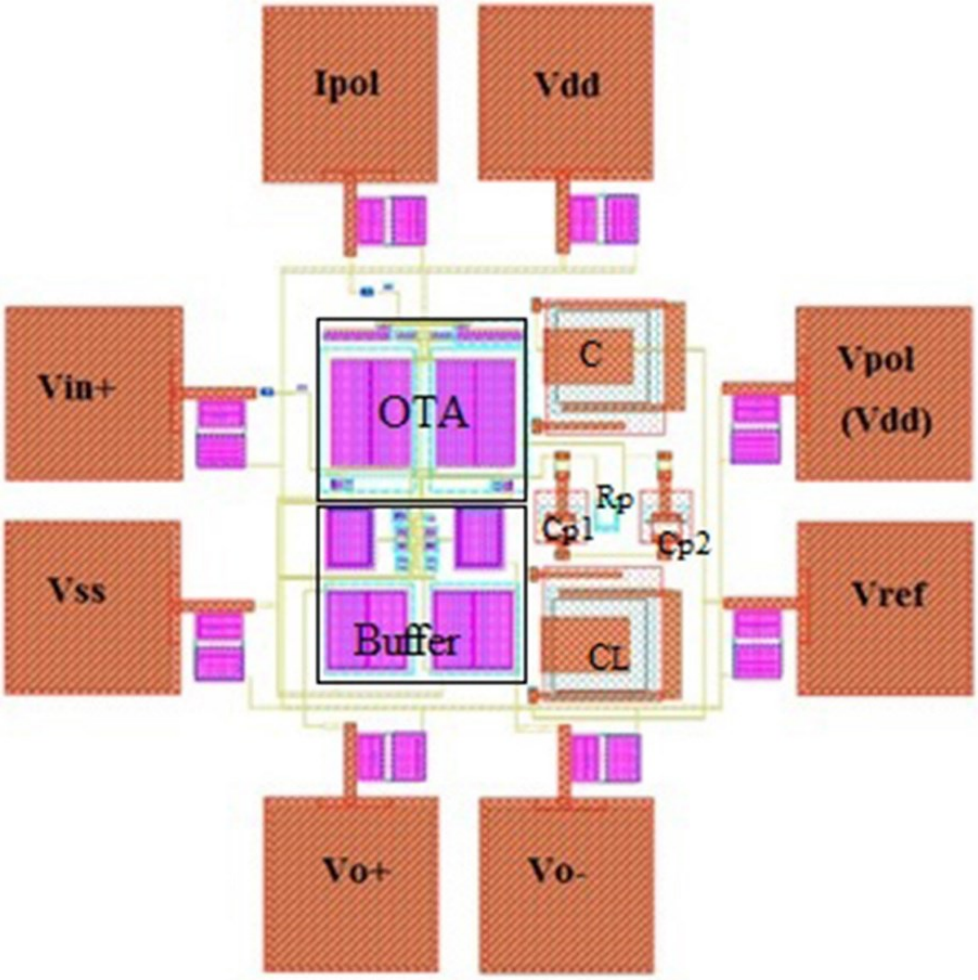
(b)

Fonte: Benko et al., 2016b, p. 2031.

(a) Circuito; (b) Leiaute.

O leiaute do bioamplificador utilizado neste trabalho foi projetado através do software Pyxis (MENTOR GRAPHICS, 2016a, 2016b) e sua imagem é mostrada na Figura 25. A extração do circuito equivalente (com adição das capacitâncias e resistências parasitárias) foi realizada com o software Calibre (MENTOR GRAPHICS, 2014).

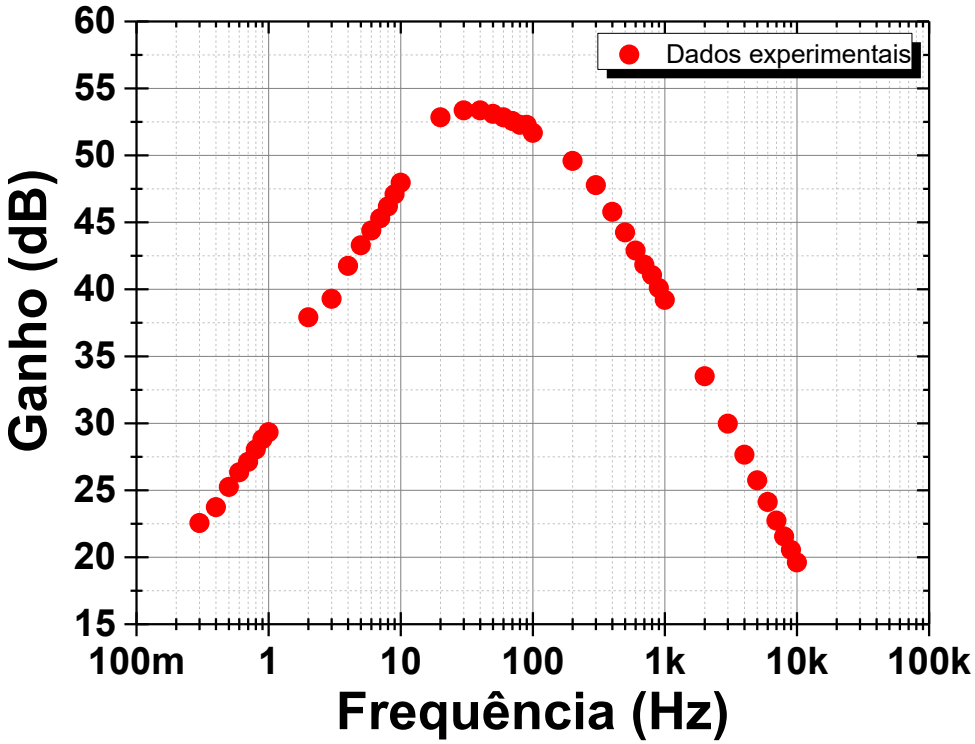
Figura 25 - Leiaute do bioamplificador.



Fonte: Autor.

Foi levantada a curva de ganho do bioamplificador (Figura 26), que segunda a metodologia de projeto utilizada, possui um ganho máximo de 53,4 dB em uma frequência de 35 Hz, e a frequência de corte inferior (ou seja, uma queda de -3 dB em relação ao ganho máximo) em uma frequência de 12 Hz.

Figura 26 - Curva experimental do ganho do bioamplificador.



Fonte: Autor.

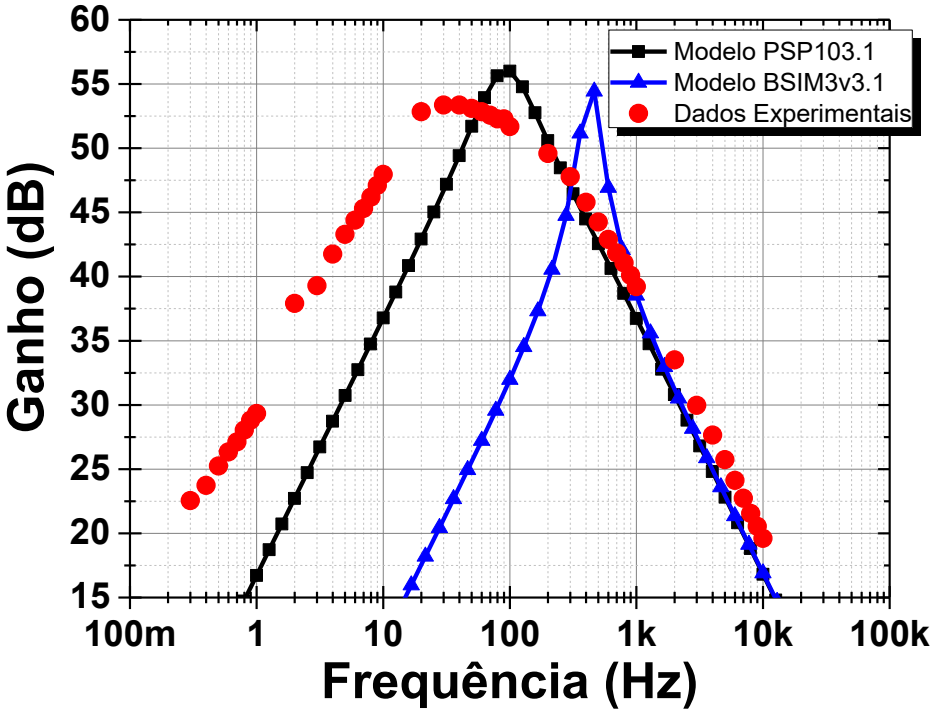
O levantamento dos dados experimentais foi realizado nos laboratórios do Centro Universitário FEI, que dispunha de equipamentos que permitiram uma aquisição de dados confiáveis. Foram utilizados os seguintes equipamentos: uma fonte de tensão com duas saídas independentes modelo MPL-3303M (Minipa do Brasil LTDA, São Paulo, SP), dois geradores de funções modelo 33120A (Agilent Technologies Brasil, Barueri, SP) e um osciloscópio modelo RTO-1012 (Rohde & Schwarz do Brasil LTDA, São Paulo, SP), todos conectados através de cabos e conexões do tipo BNC à uma protoboard. O gerador de funções modelo 33120A possui uma opção de fornecer alguns sinais especiais, dentre eles está disponível a função Cardiac que emula um sinal de ECG. É possível ajustar a amplitude e a frequência (que seria a frequência cardíaca) do sinal. Apesar da compatibilidade do macromodelo PWL com vários simuladores, todas as simulações de circuitos foram realizadas no software ELDO (MENTOR GRAPHICS, 2017a, 2017b) em máquinas disponibilizadas pelo Centro Universitário FEI.

4 CARACTERIZAÇÃO E MODELAGEM DO PSEUDORRESISTOR NA TECNOLOGIA 8HP

Neste capítulo será mostrada a caracterização e modelagem SPICE do pseudorresistor. Isso se deve ao fato de que os modelos SPICE disponíveis para simulação não atendem à região não convencional em que o pseudorresistor trabalha, região chamada de sublimiar profunda. Para ilustrar o problema será mostrada uma comparação entre resultados experimentais e simulações. Os modelos SPICE disponíveis para a simulação de transistores da tecnologia 8 HP são o modelo BSIM3v3.1 (CHENG et al., 1996) com parâmetros fornecidos pela MOSIS, e o modelo PSP103.1 (LI et al., 2009) com parâmetros obtidos através da extração do leiaute realizada no CALIBRE.

Na Figura 27 é apresenta a curva de ganho experimental do bioamplificador, junto com duas simulações SPICE, uma utilizando o modelo PSP103.1 como pseudorresistor e a outra utilizando o modelo BSIM3v3.1 como pseudorresistor. Pode ser visto que para a simulação de ganho que é uma simulação do tipo estática nenhum dos modelos disponíveis conseguem prever o comportamento do pseudorresistor.

Figura 27 - Curva de ganho do bioamplificador.



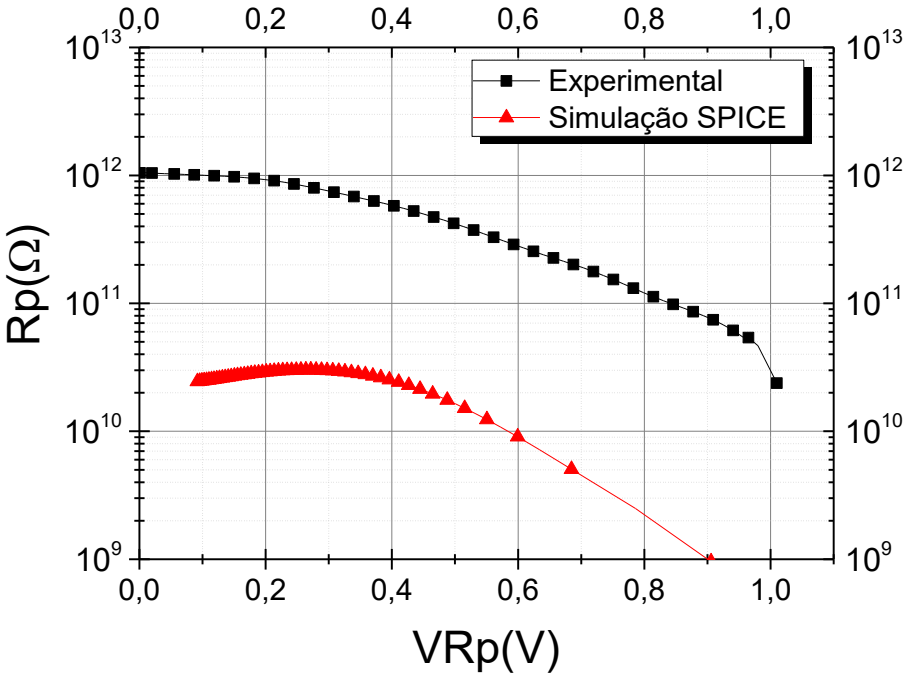
Fonte: Autor.

É importante deixar claro que os modelos SPICE para transistores citados neste trabalho, são modelos já consagrados com várias premiações, mas, que infelizmente não atendem à uma região de operação bem específica que é raramente utilizada em circuitos convencionais. Um ajuste de parâmetros poderia adequar os modelos para o pseudorresistor, porém, além de alterar os parâmetros fornecidos pelas *foundries*, testes adicionais devem ser realizados para verificar se a correta simulação de todas as regiões de operação do transistor já contempladas pelo modelo, serão preservadas.

4.1 Caracterização do pseudorresistor

Usando a configuração com dois pares em *back-to-back* que é a mesma utilizada no projeto do bioamplificador, foram encontrados os valores mostrados na Figura 28, onde pode ser visto que para o valor de tensão próximo a 0 V a resistência equivalente é de 1,05 T Ω. Na Figura 28 também é mostrado o valor da resistência equivalente do pseudorresistor obtido através de simulações SPICE, com o mesmo circuito de caracterização, porém utilizando o modelo BSIM3v3.1 como pseudorresistores. Mais uma vez é comprovado que para região de trabalho em que o pseudorresistor opera, o modelo SPICE não é o apropriado.

Figura 28 - Resistência equivalente do pseudorresistor obtido pelo circuito de caracterização.



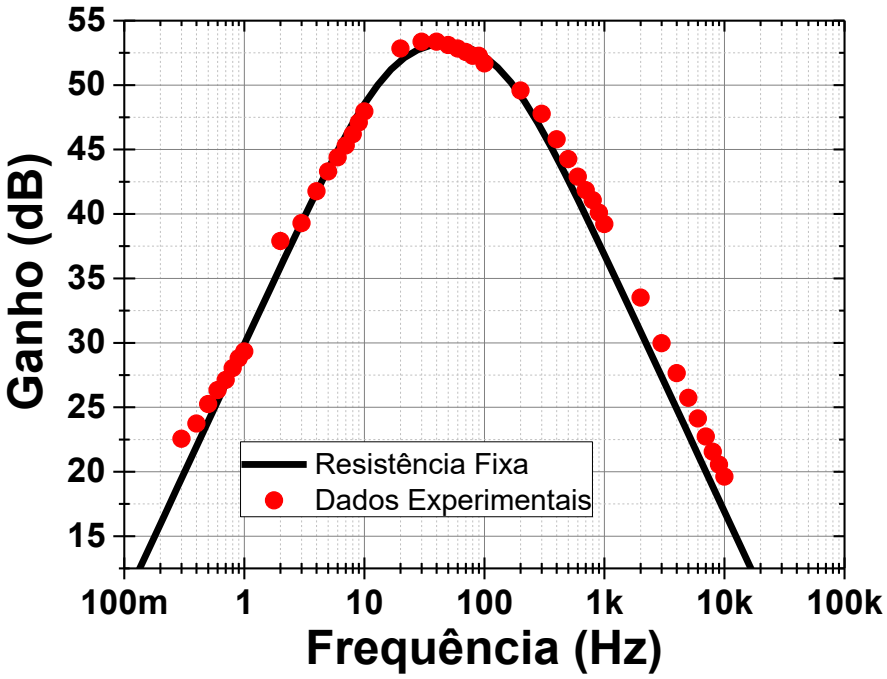
Fonte: Autor "Adaptado de" Benko et al., 2016b, p. 2032.

4.2 Modelagem do pseudorresistor

A simulação de circuitos é uma ferramenta essencial para o projetista elétrico, pois com ela que é possível fazer a previsão do funcionamento de circuitos e os ajustes necessários antes da fabricação dos mesmos. Para os circuitos bioamplificadores existe uma limitação nas simulações visto que os pseudorresistores fazem parte de seus circuitos. Uma vez caracterizado seu valor de resistência equivalente, e se tratando de uma simulação estática, pode ser utilizada uma resistência fixa (resistor) no lugar do pseudorresistor para as simulações de ganho. O valor do resistor deve ser igual ao valor de resistência quando o pseudorresistor possui uma tensão próxima a 0 V aplicada em seus terminais.

A Figura 29 mostra que quando utilizamos uma resistência fixa no lugar do pseudorresistor temos uma resposta de simulação bem próxima da obtida de forma experimental para a curva de ganho.

Figura 29 - Curva de ganho do bioamplificador com uma resistência fixa.



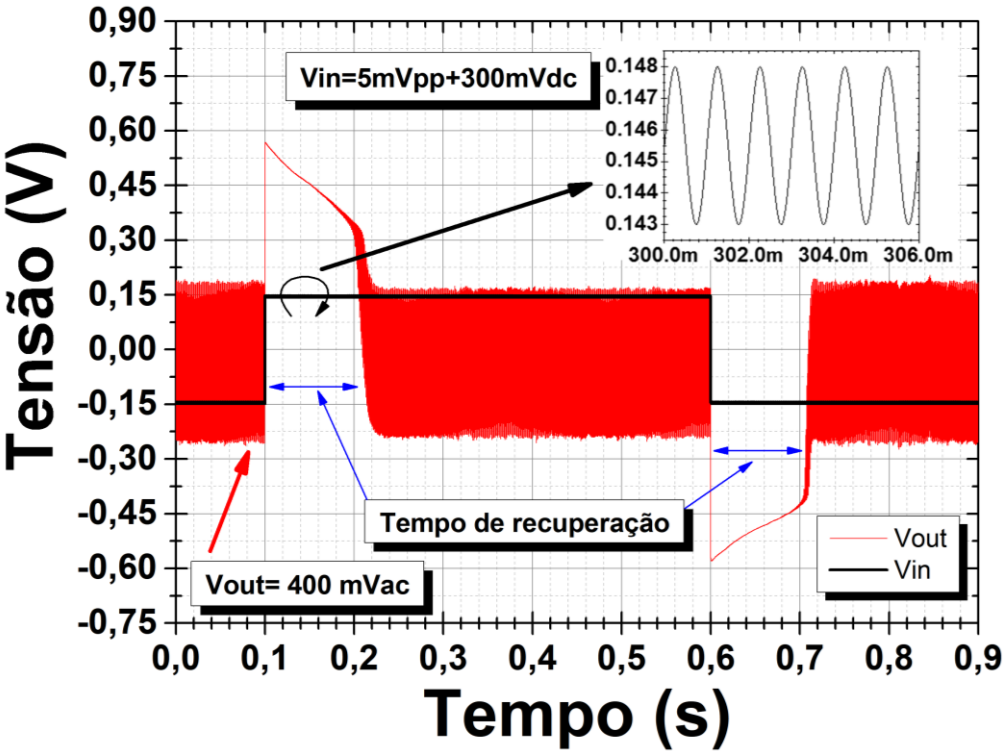
Fonte: Autor.

O problema de utilizar a resistência fixa no lugar do pseudorresistor surge quando é necessária a utilização de simulações dinâmicas como na análise transiente, onde as características não lineares do pseudorresistor começam a fazer diferença. Para ilustrar melhor

essa situação será apresentada uma análise do bioamplificador para o tempo de recuperação. Para caracterização do tempo de recuperação do bioamplificador, foi aplicado em sua entrada (com o amplificador devidamente polarizado) um sinal senoidal de 5 mV de pico-a-pico 1 kHz de frequência em série com uma onda quadrada de 300 mV de pico-a-pico e 1 Hz de frequência. A onda senoidal simula um sinal de interesse para leitura, e a onda quadrada um artefato de nível maior que o sinal de interesse, que leva o amplificador a saturação, interferindo na leitura.

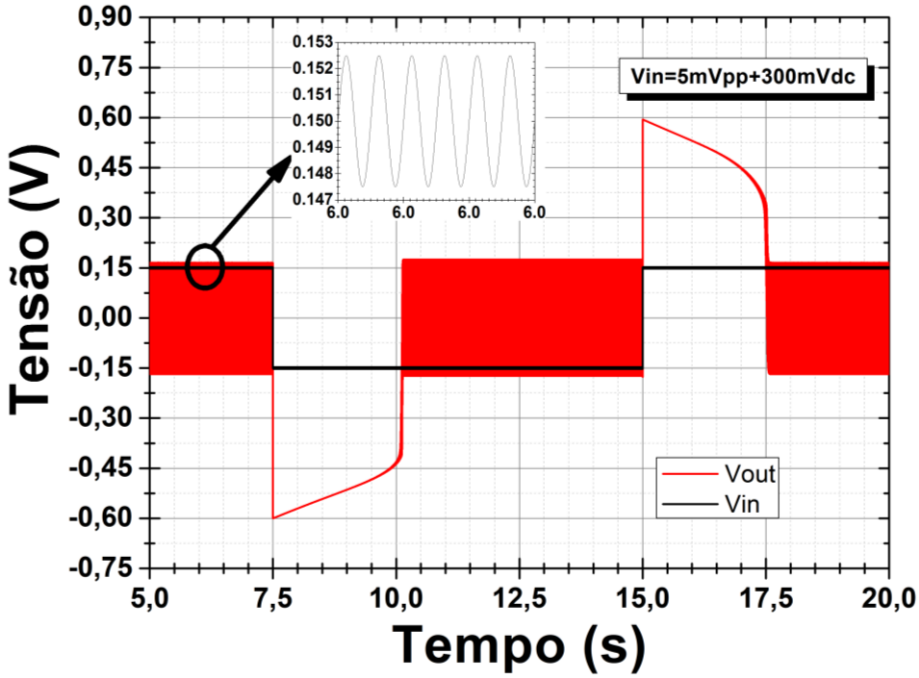
Na Figura 30 é mostrado o sinal de saída do bioamplificador sincronizado com as condições de entrada citadas anteriormente. Pode ser observado que para o sinal senoidal de 1 kHz aplicado na entrada, temos uma saída de aproximadamente 38 dB conforme o gráfico da Figura 29. Pode ser visto também que o tempo de recuperação frente à um transitório DC é de aproximadamente 0,12 segundos. Na Figura 31 pode ser visto o resultado da simulação do tempo de recuperação do circuito bioamplificador utilizando uma resistência fixa no lugar do pseudorresistor, e com condições de sinal de entrada iguais às apresentadas na caracterização experimental. No caso simulado, o circuito demorou um tempo de aproximadamente 2,5 segundos para se recuperar do transitório na entrada, isso representa uma diferença de quase vinte vezes em relação ao real, comprovando que a resistência fixa não pode ser utilizada em simulações dinâmicas que envolvem o pseudorresistor.

Figura 30 - Tempo de recuperação experimental do bioamplificador.



Fonte: Autor.

Figura 31 – Simulação do tempo de recuperação do bioamplificador utilizando resistência fixa.



Fonte: Autor.

4.2.1 Macromodelo PWL de segmentos em partes

Uma solução para simular circuitos que utilizam o pseudorresistor foi a criação de um macromodelo baseado na técnica de linearização por partes (PWL – *PieceWise Linear approximation*) (CHUA; DESOER; KUH, 1987; CONNELLY; CHOI, 1992). A modelagem por partes é obtida a partir dos dados caracterizados em (BENKO et al., 2016b), usando um script automatizado que implementa a equação (9) para discretizar os valores dos pseudorresistores.

$$R_{p(n)} = \sum_{n=0}^{k} \frac{R_{p(v)n} + R_{p(v)n+1}}{2} \qquad (9\text{ -}9)$$

Como mostrado na Figura 32, o macromodelo PWL utiliza redes compostas de diodo ideal, resistor e fonte de tensão para inserir pontos de mudança nas características lineares da curva, com o objetivo de se obter uma aproximação por segmentos de retas, da curva característica do pseudorresistor (PEREIRA et al., 2017).

Cada uma das redes do circuito é ativada conforme a fonte VRp atinge o valor respectivo da fonte Vbi, polarizando diretamente o diodo Di e fazendo com que a resistência Ri se associe em paralelo com o restante das resistências ativas (com o índice i valendo de 1 a n). Ri deve ter

um valor tal que sua associação em paralelo com o restante das resistências ativas, resulte em uma resistência equivalente com valor igual a resistência do pseudorresistor para a tensão VRp igual à Vbi (PEREIRA et al., 2017). Os valores dos resistores em cada rede do modelo $R_{(n)}$ são obtidos usando as equações (10) e (11), em que R_0 é o valor máximo de R_p que é a média de $R_{p(0)}$. Os passos de $V_{RP(n)}$ são calculados pelo valor médio entre $V_{b(n-1)}$ e $V_{b(n)}$. Assim, o primeiro valor é $R_{(0)} = R_{P(0)}$ para $0<V_{RP}<V_{b(1)}$. A equação (10) é usada para determinar o valor de $R_{(1)}$ que, paralelamente a $R_{(0)}$, resultará no valor de $R_{P(1)}$ da Fig.9.

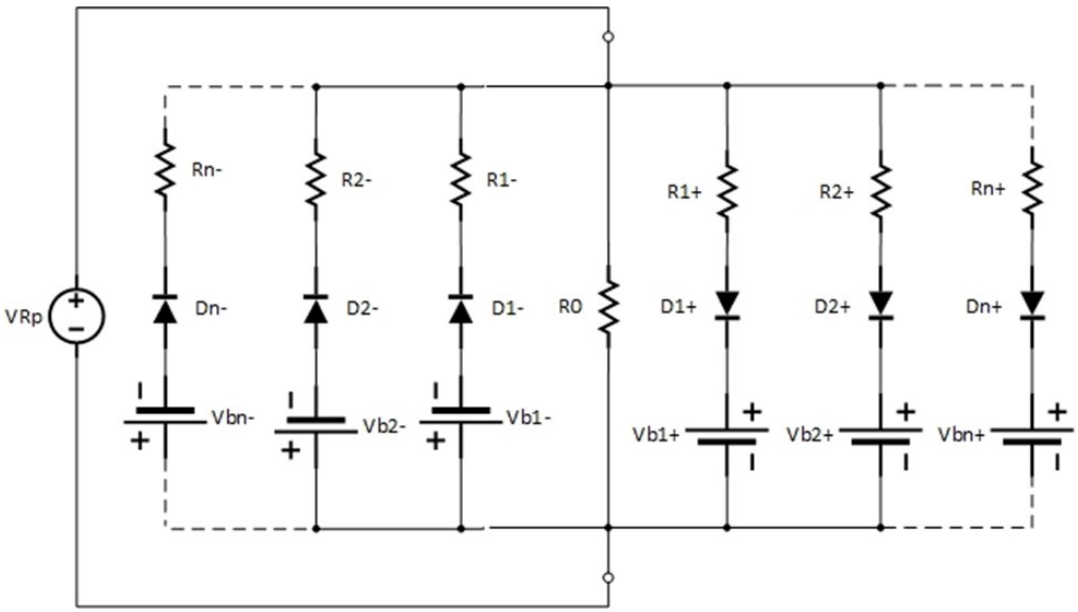
$$R(1) = \left(\frac{R_{p(1)}^{-1} - R_{(0)}^{-1}}{1 - \frac{Vb_{(1)}}{V_{RP}}}\right)^{-1} \quad \text{para } Vb_{(1)} < V_{RP} < Vb_{(2)} \quad (10)$$

O valor do resistor R(n) PWL é obtido por $R_{P(n)}$ nos pontos médios entre $V_{b(n-1)}<V_{RP}<V_{b(n)}$, usando a equação (11).

$$R(n) = \left(\frac{R_{p(n)}^{-1} - R_0^{-1} - \sum_{i=1}^{(n-1)} R_i^{-1}\left(1 - \frac{Vb_{(i)}}{V_{RP}}\right)}{1 - \frac{V_n}{V_{RP}}}\right)^{-1} \quad (11)$$

No modelo apresentado, cada fonte Vbi segue um passo constante de 100 mV. Caso seja necessária uma melhor precisão, devem ser feitas novas inserções de ramos com passos de tensão menores para Vbi.

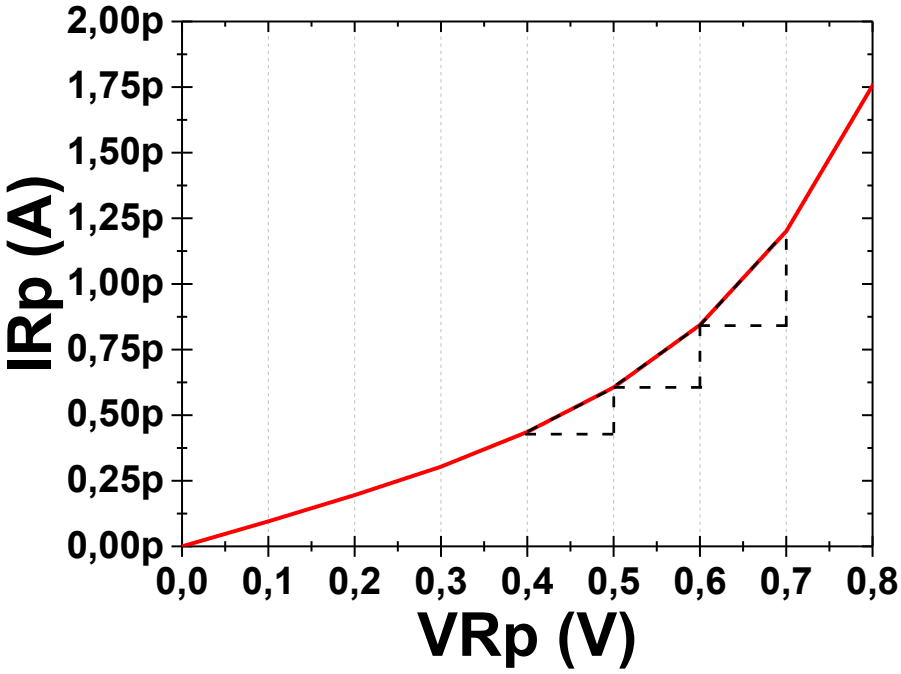
Figura 32 - Esquema elétrico do macromodelo PWL.



Fonte: Autor.

Em comparação com o modelo desenvolvido em (BENKO et al., 2016b), o macromodelo PWL apresenta vantagens do ponto de vista do desempenho e compatibilidade com várias plataformas SPICE. Enquanto o modelo polinomial exige um processamento matemático pesado por ser um ajuste de curva não linear por coeficientes polinomiais de 8ª ordem, o macromodelo PWL apresentado não, pois faz uso de elementos SPICE ideais como diodos, fontes DC e resistores em paralelo para reproduzir discretamente o mesmo comportamento. Vale lembrar que o modelo de coeficientes polinomial, utilizado para calcular a dependência da resistência em função da tensão do resistor, embora eficiente, está presente em poucas plataformas SPICE e que geralmente são versões pagas, enquanto o modelo apresentado é comum a várias plataformas SPICE gratuitas (inclusive foi testado em versões gratuitas e funcionou normalmente). A Figura 33 mostra a curva de corrente do pseudorresistor linearizada pelo macromodelo PWL.

Figura 33 - Aproximação linear do modelo PLW pelo aumento progressivo da tensão de polarização.

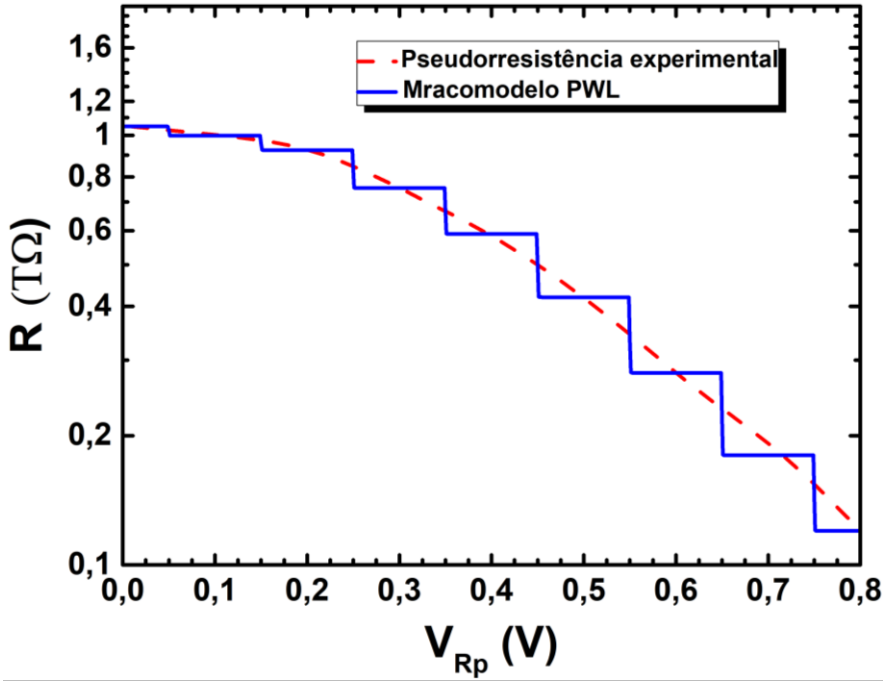


Fonte: Autor.

Na Figura 34 a resistência do macromodelo PWL é comparada com a resistência equivalente do pseudorresistor (ou simplesmente pseudorresistência). Pode ser comprovado que com o macromodelo PWL a resistência equivalente do pseudorresistor pode ser reproduzida corretamente. No próximo capítulo (capítulo 5) serão apresentadas simulações SPICE

dinâmicas do bioamplificador utilizando o macromodelo PWL como pseudorresistor, para a validação do mesmo. Uma observação importante é que a título de simplificação, o macromodelo PWL apresentado foi projetado para os valores da associação *back-to-back* de dois pares de pseudorresistores. Seria possível o desenvolvimento de um macromodelo por par, e associação em série de dois dispositivos para atender ao caso estudado.

Figura 34 - Pseudorresistência em função da tensão de polarização.



Fonte: Autor.

5 ESTUDO DE CASO: BIOAMPLIFICADOR PARA DETECÇÃO DA OCORRÊNCIA DO COMPLEXO QRS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do bioamplificador, juntamente com as simulações SPICE nas mesmas condições dos casos experimentais. Os dois conjuntos de resultados serão comparados para a validação do macromodelo.

5.1 Análise do tempo de recuperação

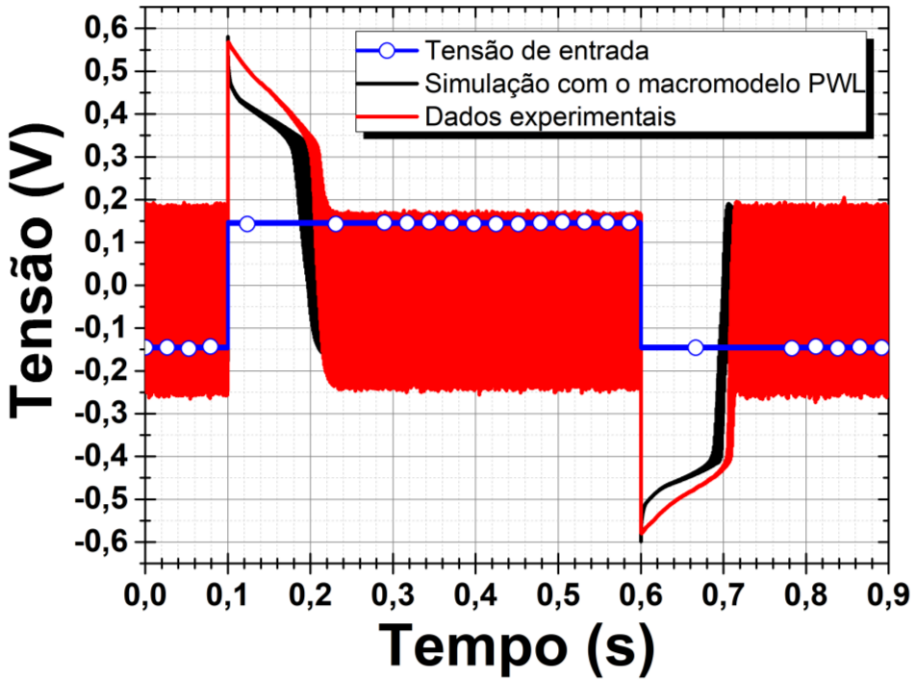
Para a primeira validação do macromodelo PWL para o pseudorresistor foram realizadas simulações SPICE do tipo análise transiente. O restante dos transistores utilizados para os circuitos do OTA e do *buffer* são simulados com o modelo BSIM3v3.1, visto que é um modelo que só não atende às aplicações não convencionais dos transistores como pseudorresistores, mas para as regiões de operação convencionais é um modelo consagrado que supre todas as necessidades. Usando como referência a mesma condição de polarização e de sinal entrada utilizada na análise experimental (Figura 30: tensão de entrada composta por um sinal senoidal de 5 mV de pico-a-pico e 1 kHz de frequência, em série com uma onda quadrada de 300 mV de pico-a-pico e 1 Hz de frequência), foi realizada uma análise transiente através do software ELDO e o resultado é mostrado na Figura 35, onde pode ser observado que o macromodelo PWL é capaz de fazer uma previsão bem aproximada do comportamento real de circuitos que utilizam pseudorresistores.

A pequena diferença entre os comportamentos dos resultados experimentais e simulados, sugere a falta de elementos capacitivos no macromodelo PWL que é puramente resistivo, visto que por se tratar de um transistor MOS, o pseudorresistor é composto por algumas capacitâncias como as de junção e de porta por exemplo.

Neste ponto vale a pena ressaltar os benefícios que o uso do pseudorresistor traz para os circuitos bioamplificadores. Como ponto principal foi visto que a região linear fornece um alto valor de pseudorresistência permitindo que a frequência de corte inferior de circuitos bioamplificadores seja alcançada com uma pequena área de silício. Em segundo plano, mas não menos importante, foi comprovado que a característica não linear do pseudorresistor é capaz de reduzir consideravelmente o tempo de recuperação dos circuitos bioamplificadores em comparação ao uso de resistências fixas. Essa redução no tempo de recuperação só é possível em topologias em que o pseudorresistor é situado na malha de realimentação, fazendo com que um alto valor de tensão seja fornecido ao elemento durante a saturação do bioamplificador,

reduzindo a pseudorresistência e diminuindo a constante RpC. Em bioamplificadores com topologias diferentes o tempo de recuperação pode ser o mesmo comparado ao uso de uma resistência fixa. Deve ser analisado cada caso individualmente.

Figura 35 – Análise do tempo de recuperação do bioamplificador, experimental e simulado.

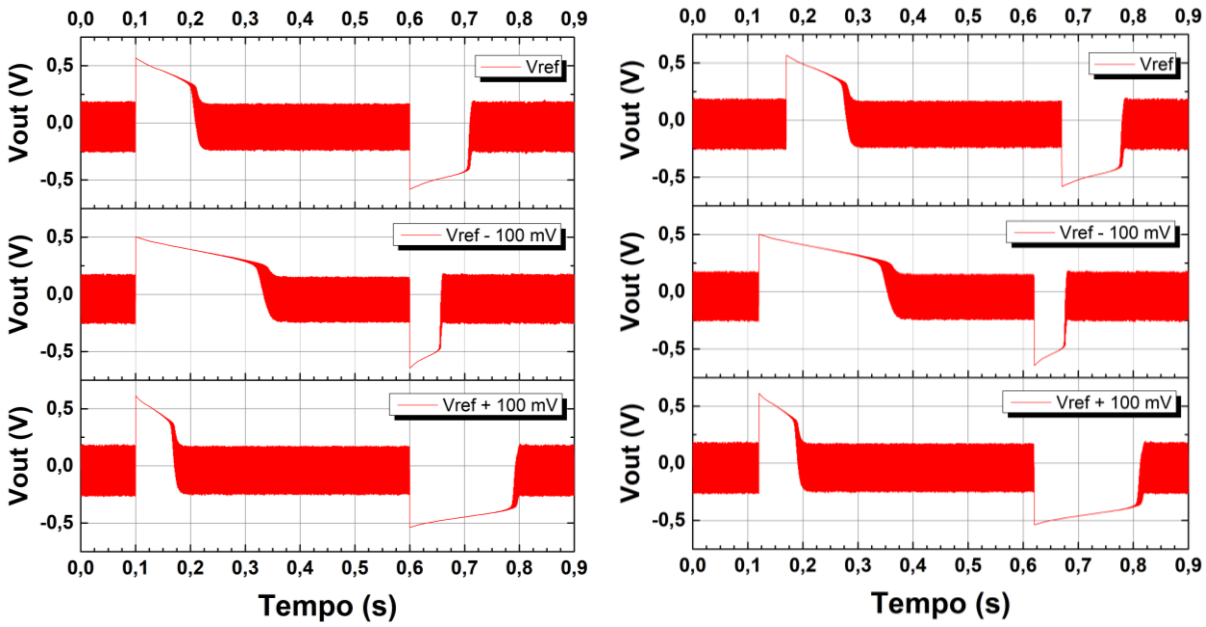


Fonte: Autor.

Um outro ponto importante na análise do bioamplificador é que a tensão de polarização do circuito (Vref na Figura 21) influência nos valores do tempo de recuperação para quando ocorre uma saturação positiva ou negativa. Em todos resultados apresentados até este ponto foi considerada uma tensão de polarização ideal chamada de Vref, valor que permite uma simetria nos tempos de recuperação, ou seja, para ambas as saturações positiva e negativa o tempo é o mesmo. Conforme o valor da tensão de polarização é alterado ocorre um aumento para um dos tempos de recuperação e uma diminuição para o outro, e essa alteração é inversamente proporcional à variação da polarização. Essa afirmação pode ser melhor compreendida analisando a Figura 36, onde são apresentados em (a) os resultados simulados e em (b) as curvas experimentais. São apresentados os resultados para a polarização ideal (Vref), para a polarização ideal diminuída em 100 mV (Vref – 100 mV) e para a polarização ideal aumentada em 100 mV (Vref + 100 mV).

Para a redução da tensão de polarização (Vref – 100 mV) o tempo de recuperação na saturação positiva aumenta e na saturação negativa diminui. Já para o caso onde houve um acréscimo na tensão de polarização (Vref + 100 mV), o tempo de recuperação na saturação positiva reduziu e na negativa aumentou. Isso ocorre pelo fato de que quando o valor da tensão é alterado, as parcelas de tensão aplicadas nos pseudorresistores nas situações de saturação negativa ou positiva do bioamplificador também são alteradas. Como forma de evitar essa assimetria nos tempos de recuperação, deve-se projetar um circuito para a estabilização da tensão de polarização em função da alimentação do circuito. Na Figura 36a também pode ser observado que os resultados obtidos nas simulações foram muito próximos aos observados experimentalmente, o que comprova que o macromodelo PWL consegue fazer uma boa previsão do pseudorresistor em condições diversas.

Figura 36 – Tempo de recuperação (a) simulado e experimental (b) do bioamplificador para diferentes tensões de polarização.



(a) (b)

Fonte: Autor.

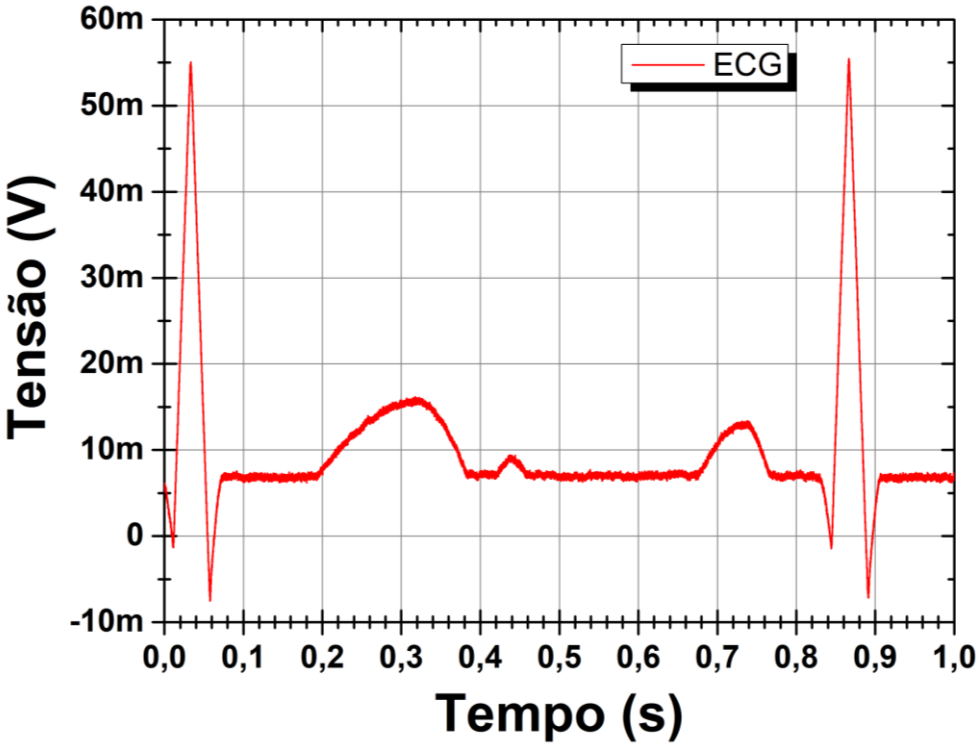
5.2 Detecção do complexo QRS

Para os testes experimentais e simulados do bioamplificador como um detector do complexo QRS foi considerada como frequência cardíaca normal o valor de 1,2 Hz, que equivale ao intervalo de tempo normal entre dois complexos QRS sucessivos de um adulto, que

é cerca de 0,83 segundo ou 72 batimentos por minuto (GUYTON; HALL, 2006). Com o objetivo de comprovar o funcionamento do bioamplificador para a aplicação proposta, ao mesmo tempo em que é feita mais uma validação do macromodelo PWL para o pseudorresistor, os resultados experimentais e simulados serão apresentados de maneira simultânea.

Na Figura 37 é mostrado um sinal de ECG emulado pelo gerador de funções, com uma frequência cardíaca de 1,2 Hz e uma amplitude de 55 mV, que é a amplitude mínima fornecida pelo gerador para esse tipo de sinal.

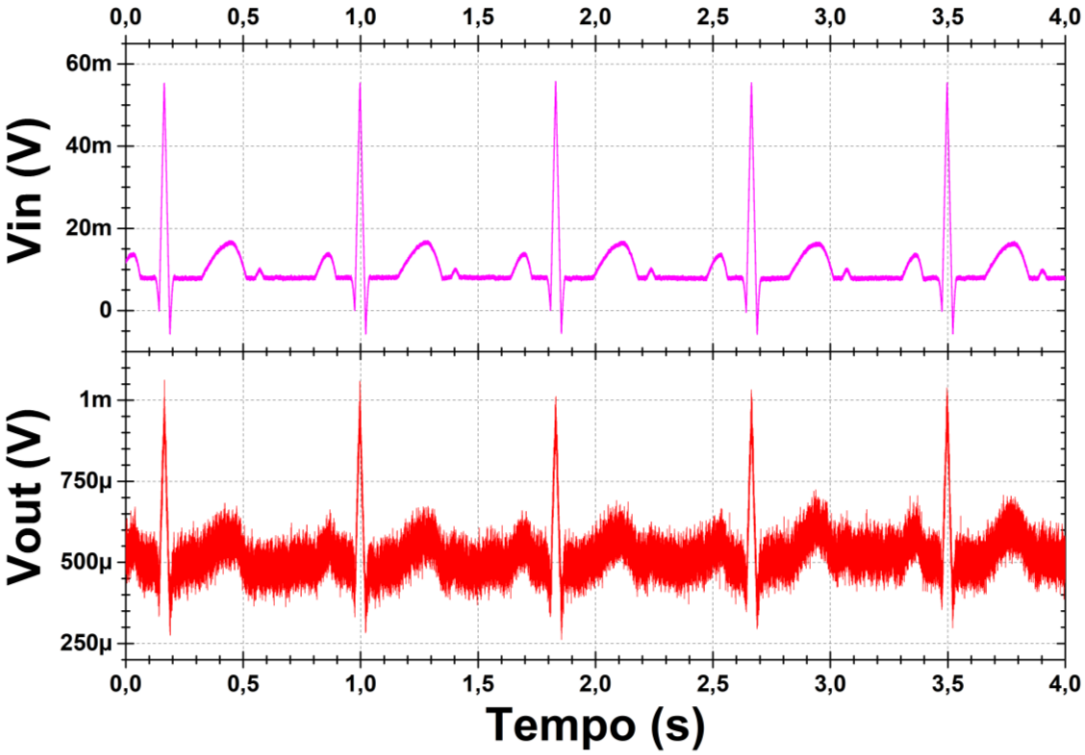
Figura 37 – Sinal de um ECG emulado pelo gerador de funções.



Fonte: Autor.

A amplitude mínima fornecida pelo gerador possui um valor muito grande para um sinal de ECG (0.5 ~ 100 µV - Tabela 1), que poderia saturar a saída do bioamplificador. Na saída do sinal de ECG fornecido, foi adicionado um divisor de tensão resistivo que reduz o sinal em 90 vezes, e por consequência diminui a relação sinal/ruído na entrada do amplificador, ruído esse que é oriundo principalmente da interferência magnética de 60 Hz. Na Figura 38 é mostrada a comparação entre o sinal de ECG antes e depois de passar pelo divisor de tensão resistivo, e o resultado mostra que o sinal disponível na saída não é mais tão bem definido, devido a relação sinal/ruído.

Figura 38 – Sinal de ECG na entrada e na saída do divisor de tensão com frequência de 1,2 Hz.

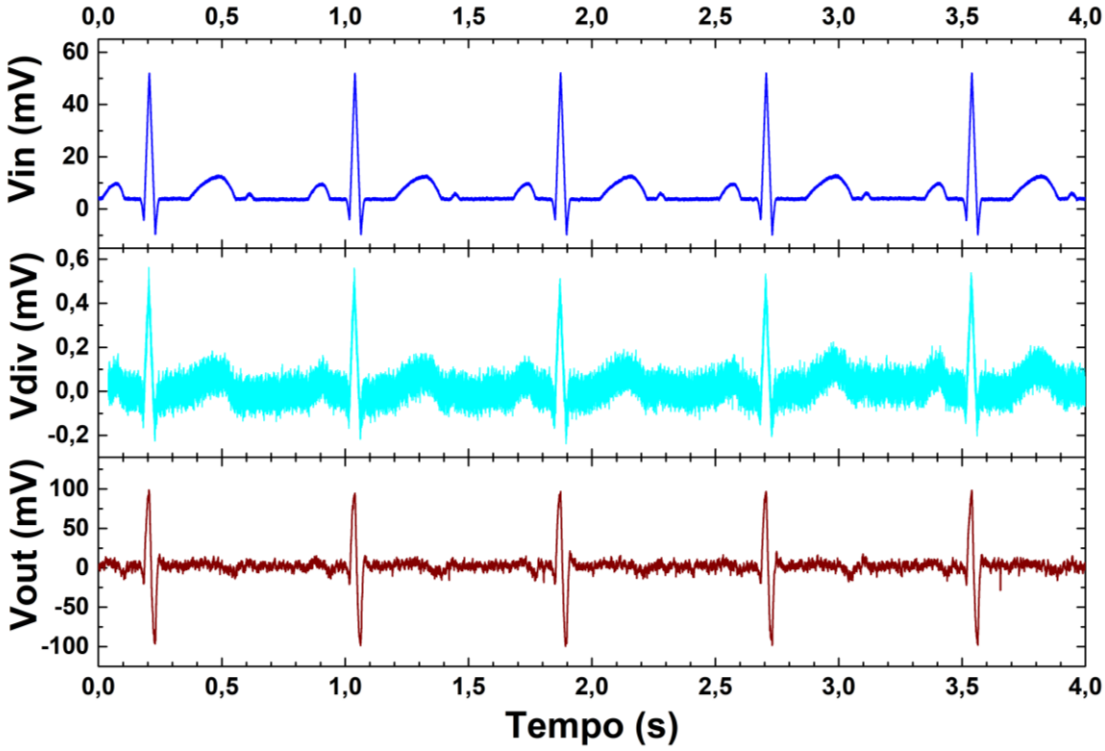


Fonte: Autor.

O primeiro teste experimental foi a medida da saída do bioamplificador com um sinal de ECG de 1,2 Hz aplicado em sua entrada, e o resultado é mostrado na Figura 39. Pode ser observado que mesmo com um sinal de ECG muito ruidoso aplicado em sua entrada, o sinal de saída do bioamplificador fornece um valor elevado de tensão nos instantes correspondentes ao complexo QRS, enquanto que para o restante do período os sinais são suprimidos, cumprindo seu papel de detectar o instante de interesse.

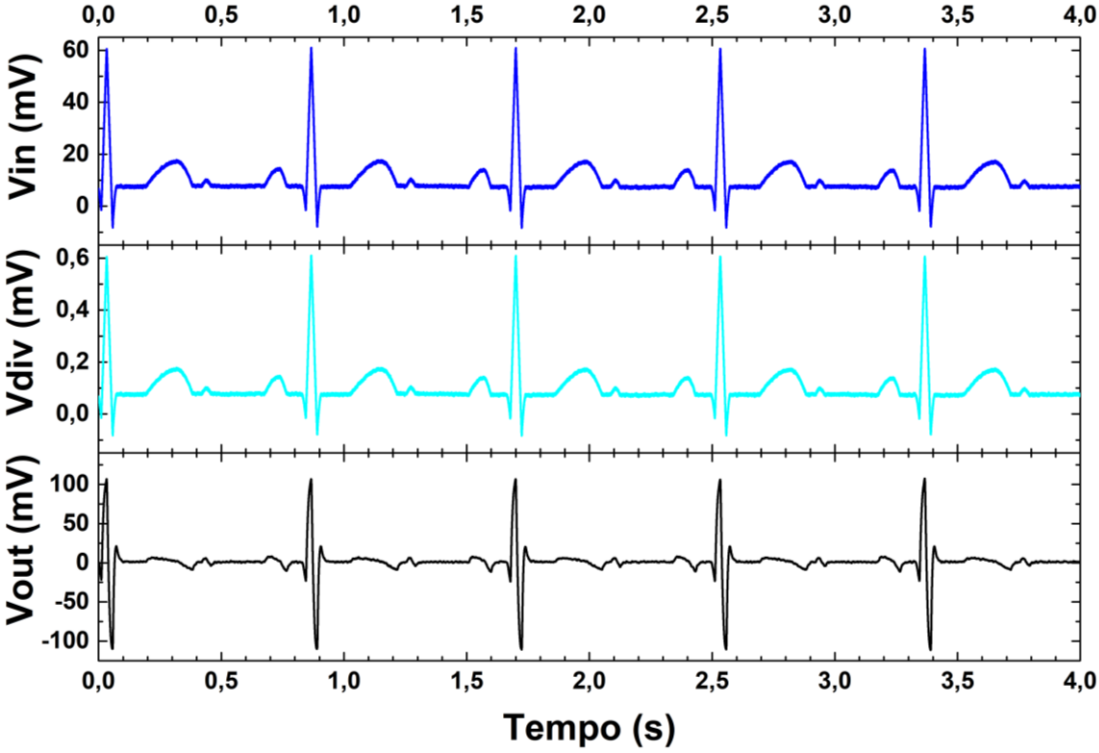
Simulações SPICE foram realizadas considerando um sinal na entrada do amplificador com as mesmas condições do sinal aplicado experimentalmente. Para utilizar um sinal de ECG nas simulações, foi exportado do osciloscópio os dados de leitura do sinal cardíaco com frequência de 1,2 Hz, fornecido pelo gerador de funções em formato de tabela, e essa tabela foi inserida no código do arquivo de simulação na forma de uma fonte de tensão dependente do tempo. Em posse do sinal cardíaco, foi realizada uma simulação transiente de 0 a 4 segundos, onde o resultado do sinal da saída diferencial do bioamplificador é mostrado na Figura 40. O resultado obtido via simulação apresentou comportamento semelhante ao obtido experimentalmente, com algumas diferenças devido ao fato de que o resultado experimental estava sujeito à ruídos.

Figura 39 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 1,2 Hz.



Fonte: Autor.

Figura 40 - Simulação de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 1,2 Hz.



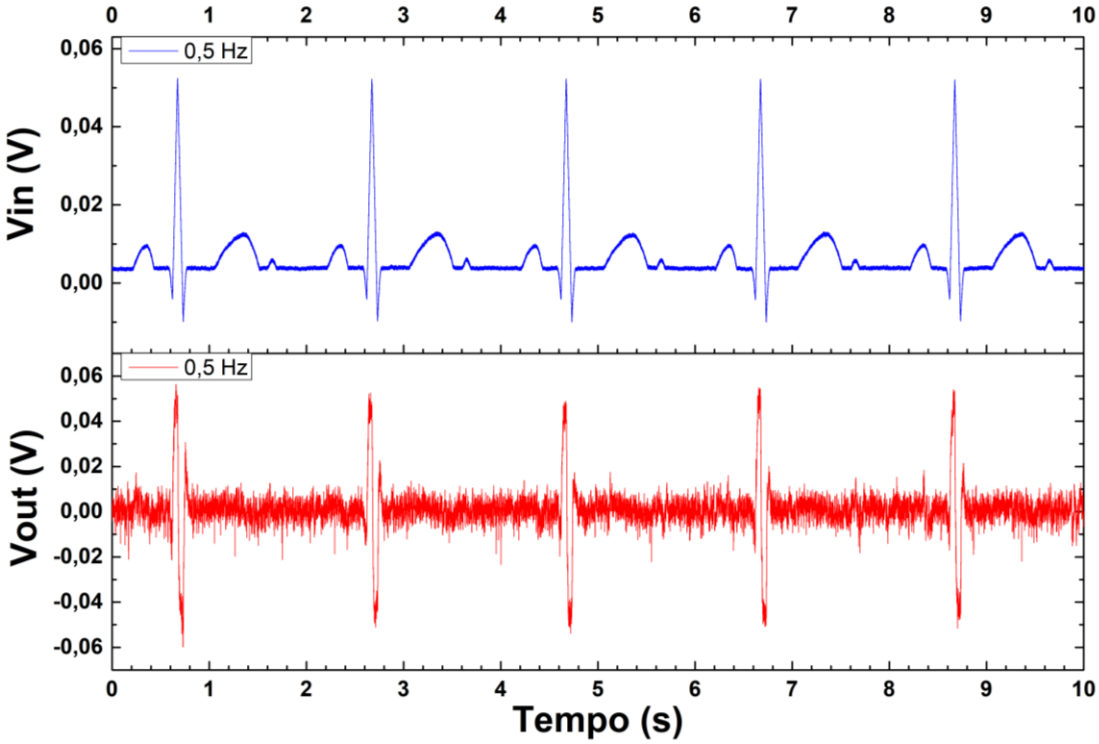
Fonte: Autor.

Para validar o funcionamento do bioamplificador com frequências cardíacas diferentes da adotada como normal, foram feitas análises experimentais considerando três situações: a frequência cardíaca de 0,5 Hz (ou 30 batimentos por minuto) como sendo o valor mínimo (Figura 41), a frequência cardíaca de 3 Hz (ou 180 batimentos por minuto) representado uma pessoa normal com um ritmo acelerado (Figura 42), e por último, uma frequência cardíaca de 5 Hz (ou 300 batimentos por minuto) representado uma pessoa que está sofrendo taquicardia (Figura 43).

Com as medidas apresentadas foi possível comprovar que o circuito bioamplificador proposto neste trabalho é capaz de amplificar os pulsos do complexo QRS, com o objetivo de monitoramento da frequência cardíaca. As variações entre as amplitudes dos sinais obtidos são consequência dos diferentes ganhos que o bioamplificador fornece em função de diferentes frequências (ver Figura 26).

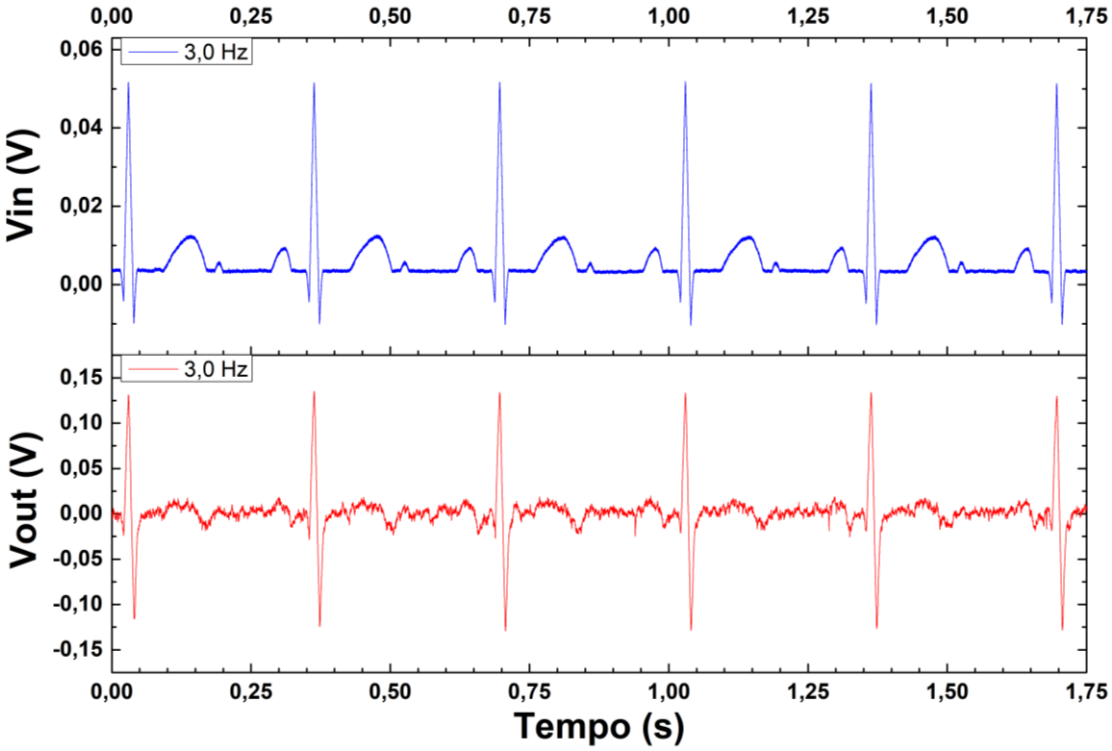
O sinal acessível na saída do detector do complexo QRS pode ser utilizado em outros estágios de tratamento do sinal, como por exemplo em um detector de borda de descida (que pode ser implementado em uma FPGA por exemplo), para análise da frequência cardíaca ou até de uma fibrilação atrial que é o batimento irregular e descompassado do coração.

Figura 41 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 0,5 Hz.



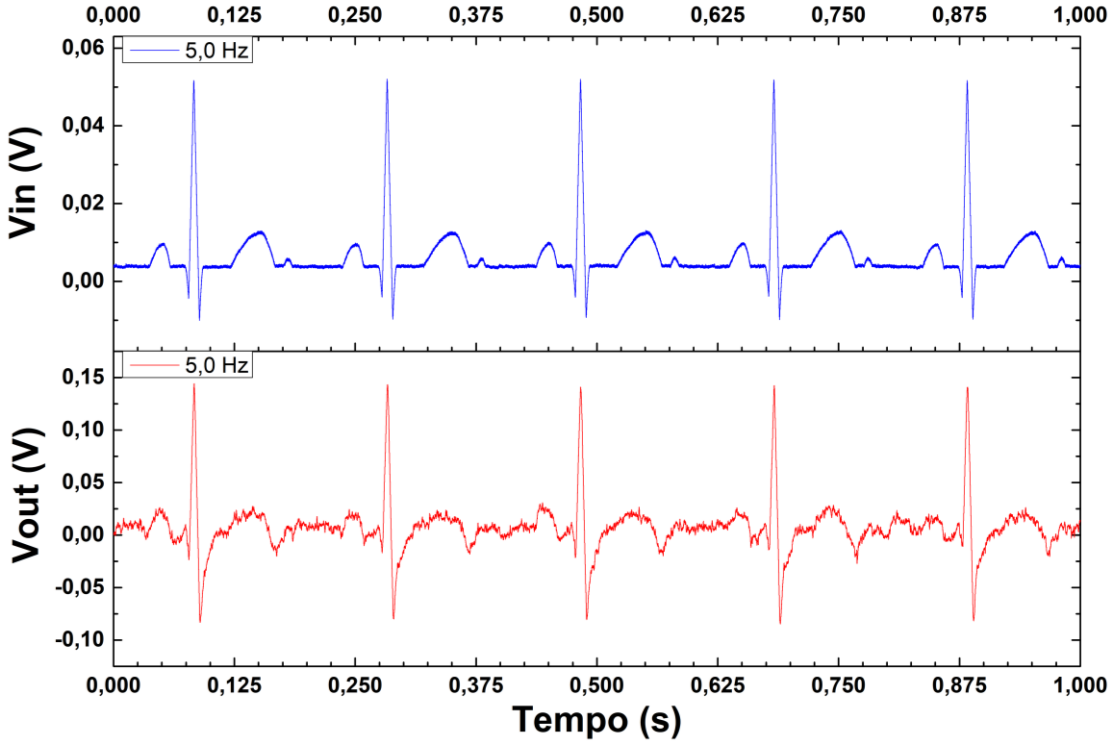
Fonte: Autor.

Figura 42 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 3 Hz.



Fonte: Autor.

Figura 43 - Leitura de um sinal de ECG com frequência cardíaca de 5 Hz.

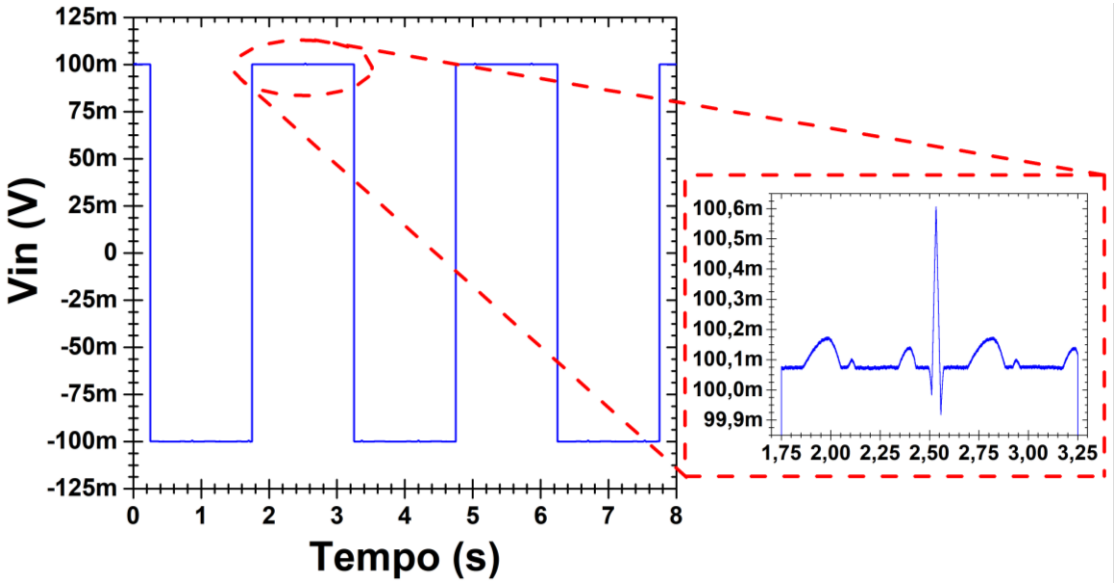


Fonte: Autor.

5.3 Tempo de recuperação na detecção do complexo QRS

Para completar a validação do estudo de caso na temperatura ambiente, foi realizada uma análise do tempo de recuperação do circuito quando o bioamplificador está efetivamente sendo empregado como um detector do complexo QRS. Para a realização da análise foi adicionado em série com o sinal cardíaco de 1,2 Hz, o segundo gerador de funções que forneceu uma onda quadrada com período de 3 segundos e amplitude de 200 mV de pico a pico, que é aproximadamente 200 vezes maior que o valor da amplitude do ECG. A composição do sinal aplicado na entrada do bioamplificador é mostrada na Figura 44, onde pode ser notado que a diferença entre as amplitudes dos sinais é tão grande, que dá a impressão que apenas a onda quadrada está sendo utilizada. Somente ampliando um trecho do sinal (detalhe também mostrado na Figura 44), que é possível visualizar a presença do sinal cardíaco.

Figura 44 - Sinal do ECG em série com a onda quadrada.

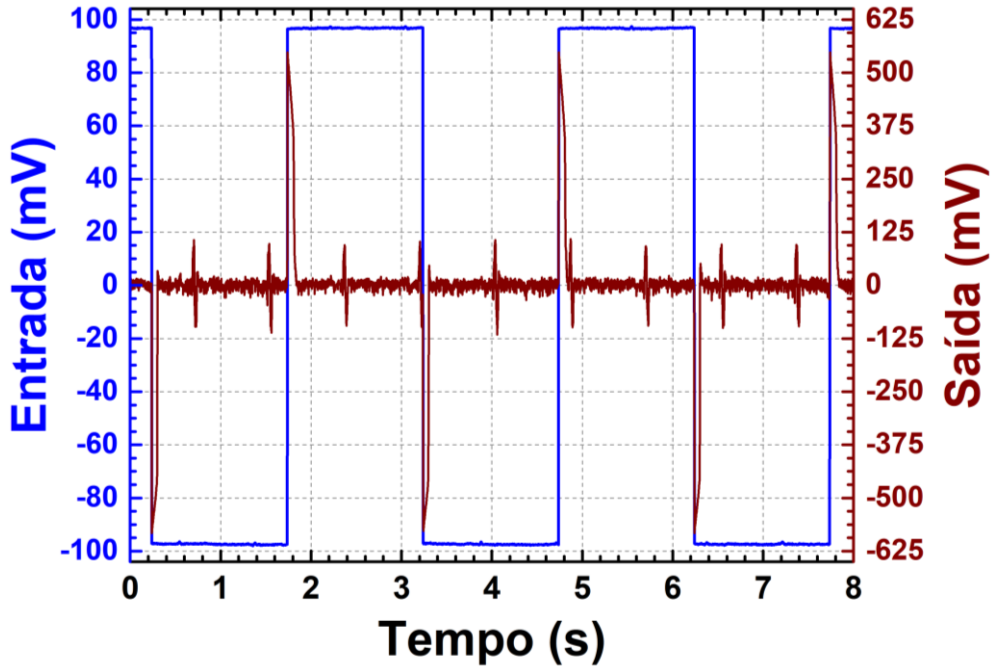


Fonte: Autor.

Quando o sinal composto pelos dois geradores de funções é aplicado na entrada do bioamplificador, é obtido o sinal de saída mostrado na Figura 45, que comprova a argumentação de que para a topologia utilizada, a detecção do complexo QRS é minimamente afetada quando ocorre um transitório de tensão DC na entrada. Com um sinal na entrada do bioamplificador com características semelhantes às aplicadas experimentalmente, foi realizada uma simulação SPICE que é mostrada na Figura 46, e como esperado o circuito reproduziu o mesmo comportamento que o apresentado na avaliação experimental, com isso foi demonstrado que

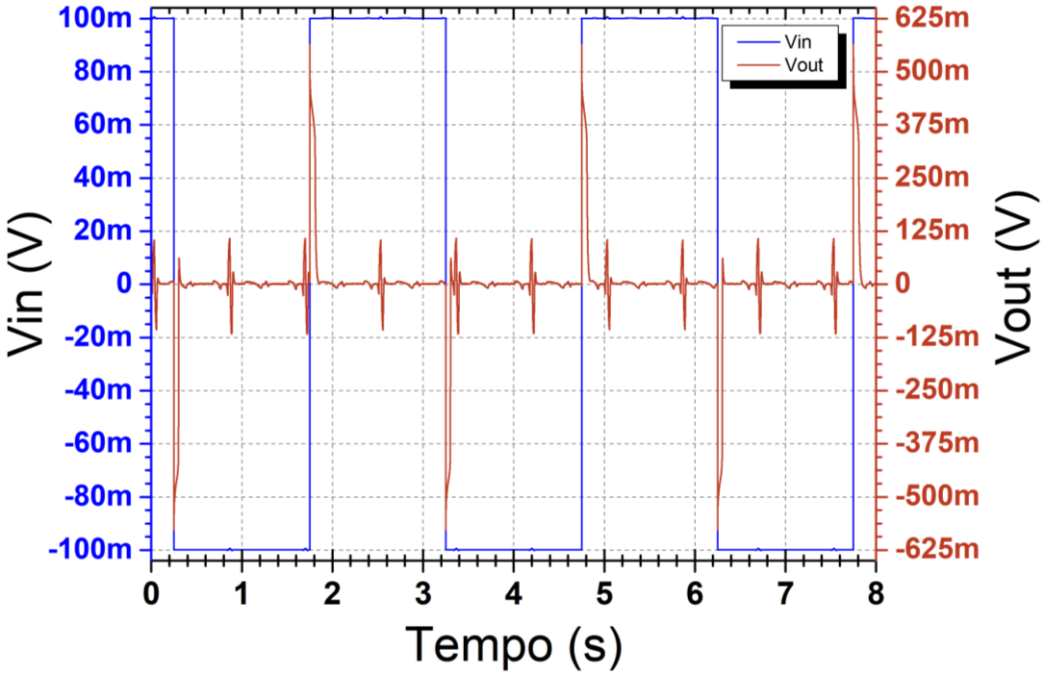
mesmo em situações de aplicações específicas o macromodelo PWL ainda consegue descrever o comportamento do pseudorresistor, validando sua utilização.

Figura 45 - Tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS.



Fonte: Autor.

Figura 46 – Simulação do tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS.

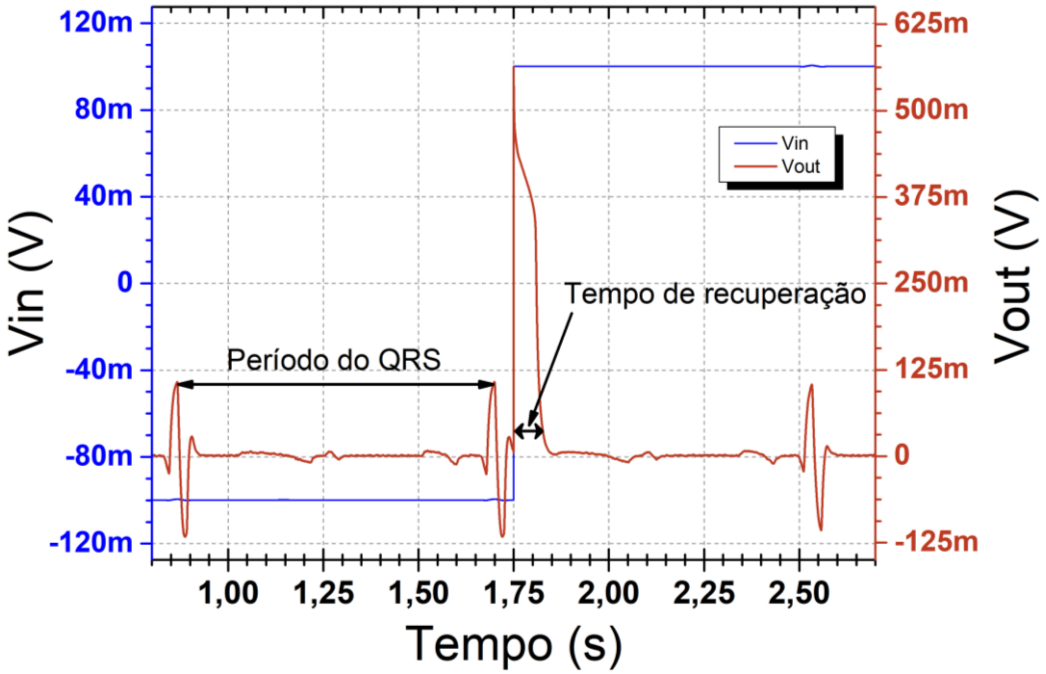


Fonte: Autor.

A Figura 47 mostra um trecho ampliado da curva obtida, onde pode ser visto que em comparação com o período entre dois complexos QRS o tempo que o amplificador demora para se recuperar de um transitório DC na sua entrada é muito menor. Apresentando valores, temos em análises anteriores que o tempo de recuperação para o circuito proposto é de aproximadamente 120 milissegundos, enquanto que para uma frequência cardíaca de 1,2 Hz o período entre dois complexos QRS é de 0,83 segundo. Além disso, também é possível observar na Figura 47 que o tempo de recuperação do circuito possui dimensão semelhante ao tempo de duração de um complexo QRS, isso significa que o pior cenário para a aquisição de um sinal será quando o transitório de tensão DC ocorrer no mesmo instante que se iniciar um complexo QRS, fazendo com que o mesmo não seja contabilizado.

É importante para o sistema de aquisição que todas as vezes que a saturação do bioamplificador ocorrer, a contagem da frequência seja reiniciada para evitar erros caso um QRS tenha sido perdido. Com base nas análises realizadas têm-se que o amplificador para sinais biológicos proposto nesse trabalho, é capaz de fazer a detecção do complexo QRS com uma perda máxima de um batimento para cada vez que ocorrer a saturação do mesmo.

Figura 47 – Comparação entre o tempo de recuperação e o período do complexo QRS.



Fonte: Autor.

6 A PSEUDORRESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA VARIAÇÂO DE TEMPERATURA

Neste capítulo é realizada a caracterização tanto do pseudorresistor, quanto do bioamplificador em relação à variação de temperatura, com o objetivo de incluir essa dependência no macromodelo PWL. Com os equipamentos disponíveis para o controle de temperatura de circuitos encapsulados era possível realizar apenas medidas de aquecimento no ambiente controlado. Todos os dados em função da variação da temperatura foram levantados em uma faixa entre a temperatura ambiente até a temperatura de 60 ºC. A escolha da temperatura máxima de 60 ºC se deve ao fato de garantir que nenhum componente plástico (protoboard, encapsulamento, cabos e pontas de prova) sofra deformações por excesso de temperatura.

6.1 Caracterização do pseudorresistor

O primeiro passo para o ajuste do macromodelo PWL em função da temperatura, foi caracterizar a variação da pseudorresistência a partir do método de medida indireta (BENKO et al., 2016b), para valores de temperatura de 27 ºC, e de 30 ºC até 60 ºC com passos de 5 ºC. O resultado é mostrado na Figura 48, de onde foi levantada a taxa de variação da resistência efetiva em função do aumento de temperatura.

Considerando $R_{p_{amb}}$ como a resistência do pseudorresistor na temperatura ambiente, podemos definir a pseudorresistência em função da temperatura de acordo com a equação (12).

$$R_p(T) = R_{p_{amb}} \times \Delta R_p(T) \tag{12}$$

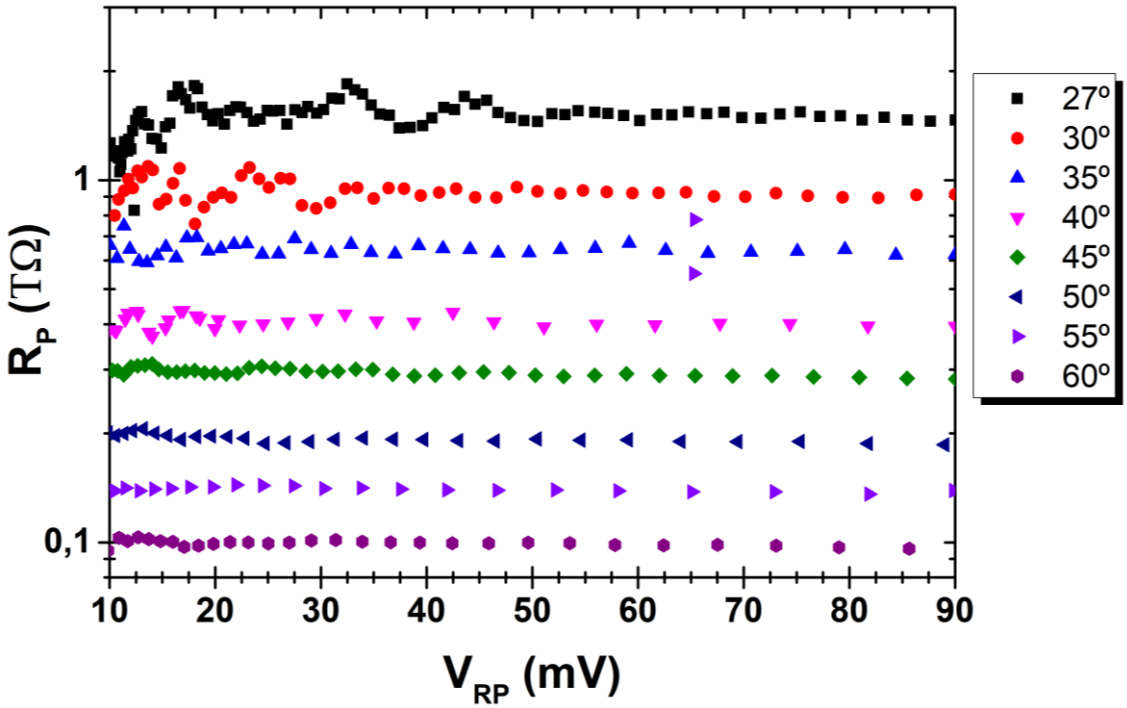
Onde $\Delta R_p(T)$ é a variação da resistência em função da temperatura, que foi calculada a partir dos dados obtidos na Figura 48, e definida conforme a equação (13).

$$\Delta R_p(T) = \left[0{,}448 - \left(\frac{T-27}{500}\right)\right]^{\left(\frac{T-27}{10}\right)} \tag{13}$$

Esta relação foi incluída no código SPICE do macromodelo PWL de forma que a dependência da temperatura está relacionada de forma direta com o parâmetro de temperatura (.TEMP) dos simuladores SPICE. Desta forma o modelo ficou totalmente compatível com os simuladores, não necessitando da inclusão de parâmetros adicionais (o que poderia causar

confusões para o operador), e mais que isso, uma vez que se deseja analisar o comportamento de um circuito como todo em função da temperatura, o mesmo parâmetro que altera o comportamento dos demais elementos do circuito, também alterará o comportamento do pseudorresistor.

Figura 48 - Pseudorresistência em função da temperatura.

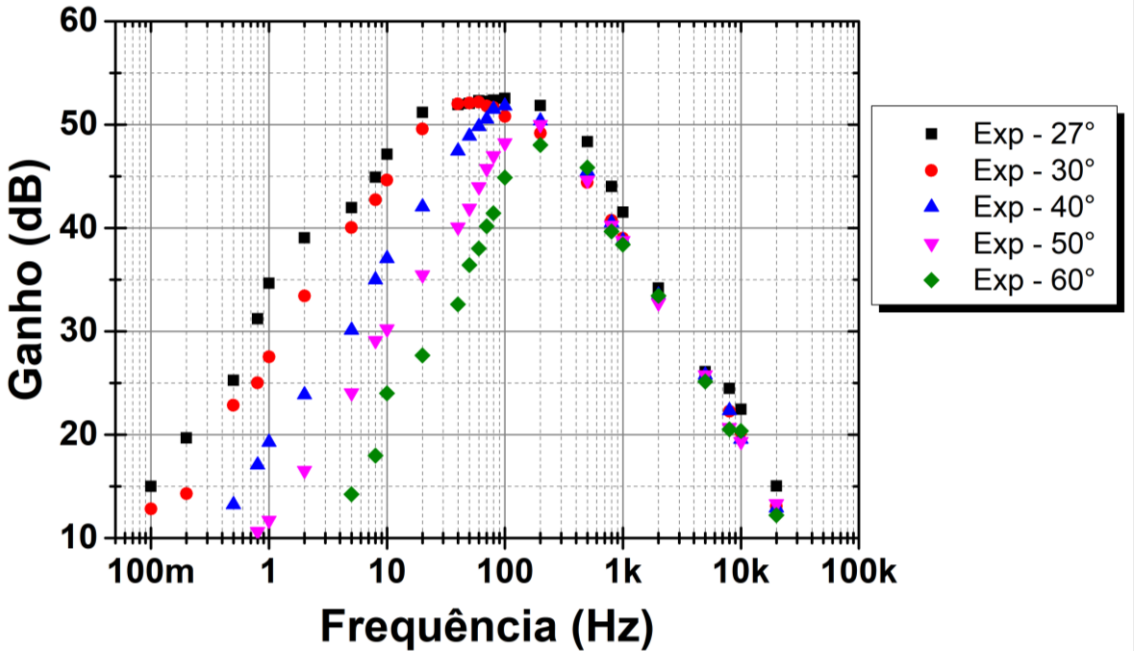


Fonte: Autor.

6.2 Caracterização do ganho do bioamplificador

Antes de validar o macromodelo com o novo ajuste, foi necessário levantar a dependência do ganho do bioamplificador com a variação de temperatura. A Figura 49 mostra as curvas de ganho para a temperatura ambiente e para uma faixa entre 30 º C e 60 ºC com passos de 10 ºC.

Figura 49 - Curva de ganho do bioamplificador para diferentes temperaturas.



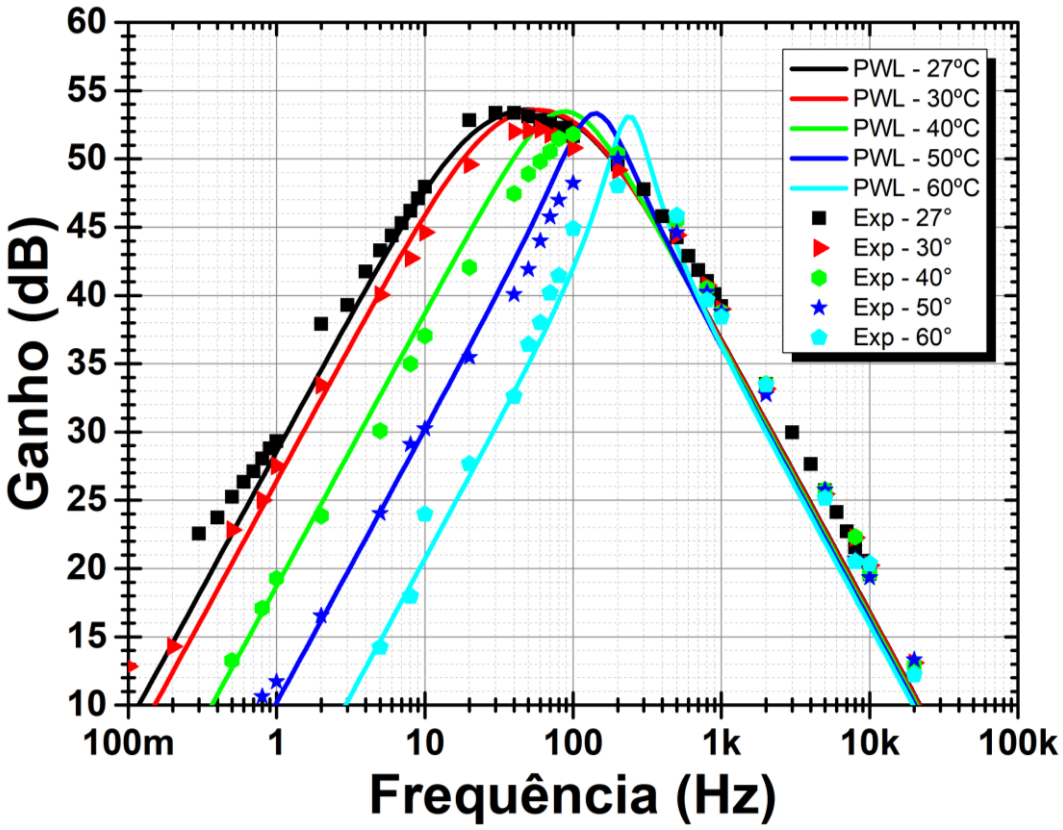
Fonte: Autor.

Pode ser observado que apenas há alterações significativas para as frequências baixas (menores que a frequência central), o que sugere que o componente do bioamplificador que mais sofre com a variação da temperatura é o pseudorresistor. Para confirmar esta hipótese, foi calculada a taxa de queda do ganho em função do aumento da temperatura, e os valores encontrados são muito próximos aos encontrados para o pseudorresistor, o que confirma as suspeitas geradas pela inspeção visual.

6.3 O macromodelo PWL com dependência da temperatura

Para realizar a validação do macromodelo PWL com a inclusão da dependência de temperatura, foram realizadas uma série de medidas experimentais que foram confrontadas com os resultados obtidos por simulação. Primeiramente, foi simulada a curva de ganho do bioamplificador, que gerou o resultado apresentado na Figura 50. Comparando os dois conjuntos de curvas pode ser observado que o circuito simulado apresenta resultados próximos aos valores obtidos experimentalmente. A pequena diferença entre os valores pode se dar da falta da previsão das capacitâncias no macromodelo (já citado anteriormente).

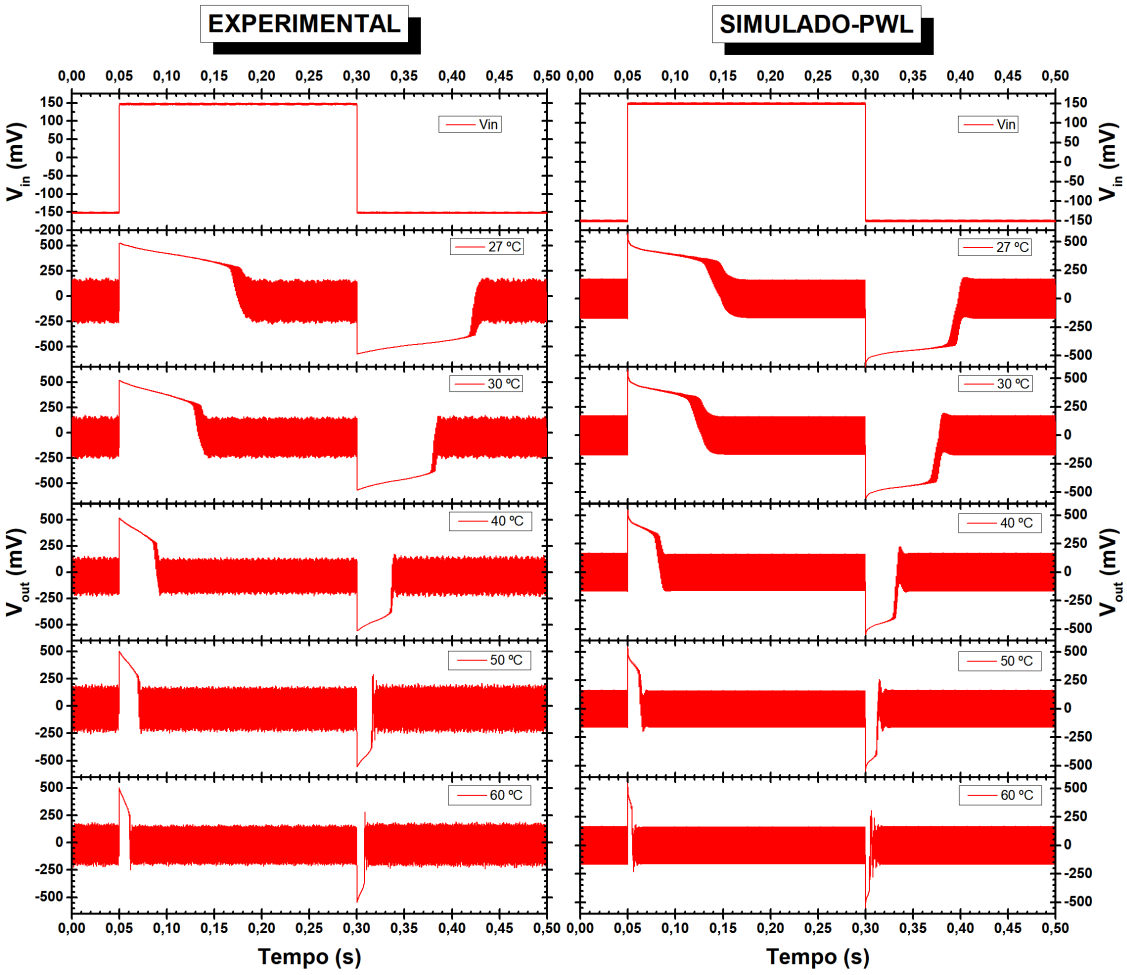
Figura 50 - Comparação entre resultados experimentais e simuladas do ganho do bioamplificador para diferentes temperaturas.



Fonte: Autor.

O próximo passo foi levantar o comportamento do tempo de recuperação para diferentes temperaturas. Utilizando como sinal de entrada uma onda senoidal de 5 mV de pico-a-pico e 1 kHz de frequência, em série com uma onda quadrada de 300 mV de pico-a-pico e 2 Hz de frequência foram obtidos resultados experimentais e simulados com o macromodelo. A Figura 51 mostra que a utilização do macromodelo para a situação analisada pode trazer resultados próximos aos obtidos experimentalmente. Do ponto de vista de aplicação, pode ser observado que conforme a temperatura aumenta, o tempo de recuperação do circuito sofre uma redução. Este resultado é esperado tendo em vista que com o aumento da temperatura a resistência equivalente do pseudorresistor sofre uma redução, levando à uma constante de tempo menor para o carregamento e descarregamento do capacitor. Posteriormente o tempo de recuperação será analisado na detecção do complexo QRS.

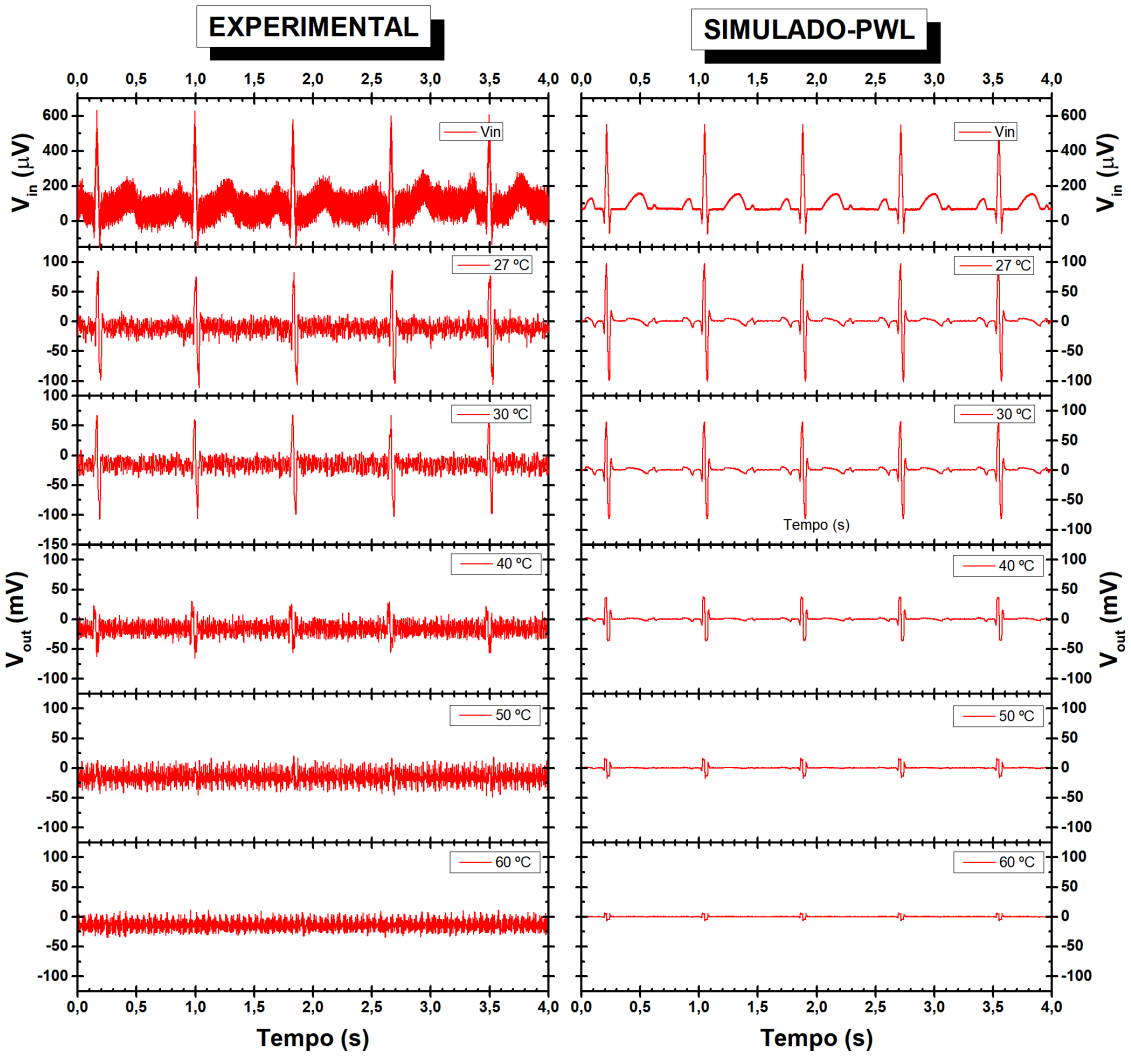
Figura 51 - Tempo de recuperação do bioamplificador. Resultados experimentais e simulados para diferentes valores de temperatura.



Fonte: Autor.

Visando a aplicação para a qual o bioamplificador foi projetado, medidas de detecção do complexo QRS foram realizadas e são apresentadas na Figura 52. Também são apresentados os resultados de simulações considerando as mesmas condições de entrada utilizadas nas medidas experimentais. Do ponto de vista da simulação, o macromodelo PWL se mostra mais uma vez apto para a previsão do comportamento dos circuitos que utilizam pseudorresistores. Com relação ao desempenho, conforme a temperatura aumenta, o ganho da resposta do QRS diminui. Observando as curvas da Figura 49, já era possível de prever esse comportamento. Devido ao nível de interferência magnética de 60 Hz, para as medidas experimentais a partir de 50 ºC não é mais possível identificar a ocorrência do complexo QRS. Deve-se levar em consideração que além do circuito ser alimentado por fontes DC, devido à grande quantidade de interligações entre os equipamentos utilizados, foram utilizados cabos convencionais do tipo banana-banana, e tudo isso pode contribuir para a recepção de ruído. O ruído intrínseco do amplificador e do pseudorresistor também podem interferir nos resultados práticos.

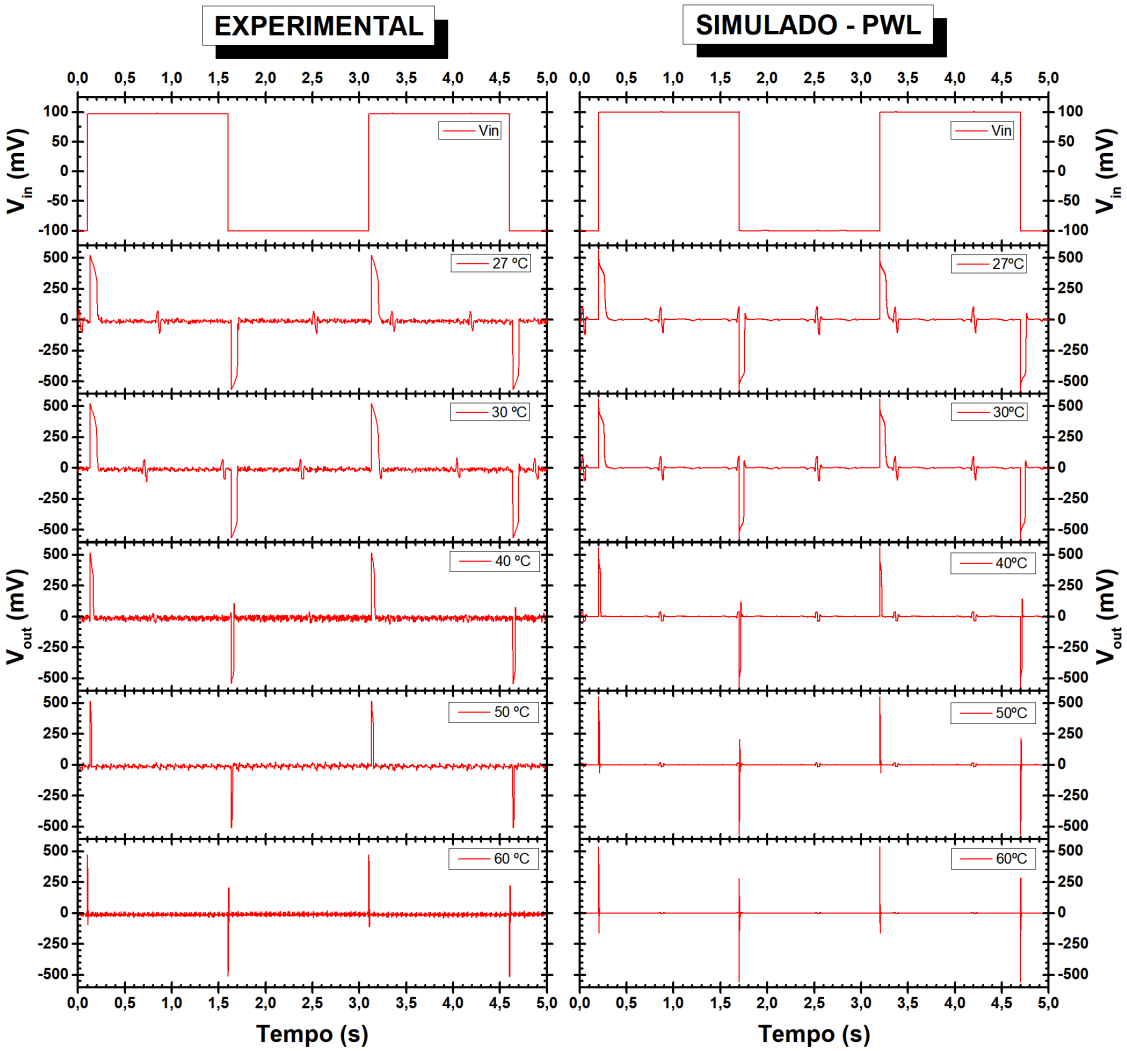
Figura 52 - Detecção do complexo QRS: resultados experimentais e simulados para diferentes valores de temperatura.



Fonte: Autor.

Para finalizar, a análise do tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS foi realizada para as temperaturas selecionadas. Na Figura 53 podemos observar a junção de dois fenômenos opostos vistos nos itens anteriores, que é a redução do tempo de recuperação ao mesmo tempo em que o ganho do amplificador e reduzido. E mais uma vez os resultados simulados reiteram o que foi visto ao longo das comparações: o macromodelo PWL é um modelo simples e de aderência à maioria dos simuladores SPICE, capaz de reproduzir o comportamento do pseudorresistor, ainda que em temperaturas diferentes.

Figura 53 - Tempo de recuperação durante a detecção do complexo QRS: resultados experimentais e simulados para diferentes valores de temperatura.



Fonte: Autor.

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvido um macromodelo PWL (*PieceWise Linear*) baseado na técnica de linearização por partes, que possibilita a realização de simulações SPICE (DC e transiente) do comportamento dos pseudorresisores, visto que os modelos SPICE disponíveis não conseguem prever o comportamento correto do mesmo devido a região de polarização não convencional que ele opera.

O macromodelo PWL possui a vantagem de ser compatível com a maioria das plataformas SPICE, e por sua simplicidade, demanda um pequeno tempo durante a simulação, não alterando significativamente o tempo total de simulação do circuito em que ele for empregado.

Como estudo de caso, foi utilizado um circuito bioamplificador para detecção do complexo QRS em um eletrocardiograma. O bioamplificador possui pseudorresistores em sua topologia, e seu circuito foi projetado seguindo as técnicas de projeto pelo coeficiente de inversão, e teve seu leiaute desenvolvido para a tecnologia 8HP de 0,13 μm da Global Foundries, o qual foi utilizado para a fabricação de um circuito integrado através do programa estudantil da MOSIS.

Foram realizadas análises experimentais no circuito bioamplificador que comprovaram a sua eficiência na detecção do complexo QRS, mesmo em situações com presença de ruídos.

A análise do tempo de recuperação do circuito comprovou que para a topologia proposta, esse tempo possui um valor de apenas 0,83 segundo, e que para esta aplicação para a qual o amplificador foi projetado, as perdas em relação ao tempo de recuperação são mínimas, se limitando a um batimento cardíaco no pior caso. Esses valores só foram possíveis de serem alcançados com o uso das características não lineares do pseudorresistor, que ainda são pouco exploradas na literatura.

A tensão de polarização do circuito amplificador fora do seu valor dito como ideal, altera os tempos de recuperação entre as situações de saturação positiva ou negativa do circuito.

Para complementar o macromodelo PWL, foi realizada uma caracterização tanto do pseudorresistor quanto do bioamplificador em relação a variação de temperatura. Foi adicionada ao modelo a dependência da temperatura que é totalmente compatível com o parâmetro de temperatura dos simuladores SPICE.

Como forma de validação do macromodelo foram realizadas simulações com as mesmas condições de todas as análises realizadas experimentalmente no bioamplificador, e os resultados obtidos foram bastantes satisfatórios, mostrando que o macromodelo PWL pode ser

utilizado como um pseudorresistor em circuitos para que análises de comportamento sejam feitas antes mesmo dos circuitos serem fabricados, minimizando erros e por consequência evitando a perda de tempo e até dinheiro durante o processo de fabricação.

REFERÊNCIAS

BAKER, R. J. **CMOS Circuit Design, Layout and Simulation**. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2010.

BENKO, P. L. et al. Bio-amplifier based on MOS bipolar pseudo-resistors: A new approach using its non-linear characteristic. **Journal of Integrated Circuits and Systems**, v. 11, n. 2, p. 132–139, 2016a.

BENKO, P. L. **Uma nova abordagem de projeto de amplificadores integrados para biopotenciais, baseados em pseudo-resistores não lineares**. [s.l.] Centro Universitário FEI, 2016.

BENKO, P. L. et al. Innovative approach for electrical characterisation of pseudo-resistors. **Electronics Letters**, v. 52, n. 25, p. 2031–2032, 8 dez. 2016b.

BERBARI, E. J. Principles of Electrocardiography. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). . **The Biomedical Engineering Handbook**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.

CADENCE DESIGN SYSTEMS, I. **About PSPICE**. Disponível em: <http://www.pspice.com/about>. Acesso em: 20 fev. 2020.

CHENG, Y. et al. **BSIM3v3 manual**BerkeleyUniversity of California, , 1996. Disponível em: <http://www.nikola.com/old/pdf/bsimset.pdf>

CHUA, L. O.; DESOER, C. A.; KUH, E. S. **Linear And Nonlinear Circuits**. Singapore: McGraw-Hill Co., 1987.

CLARK JR., J. W. The Origin of Biopotentials. In: WEBSTER, J. G. (Ed.). . **Medical Instrumentation : Aplication and Design**. 4. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, Inc., 2010. p. 126–188.

COHEN, A. Biomedical Signals: Origin and Dynamic Characteristics; Frequency-Domain Analysis. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). . **The Biomedical Engineering Handbook Vol. I**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2000.

CONNELLY, J. A.; CHOI, P. **Macromodeling with SPICE**. New Jersey: Prentice Hall, 1992.

DELBRUCK, T.; MEAD, C. A. Adaptive photoreceptor with wide dynamic range. **Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS '94**, v. 4, p. 339–342, 1994.

DELBRÜCK, T.; MEAD, C. A. Analog VLSI Adaptive , Logarithmic , Wide – Dynamic-Range Photoreceptor. **Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems.**, v. 4, p. 339–342, 1994.

ELGENDI, M.; JONKMAN, M.; DEBOER, F. Frequency Bands Effects on QRS Detection. **3Rd International Conference on Bioinspired Systems and Signal Processing**, n. August, p. 428–431, 2010.

ENZ, C. C.; KRUMMENACHER, F.; VITTOZ, E. A. An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low-voltage and low-current applications. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, v. 8, n. 1, p. 83–114, jul. 1995.

FLANDRE, D. et al. Ultra-low-power analog and digital circuits and microsystems using disruptive ultra-low-leakage design techniques. **2012 8th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems, ICCDCS 2012**, p. 1–2, 2012.

GOMES, R. L. **Estudo Comparativo do Ruído Flicker (1/f) entre Amplificadores Operacionais de Transcondutância utilizando Tecnologia Convencional e de Canal Gradual (GC) SOI nMOSFET**. [s.l.] Centro Universitário da FEI, 2008.

GOSSELIN, B.; SAWAN, M.; CHAPMAN, C. A. A low-power integrated bioamplifier with active low-frequency suppression. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 1, n. 3, p. 184–192, 2007.

GUYTON, A. C.; HALL, E. J. **Tratado de fisiologia médica**. 11. ed. Rio de Janeiro: Elsevier Inc., 2006.

HARRISON, R. R.; CHARLES, C. A low-power low-noise CMOS amplifier for neural recording applications. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 38, n. 6, p. 958–965, 2003.

HWANG, S.; ANINAKWA, K.; SONKUSALE, S. Bandwidth tunable amplifier for recording biopotential signals. **2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC'10**, p. 662–665, 2010.

IBM, C. **BiCMOS8HP Design Manual**. [s.l: s.n.].

IEONG, C.-I. et al. A 0.83- muW QRS detection processor using quadratic spline wavelet transform for wireless ECG acquisition in 0.35- mum CMOS. **IEEE transactions on biomedical circuits and systems**, v. 6, n. 6, p. 586–595, 2012.

JANG, T. et al. Circuit and System Designs of Ultra-Low Power Sensor Nodes With Illustration in a Miniaturized GNSS Logger for Position Tracking: Part II—Data Communication, Energy Harvesting, Power Management, and Digital Circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 64, n. 9, p. 2250–2262, set. 2017a.

JANG, T. et al. Circuit and System Designs of Ultra-Low Power Sensor Nodes With Illustration in a Miniaturized GNSS Logger for Position Tracking: Part I—Analog Circuit Techniques. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 64, n. 9, p. 2237–2249, set. 2017b.

KRUMMENACHER, F. High voltage gain CMOS OTA for micropower SC filters. **Electronics Letters**, v. 17, n. 4, p. 160, 1981.

LI, X. et al. PSP 103.1 Model Manual. **Semiconductors**, p. 136, 2009.

LI, Y. et al. An ECG recording front-end with continuous-time level-crossing sampling. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 8, n. 5, p. 626–635, 2014.

LIN, C. H. Frequency-domain features for ECG beat discrimination using grey relational analysis-based classifier. **Computers and Mathematics with Applications**, v. 55, n. 4, p. 680–690, 2008.

MENTOR GRAPHICS, C. Calibre ® xRC ™ User ' s Manual. 2014.

MENTOR GRAPHICS, C. Pyxis Layout User's Manual for the Pyxis Custom Design Platform. 2016a.

MENTOR GRAPHICS, C. Pyxis Layout Reference Manual for the Pyxis Custom Design Platform. 2016b.

MENTOR GRAPHICS, C. Eldo ® Platform User ' s Manual. 2017a.

MENTOR GRAPHICS, C. Eldo ® Platform Reference Manual. 2017b.

MORA LOPEZ, C. et al. A Neural Probe with Up to 966 Electrodes and Up to 384 Configurable Channels in 0.13 µm SOI CMOS. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 11, n. 3, p. 510–522, 2017.

NAGEL, J. H. Biopotential Amplifiers. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). . **The Biomedical Engineering Handbook Vol. I**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2000.

NAGEL, L. W.; PEDERSON, D. O. **Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE)16th Midwest Symp. on Circuit Theory, Ontario, Canada**. Berkeley: [s.n.]. Disponível em: <http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1973/22871.html>.

NEUMAN, M. R. Biopotential Electrodes. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). . **The Biomedical Engineering Handbook Vol. I**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2000.

NEUMAN, M. R. Biopotential Electrodes. In: WEBSTER, J. G. (Ed.). . **Medical Instrumentation : Application and Design**. 4. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, Inc., 2010a. p. 189–240.

NEUMAN, M. R. Biopotential Amplifiers. In: WEBSTER, J. G. (Ed.). . **Medical Instrumentation : Application and Design**. 4. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, Inc., 2010b. p.

241–292.

NG, K. A.; XU, Y. P. A Compact , Low Input Capacitance Neural Recording Ampli fi er. **IEEE Trans. Biomedical Circuits and Systems**, v. 7, n. 5, p. 610–620, 2013.

OLIVEIRA, A. T. **Detecção do complexo QRS em sinais cardíacos utilizando FPGA**. [s.l.] Universidade Estadual de Campinas, 2010.

OLSSON, R. H. I. I. et al. Band-Tunable and Multiplexed Interated Circuits for Simultaneeous Recording and Stimulation with Microelectrode Arrays. **IEEE T Bio-Med Eng**, v. 52, n. 7, p. 1303–1311, 2005.

PALOMEQUE-MANGUT, D. et al. Design of Robust Pseudo-Resistors with Optimized Frequency Response. **2017 European Conference on Circuit Theory and Design**, n. 1, p. 0–3, 2017.

PARTHASARATHY, J. et al. An integrated CMOS bio-potential amplifier with a feed-forward DC cancellation topology. **Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings**, p. 2974–2977, 2006.

PENG, S. Y. et al. A charge-based low-power high-SNR capacitive sensing interface circuit. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 7, p. 1863–1872, 2008.

PEREIRA, C. F. et al. **Transitory recovery time of bio-potential amplifiers that include CMOS pseudo-resistors**. 2014 International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDCS). **Anais**...IEEE, abr. 2014Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7016169/>

PEREIRA, C. F. **Projeto, simulação e caracterização de pseudorresistores MOS para uso em amplificadores de sinais biológicos**. [s.l.] Centro Universitário FEI, 2015.

PEREIRA, C. F. et al. **Teraohm pseudo-resistor experimental characterization aiming at implementation of bio-amplifiers**. 2016 31st Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro). **Anais**...IEEE, ago. 2016Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7731361/>

PEREIRA, C. F. et al. **Experimental study and modeling of pseudo-resistor's non-linearity**. 2017 32nd Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro). **Anais**...IEEE, ago. 2017Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8112999/>

PEREIRA, C. F. et al. Non-linear model for pseudo CMOS resistors addressing the recovery time in bio-amplifiers. **Semiconductor Science and Technology**, v. 34, n. 7, p. 075032, 1 jul. 2019.

PUDDU, R. et al. A Precision Pseudo Resistor Bias Scheme for the Design of Very Large Time Constant Filters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 64, n. 7, p. 762–766, 2017.

QUARLES, T. et al. **SPICE3 Version 3f3 User's Manual**BerkeleyUniversity of California, , 1993. Disponível em: <http://www-inst.eecs.berkeley.edu/~ee140/sp11/handouts/man_spice3.pdf>

REZAEE-DEHSORKH, H. et al. Analysis and Design of Tunable Amplifiers for Implantable Neural Recording Applications. **IEEE J. Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems**, v. 1, n. 4, p. 546–556, 2011.

SCHOLTEN, A. J. et al. Noise modeling for RF CMOS circuit simulation. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 50, n. 3, p. 618–632, mar. 2003.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.

SHIUE, M. T.; YAO, K. W.; GONG, C. S. A. Tunable high resistance voltage-controlled pseudo-resistor with wide input voltage swing capability. **Electronics Letters**, v. 47, n. 6, p. 377–378, 2011.

STEYAERT, M. S. J.; SANSEN, W. M. C. Power Supply Rejection Ratio in Operational Transconductance Amplifiers. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 37, n. 9, p. 1077–1084, 1990.

STEYAERT, M. S. J.; SANSEN, W. M. C.; ZHONGYUAN, C. A micropower low-noise monolithic instrumentation amplifier for medical purposes. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 22, n. 6, p. 1163–1168, 1987.

THE MOSIS SERVICE, U. I. S. I. **MOSIS MEP FAQ**. Disponível em: <https://www.mosis.com/pages/Faqs/faq-education>. Acesso em: 13 jan. 2018.

TOWE, B. C. Bioelectricity and its Measurements. In: KUTZ, M. (Ed.). . **Biomedical Engineering and Design Handbook Vol. I**. 2. ed. [s.l.] McGraw-Hill, 2009. p. 481–528.

TU, C. C.; LIN, T. H. Measurement and parameter characterization of pseudo-resistor based CCIA for biomedical applications. **2014 IEEE International Symposium on Bioelectronics and Bioinformatics, IEEE ISBB 2014**, p. 2–5, 2014.

VARGHESE, A. Membrane Models. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). . **The Biomedical Engineering Handbook**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.

WANG, T. Y.; LIU, L. H.; PENG, S. Y. A power-efficient highly linear reconfigurable biopotential sensing amplifier using gate-balanced pseudoresistors. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 62, n. 2, p. 199–203, 2015.

YAO, K. W. et al. A differential difference amplifier for neural recording system with tunable low-frequency cutoff. **2008 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits, EDSSC**, p. 6–9, 2008.

YIN, M.; GHOVANLOO, M. A Low-Noise Preamplifier with Adjustable Gain and Bandwidth for Biopotential Recording Applications. **2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, p. 321–324, 2007.

ZHANG, X.; LIAN, Y. A 300-mV 220-nW Event-Driven ADC With Real-Time QRS Detection for Wearable ECG Sensors. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 8, n. 6, p. 834–843, dez. 2014.

ZHANG, X.; SMITH, N.; WEBB, A. Medical Imaging. In: FENG, D. D. (Ed.). . **Biomedical Information Technology**. [s.l.] Elsevier Inc., 2008. p. 3–27.

ZHAO, W.; LI, H.; ZHANG, Y. **A low-noise integrated bioamplifier with active DC offset suppression**. 2009 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference. **Anais**...IEEE, nov. 2009Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5372099/>

APÊNDICE A – TRABALHOS PUBLICADOS

Os trabalhos relacionados abaixo foram elaborados e publicados no período de realização deste curso de doutorado:

PEREIRA, C. F. et al. Non-linear model for pseudo CMOS resistors addressing the recovery time in bio-amplifiers. **Semiconductor Science and Technology**, v. 34, n. 7, p. 075032, 1 jul. 2019.

PEREIRA, C. F. et al. **Experimental study and modeling of pseudo-resistor's non-linearity**. 2017 32nd Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro). **Anais**...IEEE, ago. 2017

PEREIRA, C. F. et al. **Teraohm pseudo-resistor experimental characterization aiming at implementation of bio-amplifiers**. 2016 31st Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro). **Anais**...IEEE, ago. 2016

BENKO, P. L. et al. Bio-amplifier based on MOS bipolar pseudo-resistors: A new approach using its non-linear characteristic. **Journal of Integrated Circuits and Systems**, v. 11, n. 2, p. 132–139, 2016.

BENKO, P. L. et al. Innovative approach for electrical characterisation of pseudo-resistors. **Electronics Letters**, v. 52, n. 25, p. 2031–2032, 2016.

APÊNDICE B – CÓDIGO SPICE DO MACROMODELO PWL (ELDO)

```
* File: PWL

.subckt PseudoResistor 1000 2000
.param FRp={(0.448-((TEMP-27)/500))^((TEMP-27)/10)}
RRp0 1000 2000 {1.05E12*FRp}
DRp101 1000 1011 Dideal T=27
RRp101 1011 1012 {2.1E13*FRp}
VRP101 1012 2000 DC 0.05
DRp201 2000 2011 Dideal T=27
RRp201 2011 2012 {2.1E13*FRp}
VRP201 2012 1000 DC 0.05
DRp102 1000 1021 Dideal T=27
RRp102 1021 1022 {1.23E13*FRp}
VRP102 1022 2000 DC 0.15
DRp202 2000 2021 Dideal T=27
RRp202 2021 2022 {1.23E13*FRp}
VRP202 2022 1000 DC 0.15
DRp103 1000 1031 Dideal T=27
RRp103 1031 1032 {4.11E12*FRp}
VRP103 1032 2000 DC 0.25
DRp203 2000 2031 Dideal T=27
RRp203 2031 2032 {4.11E12*FRp}
VRP203 2032 1000 DC 0.25
DRp104 1000 1041 Dideal T=27
RRp104 1041 1042 {2.7E12*FRp}
VRP104 1042 2000 DC 0.35
DRp204 2000 2041 Dideal T=27
RRp204 2041 2042 {2.7E12*FRp}
VRP204 2042 1000 DC 0.35
DRp105 1000 1051 Dideal T=27
RRp105 1051 1052 {1.46E12*FRp}
VRP105 1052 2000 DC 0.45
DRp205 2000 2051 Dideal T=27
RRp205 2051 2052 {1.46E12*FRp}
VRP205 2052 1000 DC 0.45
DRp106 1000 1061 Dideal T=27
RRp106 1061 1062 {8.4E11*FRp}
VRP106 1062 2000 DC 0.55
DRp206 2000 2061 Dideal T=27
RRp206 2061 2062 {8.4E11*FRp}
VRP206 2062 1000 DC 0.55
DRp107 1000 1071 Dideal T=27
RRp107 1071 1072 {5.04E11*FRp}
VRP107 1072 2000 DC 0.65
DRp207 2000 2071 Dideal T=27
RRp207 2071 2072 {5.04E11*FRp}
VRP207 2072 1000 DC 0.65
DRp108 1000 1081 Dideal T=27
RRp108 1081 1082 {3.6E11*FRp}
VRP108 1082 2000 DC 0.75
DRp208 2000 2081 Dideal T=27
RRp208 2081 2082 {3.6E11*FRp}
VRP208 2082 1000 DC 0.75
DRp109 1000 1091 Dideal T=27
RRp109 1091 1092 {2.4E11*FRp}
VRP109 1092 2000 DC 0.85
DRp209 2000 2091 Dideal T=27
RRp209 2091 2092 {2.4E11*FRp}
VRP209 2092 1000 DC 0.85
DRp110 1000 1101 Dideal T=27
RRp110 1101 1102 {4.75E10*FRp}
```

```
VRP110 1102 2000 DC 0.95
DRp210 2000 2101 Dideal T=27
RRp210 2101 2102 {4.75E10*FRp}
VRP210 2102 1000 DC 0.95
DRp111 1000 1111 Dideal T=27
RRp111 1111 1112 {3.53E9*FRp}
VRP111 1112 2000 DC 1.05
DRp211 2000 2111 Dideal T=27
RRp211 2111 2112 {3.53E9*FRp}
VRP211 2112 1000 DC 1.05
DRp112 1000 1121 Dideal T=27
RRp112 1121 1122 {3.7E8*FRp}
VRP112 1122 2000 DC 1.15
DRp212 2000 2121 Dideal T=27
RRp212 2121 2122 {3.7E8*FRp}
VRP212 2122 1000 DC 1.15
DRp113 1000 1131 Dideal T=27
RRp113 1131 1132 {3.86E7*FRp}
VRP113 1132 2000 DC 1.25
DRp213 2000 2131 Dideal T=27
RRp213 2131 2132 {3.86E7*FRp}
VRP213 2132 1000 DC 1.25
DRp114 1000 1141 Dideal T=27
RRp114 1141 1142 {4.01E6*FRp}
VRP114 1142 2000 DC 1.35
DRp214 2000 2141 Dideal T=27
RRp214 2141 2142 {4.01E6*FRp}
VRP214 2142 1000 DC 1.35
DRp115 1000 1151 Dideal T=27
RRp115 1151 1152 {4.13E5*FRp}
VRP115 1152 2000 DC 1.45
DRp215 2000 2151 Dideal T=27
RRp215 2151 2152 {4.13E5*FRp}
VRP215 2152 1000 DC 1.45

.model Dideal D (N= 0.0001 IS= 1E-18 NEWDIO=0)

.ends


.TEMP 27

V0 0 1 DC 0
Vin 2 1 DC 0
VRp 3 2 DC 0
XRp 3 1 PseudoResistor

.DC Vin 0 1.5 0.001
.PLOT DC i(VRp)
.END
```

APÊNDICE C – CÓDIGO SPICE DO BIOAMPLIFICADOR EXTRAÍDO DO LEIAUTE

```
* File: AmpIBM.pex.netlist
* Program "Calibre xRC"

.include "design.inc"
.include "bondpad2.inc"
.include "oprrpres2.inc"
.include "opppcres2.inc"
.include "mim2.inc"
.include "dualmim2.inc"
.include "dgnfet2.inc"
.include "dgpfet2.inc"
.include "skew2.file"
.include "wafer2.inc"
.include "subc.inc"
.include "diodenx.inc"
.include "diodenwx.inc"
.include "diodepnw.inc"
.include "pfet2.inc"
.include "PWL.inc"

*Polarization resistance
R10 7 2 2e6

.subckt AmpIBM2015 N_22_D170_pos N_21_D154_pos N_1_D158_pos N_69_D182_pos
+ N_31_D162_pos N_57_D171_pos N_5_D163_pos 11112 N_11_M153_d N_9_M151_s
*+ 129 130
*
X0 18 11112 subc w=1.54015e-06 l=0.0157541 rsx=0 arsx=2.42636e-08
X1 19 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X2 20 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X3 23 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X4 24 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X5 N_21_X5_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=3e-05 rsx=0 arsx=1.23e-11
X6 25 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X7 N_21_X7_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=3.9e-06 rsx=0 arsx=1.599e-12
X8 27 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X9 28 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X10 29 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X11 N_21_X11_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.4e-07 rsx=0 arsx=2.624e-13
X12 N_21_X12_subcon 11112 subc w=3.9e-07 l=4.1e-07 rsx=0 arsx=1.599e-13
X13 30 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X14 32 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X15 34 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X16 35 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X17 37 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X18 38 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X19 39 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X20 N_21_X20_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.1e-07 rsx=0 arsx=2.501e-13
X21 N_21_X21_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.1e-07 rsx=0 arsx=2.501e-13
X22 40 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X23 41 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X24 42 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X25 43 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X26 44 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X27 45 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X28 46 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X29 47 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X30 N_21_X30_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.1e-07 rsx=0 arsx=2.501e-13
X31 48 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X32 49 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X33 N_21_X33_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.1e-07 rsx=0 arsx=2.501e-13
X34 N_21_X34_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.1e-07 rsx=0 arsx=2.501e-13
X35 50 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X36 51 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X37 52 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X38 53 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X39 54 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X40 55 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X41 N_21_X41_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=3e-05 rsx=0 arsx=1.23e-11
X42 58 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X43 59 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X44 60 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X45 61 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X46 N_21_X46_subcon 11112 subc w=3.9e-07 l=4.1e-07 rsx=0 arsx=1.599e-13
X47 N_21_X47_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=6.4e-07 rsx=0 arsx=2.624e-13
X48 62 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X49 63 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
```

```
X50 N_21_X50_subcon 11112 subc w=4.1e-07 l=3.9e-06 rsx=0 arsx=1.599e-12
X51 65 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X52 66 11112 subc w=4.1e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.804e-13
X53 67 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X54 68 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X55 70 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X56 72 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X57 73 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X58 74 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X59 75 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X60 76 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X61 81 11112 subc w=4.4e-07 l=4.4e-07 rsx=0 arsx=1.936e-13
X62 82 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
X63 83 11112 subc w=1.01762e-06 l=8.87724e-05 rsx=0 arsx=9.03363e-11
XR64 N_1_R64_pos N_2_R64_neg 11112 opppcres R=973.196 M=1 w=1e-06 l=3.2e-06
+ pbar=1 sbar=1 bp=3 par=1 mswitch=0
XR65 N_5_R65_pos N_7_R65_neg 11112 opppcres R=973.196 M=1 w=1e-06 l=3.2e-06
+ pbar=1 sbar=1 bp=3 par=1 mswitch=0
XC66 N_79_C66_pos N_9_C66_neg 11112 mim c=536.763f bp=3 setind=-2 par=1 est=0
+ L=1e-07 W=0.002375 M=1
XC67 N_79_C67_pos N_78_C67_neg 11112 mim c=536.763f bp=3 setind=-2 par=1 est=0
+ L=1e-07 W=0.002375 M=1
XM68 N_31_M68_d N_6_M68_g N_22_M68_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=1.70658e-11 PD=3.038e-05 PS=6.102e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM69 N_3_M69_d N_4_M69_g N_26_M69_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=3.9e-06 AD=2.1888e-12
+ AS=2.1888e-12 PD=8.82e-06 PS=8.82e-06 NRD=0.0677083 NRS=0.0677083 M=1 par=1
+ nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM70 N_22_M70_d N_6_M70_g N_31_M68_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM71 N_31_M71_d N_6_M71_g N_22_M70_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM72 N_21_M72_d N_4_M72_g N_4_M72_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=6.4e-07 AD=3.306e-13
+ AS=3.306e-13 PD=2.3e-06 PS=2.3e-06 NRD=0.448276 NRS=0.448276 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM73 N_21_M73_d N_4_M73_g N_26_M73_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=3.9e-07 AD=1.881e-13
+ AS=1.881e-13 PD=1.8e-06 PS=1.8e-06 NRD=0.787879 NRS=0.787879 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM74 N_22_M74_d N_6_M74_g N_31_M71_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM75 N_31_M75_d N_6_M75_g N_22_M74_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM76 N_22_M76_d N_6_M76_g N_31_M75_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=2.00598e-11
+ AS=6.5868e-12 PD=6.122e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM77 N_10_M77_d N_8_M77_g N_21_M77_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=6e-07 AD=3.132e-13
+ AS=3.132e-13 PD=2.24e-06 PS=2.24e-06 NRD=0.481481 NRS=0.481481 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM78 N_22_M78_d N_9_M78_g N_10_M78_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=8e-07 AD=4.292e-13
+ AS=4.218e-13 PD=2.64e-06 PS=2.62e-06 NRD=0.351351 NRS=0.351351 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM79 N_12_M79_d N_11_M79_g N_22_M79_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=8e-07 AD=4.218e-13
+ AS=4.292e-13 PD=2.62e-06 PS=2.64e-06 NRD=0.351351 NRS=0.351351 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM80 N_21_M80_d N_8_M80_g N_12_M80_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=6e-07 AD=3.132e-13
+ AS=3.132e-13 PD=2.24e-06 PS=2.24e-06 NRD=0.481481 NRS=0.481481 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM81 N_8_M81_d N_8_M81_g N_21_M81_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=6e-07 AD=3.132e-13
+ AS=3.132e-13 PD=2.24e-06 PS=2.24e-06 NRD=0.481481 NRS=0.481481 M=1 par=1 nf=1
+ ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM82 N_57_M82_d N_13_M82_g N_22_M82_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=1.70658e-11 PD=3.038e-05 PS=6.102e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM83 N_22_M83_d N_13_M83_g N_57_M82_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM84 N_57_M84_d N_13_M84_g N_22_M83_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM85 N_22_M85_d N_13_M85_g N_57_M84_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM86 N_57_M86_d N_13_M86_g N_22_M85_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05 AD=6.5868e-12
```

```
+ AS=6.5868e-12 PD=3.038e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403 NRS=0.00868403 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM87 N_22_M87_d N_13_M87_g N_57_M86_d 11112 dgnfet L=3e-06 W=3e-05
+ AD=2.30538e-11 AS=6.5868e-12 PD=6.142e-05 PS=3.038e-05 NRD=0.00868403
+ NRS=0.00868403 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0 gns=0
+ model="dgnfet"
XM88 N_64_M88_d N_14_M88_g N_21_M88_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=3.9e-07
+ AD=1.881e-13 AS=1.881e-13 PD=1.8e-06 PS=1.8e-06 NRD=0.787879 NRS=0.787879 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM89 N_14_M89_d N_14_M89_g N_21_M89_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=6.4e-07
+ AD=3.306e-13 AS=3.306e-13 PD=2.3e-06 PS=2.3e-06 NRD=0.448276 NRS=0.448276 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0 model="dgnfet"
XM90 N_64_M90_d N_14_M90_g N_11_M90_s 11112 dgnfet L=3e-06 W=3.9e-06
+ AD=2.1888e-12 AS=2.1888e-12 PD=8.82e-06 PS=8.82e-06 NRD=0.0677083
+ NRS=0.0677083 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 gns=0
+ model="dgnfet"
XM91 N_36_M91_d N_3_M91_g N_3_M91_s N_22_M91_b dgpfet L=3.6e-05 W=3.6e-06
+ AD=2.0532e-12 AS=2.0886e-12 PD=8.24e-06 PS=8.26e-06 NRD=0.0734463
+ NRS=0.0734463 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM92 N_21_M92_d N_10_M92_g N_31_M92_s N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=2.56158e-11 PD=4.548e-05 PS=9.102e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM93 N_4_M93_d N_9_M93_g N_33_M93_s N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=3.55908e-11 PD=6.298e-05 PS=0.00012602 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM94 N_31_M94_d N_10_M94_g N_21_M92_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM95 N_33_M95_d N_9_M95_g N_4_M93_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM96 N_21_M96_d N_10_M96_g N_31_M94_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM97 N_4_M97_d N_9_M97_g N_33_M95_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM98 N_31_M98_d N_10_M98_g N_21_M96_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM99 N_33_M99_d N_9_M99_g N_4_M97_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM100 N_21_M100_d N_10_M100_g N_31_M98_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM101 N_4_M101_d N_9_M101_g N_33_M99_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM102 N_31_M102_d N_10_M102_g N_21_M100_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=2.56158e-11 AS=1.21338e-11 PD=9.102e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM103 N_33_M103_d N_9_M103_g N_4_M101_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=3.55908e-11 AS=1.68588e-11 PD=0.00012602 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM104 N_21_M104_d N_10_M104_g N_31_M104_s N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=2.56158e-11 PD=4.548e-05 PS=9.102e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM105 N_4_M105_d N_9_M105_g N_33_M105_s N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=3.55908e-11 PD=6.298e-05 PS=0.00012602 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM106 N_31_M106_d N_10_M106_g N_21_M104_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
```

```
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM107 N_33_M107_d N_9_M107_g N_4_M105_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM108 N_21_M108_d N_10_M108_g N_31_M106_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM109 N_22_M109_d N_3_M109_g N_36_M109_s N_22_M109_b dgpfet L=3.6e-06 W=3.6e-07
+ AD=1.74e-13 AS=3.36e-13 PD=1.76e-06 PS=2.84e-06 NRD=0.866667 NRS=0.866667 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM110 N_4_M110_d N_9_M110_g N_33_M107_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM111 N_31_M111_d N_10_M111_g N_21_M108_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM112 N_33_M112_d N_9_M112_g N_4_M110_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM113 N_21_M113_d N_10_M113_g N_31_M111_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM114 N_4_M114_d N_9_M114_g N_33_M112_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM115 N_8_M115_d N_7_M115_g N_22_M115_s N_22_M115_b dgpfet L=4e-06 W=2e-06
+ AD=1.5132e-12 AS=1.1058e-12 PD=5.44e-06 PS=5.02e-06 NRD=0.134021 NRS=0.134021
+ M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM116 N_22_M116_d N_7_M116_g N_7_M116_s N_22_M116_b dgpfet L=9e-06 W=1e-06
+ AD=5.64e-13 AS=7.332e-13 PD=3.08e-06 PS=3.44e-06 NRD=0.276596 NRS=0.276596 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM117 N_31_M117_d N_10_M117_g N_21_M113_d N_22_M92_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=2.56158e-11 AS=1.21338e-11 PD=9.102e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM118 N_21_M118_d N_9_M118_g N_6_M118_s N_22_M118_b dgpfet L=3e-06 W=1.2e-06
+ AD=8.892e-13 AS=6.498e-13 PD=3.84e-06 PS=3.42e-06 NRD=0.22807 NRS=0.22807 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM119 N_6_M119_d N_7_M119_g N_22_M119_s N_22_M119_b dgpfet L=3e-06 W=2e-06
+ AD=1.4744e-12 AS=1.1058e-12 PD=5.4e-06 PS=5.02e-06 NRD=0.134021 NRS=0.134021
+ M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM120 N_33_M120_d N_9_M120_g N_4_M114_d N_22_M93_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=3.55908e-11 AS=1.68588e-11 PD=0.00012602 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM121 N_13_M121_d N_11_M121_g N_21_M121_s N_22_M121_b dgpfet L=3e-06 W=1.2e-06
+ AD=6.498e-13 AS=8.892e-13 PD=3.42e-06 PS=3.84e-06 NRD=0.22807 NRS=0.22807 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM122 N_22_M122_d N_7_M122_g N_13_M122_s N_22_M122_b dgpfet L=3e-06 W=2e-06
+ AD=1.1058e-12 AS=1.4744e-12 PD=5.02e-06 PS=5.4e-06 NRD=0.134021 NRS=0.134021
+ M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM123 N_33_M123_d N_7_M123_g N_22_M123_s N_22_M123_b dgpfet L=9e-06 W=1e-06
+ AD=7.332e-13 AS=5.358e-13 PD=3.44e-06 PS=3.02e-06 NRD=0.276596 NRS=0.276596
+ M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM124 N_21_M124_d N_12_M124_g N_57_M124_s N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=2.56158e-11 PD=4.548e-05 PS=9.102e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM125 N_14_M125_d N_2_M125_g N_33_M125_s N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=3.55908e-11 PD=6.298e-05 PS=0.00012602 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM126 N_57_M126_d N_12_M126_g N_21_M124_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM127 N_33_M127_d N_2_M127_g N_14_M125_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
```

```
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM128 N_21_M128_d N_12_M128_g N_57_M126_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM129 N_14_M129_d N_2_M129_g N_33_M127_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM130 N_57_M130_d N_12_M130_g N_21_M128_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM131 N_33_M131_d N_2_M131_g N_14_M129_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM132 N_11_M132_d N_3_M132_g N_56_M132_s N_22_M132_b dgpfet L=3.6e-05 W=3.6e-06
+ AD=2.0886e-12 AS=2.0532e-12 PD=8.26e-06 PS=8.24e-06 NRD=0.0734463
+ NRS=0.0734463 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM133 N_56_M133_d N_3_M133_g N_22_M133_s N_22_M133_b dgpfet L=3.6e-06 W=3.6e-07
+ AD=3.36e-13 AS=1.74e-13 PD=2.84e-06 PS=1.76e-06 NRD=0.866667 NRS=0.866667 M=1
+ par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=2 mswitch=0 composite=0 model="dgpfet"
XM134 N_21_M134_d N_12_M134_g N_57_M130_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM135 N_14_M135_d N_2_M135_g N_33_M131_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM136 N_57_M136_d N_12_M136_g N_21_M134_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=2.56158e-11 AS=1.21338e-11 PD=9.102e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM137 N_33_M137_d N_2_M137_g N_14_M135_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=3.55908e-11 AS=1.68588e-11 PD=0.00012602 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM138 N_21_M138_d N_12_M138_g N_57_M138_s N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=2.56158e-11 PD=4.548e-05 PS=9.102e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM139 N_14_M139_d N_2_M139_g N_33_M139_s N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=3.55908e-11 PD=6.298e-05 PS=0.00012602 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM140 N_57_M140_d N_12_M140_g N_21_M138_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM141 N_33_M141_d N_2_M141_g N_14_M139_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM142 N_21_M142_d N_12_M142_g N_57_M140_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM143 N_14_M143_d N_2_M143_g N_33_M141_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM144 N_57_M144_d N_12_M144_g N_21_M142_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM145 N_33_M145_d N_2_M145_g N_14_M143_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM146 N_21_M146_d N_12_M146_g N_57_M144_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=1.21338e-11 AS=1.21338e-11 PD=4.548e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
```

```
XM147 N_14_M147_d N_2_M147_g N_33_M145_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=1.68588e-11 AS=1.68588e-11 PD=6.298e-05 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=0 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM148 N_57_M148_d N_12_M148_g N_21_M146_d N_22_M124_b dgpfet L=3e-06 W=4.5e-05
+ AD=2.56158e-11 AS=1.21338e-11 PD=9.102e-05 PS=4.548e-05 NRD=0.00578549
+ NRS=0.00578549 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XM149 N_33_M149_d N_2_M149_g N_14_M147_d N_22_M125_b dgpfet L=3e-06 W=6.25e-05
+ AD=3.55908e-11 AS=1.68588e-11 PD=0.00012602 PS=6.298e-05 NRD=0.004164
+ NRS=0.004164 M=1 par=1 nf=1 ngcon=1 lstis=1 mswitch=0 composite=0
+ model="dgpfet"
XRp N_9_M151_s N_11_M153_d PseudoResistor
XD154 N_21_D154_pos N_22_D238_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD155 N_21_D155_pos N_22_D238_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD156 N_21_D156_pos N_22_D238_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD157 N_21_D157_pos N_22_D238_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD158 N_1_D158_pos N_22_D239_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD159 N_1_D159_pos N_22_D239_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD160 N_1_D160_pos N_22_D239_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD161 N_1_D161_pos N_22_D239_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD162 N_31_D162_pos N_22_D245_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD163 N_5_D163_pos N_22_D246_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD164 N_31_D164_pos N_22_D245_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD165 N_5_D165_pos N_22_D246_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD166 N_31_D166_pos N_22_D245_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD167 N_5_D167_pos N_22_D246_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD168 N_31_D168_pos N_22_D245_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD169 N_5_D169_pos N_22_D246_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD170 N_22_D170_pos N_22_D261_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD171 N_57_D171_pos N_22_D262_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD172 N_22_D172_pos N_22_D261_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD173 N_57_D173_pos N_22_D262_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD174 N_22_D174_pos N_22_D261_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD175 N_57_D175_pos N_22_D262_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD176 N_22_D176_pos N_22_D261_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD177 N_57_D177_pos N_22_D262_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD178 N_22_D178_pos N_22_D263_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD179 N_22_D179_pos N_22_D263_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD180 N_22_D180_pos N_22_D263_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD181 N_22_D181_pos N_22_D263_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD182 N_69_D182_pos N_22_D264_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD183 N_69_D183_pos N_22_D264_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD184 N_69_D184_pos N_22_D264_neg diodepnw  AREA=7.03836e-11 perim=5.376e-05
XD185 N_69_D185_pos N_22_D264_neg diodepnw  AREA=9.43236e-11 perim=5.576e-05
XD186 11112 N_21_D186_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD187 11112 N_21_D187_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD188 11112 N_1_D188_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD189 11112 N_1_D189_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD190 11112 N_2_D190_neg diodenx  AREA=5.95e-12 perim=1.202e-05 t3well=0
XD191 11112 N_22_D191_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD192 11112 N_22_D192_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD193 11112 N_31_D193_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD194 11112 N_5_D194_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD195 11112 N_22_D195_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD196 11112 N_22_D196_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD197 11112 N_31_D197_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD198 11112 N_5_D198_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD199 11112 N_7_D199_neg diodenx  AREA=5.95e-12 perim=1.202e-05 t3well=0
XD200 11112 N_22_D200_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD201 11112 N_22_D201_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD202 11112 N_7_D202_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD203 11112 N_22_D203_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD204 11112 N_22_D204_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD205 11112 N_22_D205_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD206 11112 N_22_D206_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD207 11112 N_22_D207_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD208 11112 N_22_D208_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD209 11112 N_22_D209_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD210 11112 N_22_D210_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD211 11112 N_22_D211_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD212 11112 N_22_D212_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD213 11112 N_22_D213_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD214 11112 N_22_D214_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD215 11112 N_22_D215_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD216 11112 N_69_D216_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD217 11112 N_9_D217_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
```

```
XD218 11112 N_69_D218_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD219 11112 N_11_D219_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD220 11112 N_79_D220_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD221 11112 71 diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD222 11112 N_9_D222_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD223 11112 N_22_D223_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD224 11112 N_57_D224_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD225 11112 N_22_D225_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD226 11112 N_57_D226_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD227 11112 N_16_D227_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD228 11112 N_9_D228_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD229 11112 N_17_D229_neg diodenx  AREA=1.804e-13 perim=1.7e-06 t3well=0
XD230 11112 N_11_D230_neg diodenx  AREA=1.681e-13 perim=1.64e-06 t3well=0
XD231 11112 77 diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD232 11112 N_78_D232_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD233 11112 N_79_D233_neg diodenx  AREA=1.936e-13 perim=1.76e-06 t3well=0
XD234 11112 N_22_D234_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD235 11112 N_22_D235_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD236 11112 N_69_D236_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD237 11112 N_69_D237_neg diodenx  AREA=1.44e-10 perim=6e-05 t3well=0
XD238 11112 N_22_D238_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD239 11112 N_22_D239_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD240 11112 N_22_M91_b diodenwx  AREA=1.95027e-10 perim=8.856e-05 t3well=0
XD241 11112 N_22_M92_b diodenwx  AREA=2.33716e-09 perim=0.0001934 t3well=0
XD242 11112 N_22_M93_b diodenwx  AREA=3.0418e-09 perim=0.00022316 t3well=0
XD243 11112 N_22_M109_b diodenwx  AREA=1.4976e-11 perim=1.856e-05 t3well=0
XD244 11112 N_22_M115_b diodenwx  AREA=2.84e-11 perim=2.22e-05 t3well=0
XD245 11112 N_22_D245_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD246 11112 N_22_D246_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD247 11112 N_22_M116_b diodenwx  AREA=2.87448e-11 perim=2.908e-05 t3well=0
XD248 11112 N_22_M119_b diodenwx  AREA=2.508e-11 perim=2.054e-05 t3well=0
XD249 11112 N_22_M118_b diodenwx  AREA=2.472e-11 perim=2.036e-05 t3well=0
XD250 11112 N_22_M121_b diodenwx  AREA=2.7192e-11 perim=2.116e-05 t3well=0
XD251 11112 N_22_M122_b diodenwx  AREA=2.508e-11 perim=2.054e-05 t3well=0
XD252 11112 N_22_M123_b diodenwx  AREA=2.8202e-11 perim=2.862e-05 t3well=0
XD253 11112 N_22_M124_b diodenwx  AREA=2.33716e-09 perim=0.0001934 t3well=0
XD254 11112 N_22_M125_b diodenwx  AREA=3.0418e-09 perim=0.00022316 t3well=0
XD255 11112 N_22_M132_b diodenwx  AREA=1.95027e-10 perim=8.856e-05 t3well=0
XD256 11112 N_22_M133_b diodenwx  AREA=1.4976e-11 perim=1.856e-05 t3well=0
XD257 11112 N_16_M150_b diodenwx  AREA=3.8715e-12 perim=8.24e-06 t3well=0
XD258 11112 N_9_M151_b diodenwx  AREA=3.8715e-12 perim=8.24e-06 t3well=0
XD259 11112 N_17_M152_b diodenwx  AREA=3.8715e-12 perim=8.24e-06 t3well=0
XD260 11112 N_11_M153_b diodenwx  AREA=3.8715e-12 perim=8.24e-06 t3well=0
XD261 11112 N_22_D261_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD262 11112 N_22_D262_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD263 11112 N_22_D263_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
XD264 11112 N_22_D264_neg diodenwx  AREA=4.11675e-10 perim=8.29e-05 t3well=0
X265 N_22_X265_in 11111 11112 bondpad l=0.00381752 w=2.731e-06 area=1.04257e-08
+ perim=0.00040844 bp=5 rect=1 wbc4=-1
*XC266 129 N_69_C266_neg 11112 dualmim C=82.4723p bp=3 setind=-2 par=1 est=0 qycon=1
*+ L=54.7e-06 W=54.7e-06 M=1
*XC267 130 N_69_C267_neg 11112 dualmim C=82.4723p bp=3 setind=-2 par=1 est=0 qycon=1
*+ L=54.7e-06 W=54.7e-06 M=1
C266 N_9_M151_s N_69_C266_neg c=6e-12
C267 N_11_M153_d N_69_C267_neg c=6e-12
*C268 N_11_M153_d N_9_M151_s c=0.0001e-12
X_AmpIBM2015 1 2 3 4 5 6 7 12 11 9 AmpIBM2015

.END
```