



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Condicionador de Sinais para Múltiplos Sensores: Aplicações em RFID

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ARTHUR LUIZ ALVES DE ARAUJO

Campina Grande – PB  
Outubro - 2016



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## Condicionador de Sinais para Múltiplos Sensores: Aplicações em RFID

ARTHUR LUIZ ALVES DE ARAUJO

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Prof. Raimundo Carlos Silvério Freire – UFCG  
Orientador

Campina Grande – PB  
Outubro - 2016

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

A663c      Araújo, Arthur Luiz Alves de.  
              Condicionador de sinais para múltiplos sensores: aplicações em RFID / Arthur  
              Luiz Alves de Araújo. – Campina Grande, 2016.  
              46 f. : il. color.

              Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de  
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.  
              "Orientação: Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire.  
              Referências.

              1. Circuitos Integrados. 2. Circuitos Integrados Analógicos. 3. Condicionador  
de Sinais. 4. Tecnologia RFID. 5. Sensores a Nanotubos de Carbono. I. Freire,  
Raimundo Carlos Silvério. II. Universidade Federal de Campina Grande, Campina  
Grande (PB). III. Título.

CDU 621.3.049.77(043)

**"CONDICIONADOR DE SINAIS PARA MÚLTIPLOS SENSORES: APLICAÇÕES EM  
RFID"**

**ARTHUR LUIZ ALVES DE ARAÚJO**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 17/10/2016**

*Raimundo Carlos S. Freire*

**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG**  
Orientador(a)

*Benedito Antonio Luciano*

**BENEDITO ANTONIO LUCIANO, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)

*Edmar Candeia Gurjão*

**EDMAR CANDEIA GURJÃO, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

Dedico este trabalho a minha esposa Cybelle Belem, aos meus pais Luiz Porfirio e Aurenny de Fátima, a minha irmã Ana Luiza e aos meus amigos e familiares Thais Luana, Tulio Chaves, D. Maria do Céu e Sr. Raimundo Nonato.

# AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Raimundo Carlos Silvério Freire, que me acolheu no Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científica (LIMC) dando todo o tipo de apoio científico e intelectual.

Agradeço aos professores participantes da banca: prof. Edmar Candeia Gurjão e prof. Benedito Antonio Luciano, por suas contribuições nas correções.

Sou grato a minha esposa Cybelle Belem e aos meus amigos Thais Luana e Tulio chaves, que com o convívio diário, sempre trocamos ideias de cunho científico e cultural.

Agradeço também ao pessoal da administração do Programa da Pós Graduação do Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, que inclui Ângela, Pedro, Felipe e Edson Guedes, que sempre me guiaram na resolução das questões administrativas e burocráticas do programa.

## RESUMO

A tecnologia de Identificação por Rádio Frequência (RFID) está sendo bastante utilizada para identificação de objetos, pessoas e animais. Além disso, com o avanço em novas tecnologias de sensoriamento, como os nanotubos de carbono, diversos trabalhos vêm sendo desenvolvidos para tornar viáveis e aprimorar as aplicações de sensoriamento usando a tecnologia RFID. O sensor a nanotubos de carbono é um dos mais promissores para isso, pois tem dimensões bastante reduzidas e baixo consumo. Inserido em uma parceria entre o Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científica (LIMC) da UFCG e Centro de Componente Semicondutores (CCS) da UNICAMP, teve-se como objetivo neste trabalho de dissertação o desenvolvimento de um circuito integrado condicionador de sinais de ultra baixo consumo e ganho programável. Com essas características, o circuito projetado pode ser utilizado com diversos sensores resistivos a nanotubos de carbono. Para tanto, foi escolhida a topologia clássica de um amplificador de instrumentação, com três amplificadores operacionais operando na região de sublimar. Todo o circuito de condicionamento foi integrado em tecnologia CMOS 0,13  $\mu\text{m}$ , exceto os sensores resistivos a nanotubos de carbono e resistores de polarização, que devem ser acoplados externamente ao circuito integrado. O consumo do circuito projetado e o tempo de estabilização foram de 3  $\mu\text{W}$  e de 150  $\mu\text{s}$ , respectivamente.

**Palavras chave:** circuitos integrados analógicos, condicionador de sinais, tecnologia RFID, sensores a nanotubos de carbono.

## ABSTRACT

Radio Frequency Identification (RFID) technology is being widely used for identification of objects, people and animals. Furthermore, with new sensing technologies advances, such as carbon nanotubes, several studies have been developed to make viable the sensing applications using RFID technology. The carbon nanotube sensor is one of the most promising for that, it has very reduced dimensions and a very low consumption. Set in a partnership between the Instrumentation and Metrology Scientific Laboratory (LIMC) at UFCG and Center for Semiconductor Components (CCS) at UNICAMP, this dissertation aimed to develop a programmable gain ultra-low power signals conditioner. With these features, the designed circuit can be used with different carbon nanotube resistive sensors. Therefore, the classical typology of an instrumentation amplifier with three operational amplifiers operating in the subthreshold region was chosen. The entire conditioning circuit was integrated in 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology except carbon nanotube resistive sensors and biasing resistors, which are coupled externally to the integrated circuit. The consumption of the designed circuit and settling time were 3  $\mu\text{W}$  and 150  $\mu\text{s}$ , respectively.

**Keywords:** analog integrated circuits, signals conditioner, RFID technology, carbon nanotubes sensor.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura de nanotubos de carbono (esquerda) de parede simples e (direita) de parede múltipla .....	7
Figura 2 - Diagrama de blocos de uma etiqueta RFID com múltiplos sensores. ....	8
Figura 3 - Divisor de tensão para transformar a grandeza resistência elétrica em tensão elétrica do sensor.....	10
Figura 4 - Diagrama esquemático de um amplificador operacional com uma ponte de Wheatstone.....	11
Figura 5 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação com uma ponte de Wheatstone.....	11
Figura 6 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação com três amplificadores operacionais. ....	12
Figura 7 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação com capacitor chaveado .....	13
Figura 8 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação de topologia com capacitor de acoplamento .....	14
Figura 9 - Ilustração de técnicas de leiaute estabelecidas. ....	16
Figura 10 - Gráfico do tempo de resposta do sensor de gás a nanotubos de carbono exposto aos gases oxigênio e nitrogênio.....	17
Figura 11 - Ilustração da divisão em blocos para o desenvolvimento do condicionador de sinais. ....	20
Figura 12 - Diagrama esquemático do amplificador de instrumentação. ....	21
Figura 13 - Diagrama esquemático do amplificador operacional utilizado.....	22
Figura 14 - Diagrama esquemático de uma chave analógica com transistores CMOS.....	23

Figura 15 - (a) circuito de um inversor CMOS e (b) formas de onda da entrada e da saída do inversor .....	23
Figura 16 - Diagrama esquemático do condicionador de sinais projetado.....	24
Figura 17 – Diagrama de bode do amplificador operacional. ....	28
Figura 18 - Leiaute do amplificador operacional. ....	28
Figura 19 - Gráfico do ganho teórico e do ganho do amplificador projetado em função da resistência de ganho $R_g$ .....	29
Figura 20 - Gráfico da resposta em frequência do amplificador de instrumentação.....	30
Figura 21 - Resposta temporal do amplificador de instrumentação ao trem de pulso. ....	30
Figura 22 - Leiaute do amplificador de instrumentação.....	31
Figura 23 - Resposta transitória do inversor com tempo de atraso $T$ .....	32
Figura 24 - Leiaute do inversor utilizado nas chaves analógicas. ....	32
Figura 25 - Leiaute da chave analógica .....	33
Figura 26 - Ilustração dos sinais do sensor e seu processamento pelo amplificador de instrumentação. ....	35
Figura 27 - Leiaute do circuito integrado com os contatos. ....	37
Figura 28 - Fluxo de projeto utilizado para o desenvolvimento de circuitos analógicos integrados .....	39

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Resumo de resultados de amplificadores de instrumentação	19
Tabela 2 - Valores de dimensionamento dos transistores do amplificador operacional	27
Tabela 3 - Valores dos ganhos de acordo com o acionamento das chaves	36

## LISTA DE ABREVIACOES E SIGLAS

$A_{cm}$	Ganho de modo comum
AD	Analógico digital
$A_d$	Ganho diferencial
AI	Amplificador de instrumentação
AmpOp	Amplificador operacional
CAD	Conversor analógico digital
CCS	Centro de componentes semicondutores
CDA	Conversor digital analógico
CFIA	Amplificador de instrumentação com realimentação de corrente
CMOS	<i>Complementary metal oxide semiconductor</i>
CMRR	Relação de rejeição de modo comum
CNT	Nanotubos de carbono
LIMC	Laboratório de instrumentação e metrolgia científica
MOSFET	Tansistor de efeito de campo de óxido de metal semicondutor
MWCNT	Nanotubos de carbono de paredes múltiplas
RF	Radiofrequência
RFID	Identificação por radiofrequência
SWCNT	Nanotubos de carbono de parede simples
UHF	Frequência ultra-alta

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica.....</b>	<b>3</b>
2.1	RFID .....	3
2.2	Sensores RFID .....	5
2.3	Sensores a Nanotubos de Carbono.....	6
2.4	Condicionadores de Sinais.....	8
2.4.1	Excitação .....	9
2.4.2	Amplificação .....	10
2.5	Amplificadores de instrumentação .....	11
2.5.1	Topologia com três amplificadores operacionais.....	12
2.5.2	Topologia com capacitor chaveado.....	13
2.5.3	Topologia com capacitor de acoplamento.....	13
2.5.4	Topologia com realimentação de corrente .....	14
2.6	MOSFET na Região Sublimiar .....	14
2.7	Leiaute .....	15
<b>3</b>	<b>Revisão Bibliográfica.....</b>	<b>17</b>
3.1	Sensores Resistivos a CNT .....	17
3.2	Amplificadores de Instrumentação de Baixo Consumo .....	18
<b>4</b>	<b>Topologias Escolhidas.....</b>	<b>20</b>
4.1	Amplificador de Instrumentação .....	20
4.1.1	Amplificador Operacional.....	21
4.2	Chave Analógica.....	22
4.2.1	Inversor .....	23
4.3	Condicionador de Sinais .....	24
<b>5</b>	<b>Metodologia .....</b>	<b>26</b>

<b>6</b>	<b>Resultados.....</b>	<b>27</b>
6.1	Amplificador Operacional .....	27
6.2	Amplificador de Instrumentação .....	29
6.3	Inversores.....	31
6.4	Chave Analógica.....	33
6.5	Condicionador de Sinais .....	33
<b>7</b>	<b>Conclusões .....</b>	<b>38</b>
	<b>Anexo .....</b>	<b>39</b>
	<b>Referências .....</b>	<b>41</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Os avanços tecnológicos contribuíram para a evolução de várias pesquisas na área de identificação por radio frequência, do inglês *Radio Frequency IDentification* (RFID). Por meio dessas pesquisas, foi possível a realização de diversas aplicações, que incluem, por exemplo, a identificação de pessoas, animais e produtos.

Um sistema RFID é composto por uma etiqueta e uma estação base, também chamada de leitor. O acoplamento entre a etiqueta e o leitor pode ser feito por meio da propagação de ondas eletromagnéticas ou por acoplamento reativo [1]. Um sistema de RFID comercial pode operar em uma frequência entre 135 kHz e 5,8 GHz [1].

Em relação à alimentação, as etiquetas RFID podem ser classificadas como passivas, ativas e semipassivas [2]. As etiquetas passivas são aquelas que usam a energia transmitida pelo leitor. As etiquetas ativas são alimentadas por fonte de energia própria. Quando a etiqueta possui bateria como fonte auxiliar de energia, ela pode ser chamada de semipassiva.

O acoplamento de sensores às etiquetas RFID vem sendo estudado e implementado em diversos trabalhos nos últimos anos [3]–[13]. A principal vantagem do acoplamento de sensores às etiquetas RFID é a possibilidade de acessar as informações do sensor remotamente com baixo custo. Os sistemas RFID em que sensores são acoplados às etiquetas são chamados de sensores RFID.

Os sensores podem ser acoplados ao *front-end* da etiqueta, ou seja, à parte analógica do sistema da etiqueta. Nesse caso, a grandeza física a ser mensurada altera a impedância da etiqueta e conseqüentemente o coeficiente de reflexão da antena. Outra maneira de acoplar os sensores às etiquetas é na parte digital da etiqueta. Nesse caso, os sensores são conectados a uma interface analógico digital (AD) composta por um circuito de condicionamento e de conversão AD.

Quando se conecta o sensor à parte digital da etiqueta é necessário um circuito de condicionamento de sinal entre o sensor e o conversor analógico digital.

As funções do circuito de condicionamento podem incluir estágios de excitação, amplificação, deslocamento de nível, filtragem, linearização e casamento de impedância [14], dependendo da aplicação.

Uma aplicação que envolve RFID juntamente com sensores resistivos a nanotubos de carbono (CNT) é apresentada em [15]. Sensores CNT já são utilizados para a detecção de gases de amônia ( $\text{NH}_3$ ) [16], dióxido de nitrogênio ( $\text{NO}_2$ ) [16], nitrogênio ( $\text{N}_2$ ) [17] e oxigênio ( $\text{O}_2$ ) [17], mas poucos são os trabalhos que os exploram juntamente com a tecnologia RFID.

Verificou-se que nos terminais do sensor resistivo a CNT, a tensão de saída é usualmente baixa, na ordem de  $\mu\text{V}$  ou  $\text{mV}$  [15]–[17]. Por isso, um estágio de amplificação é necessário para adequar a tensão fornecida pelo sensor à faixa de operação do conversor analógico digital (CAD). Normalmente, são utilizados amplificadores operacionais (AmpOp) ou amplificadores de instrumentação (AI).

O AI possui impedância de entrada alta, rejeição de modo comum (CMRR) elevada e possibilidade de ajuste de ganho por meio de resistência externa[18]. Por isso, neste trabalho, optou-se por utilizar um amplificador de instrumentação (AI) para o estágio de amplificação.

No Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científica (LIMC) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) são realizados diversos trabalhos em microeletrônica analógica [19]–[25]. No Centro de Componentes Semicondutores (CCS) da Universidade de Campinas (UNICAMP), já foram desenvolvidos diversos trabalhos com a tecnologia de nanotubos de carbono [26]–[29].

Esses dois laboratórios, em parceria, estão desenvolvendo um sistema para viabilizar a detecção de gases com a tecnologia RFID e sensores a nanotubos de carbono (CNT) acoplando os sensores à parte digital da etiqueta [15]. Como parte desse sistema, nessa dissertação de mestrado foi desenvolvido um condicionador de sinal em circuito integrado de ultra baixo consumo, com ganho programável, de modo que possam ser utilizados diversos sensores resistivos a CNT.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 RFID

Identificação por radio frequência, do inglês *Radio Frequency IDentification* (RFID) é uma tecnologia que utiliza a comunicação por radiofrequência para troca de dados entre um dispositivo portátil com memória (etiqueta) e uma estação de base, que pode ser um computador ou um leitor portátil [1].

A etiqueta é composta por memória de dados, antena de comunicação e controlador [1]. A tecnologia RFID é utilizada para identificar, rastrear e gerenciar desde produtos e documentos até animais e indivíduos sem contato e sem a necessidade de um campo visual. Outra aplicação bastante promissora é o sensoriamento remoto.

As características de diferenciação mais importantes dos sistemas RFID são a frequência de operação do leitor, o método de acoplamento físico e o alcance. A frequência de operação, para valores comerciais, pode ser de 135 kHz (onda longa) até 5,8 GHz (microondas). Os métodos de acoplamento físico podem ser por campo elétrico, campo magnético e campo eletromagnético. O alcance varia de alguns milímetros (sistema de acoplamento fechado ou sistema de acoplamento remoto) até 15 m (sistema de longo alcance) [1].

Os sistemas de baixo alcance (até 1 cm) são conhecidos como sistema de acoplamento fechado, no qual as etiquetas devem ser inseridas ou posicionadas na superfície do leitor. Nesses casos, o acoplamento é feito por campo elétrico ou campo magnético e, teoricamente, o sistema pode operar em uma frequência entre 0 e 30 MHz. O sistema de acoplamento fechado entre a etiqueta e o leitor possibilita a etiqueta a operar com microprocessadores de baixa potência [1].

Os sistemas com alcance de até 1 m são conhecidos como sistemas de acoplamento remoto, os quais utilizam o acoplamento indutivo entre a etiqueta e o leitor. A frequência de operação é entre 135 kHz e 13,56 MHz [1].

Os sistemas RFID conhecidos como sistemas de longo alcance são aqueles que têm alcance maior que 1 m e utilizam ondas eletromagnéticas UHF ou microondas. Esses sistemas podem ser do tipo *backscatter* ou *surface acoustic wave transponder*.

Os sistemas *backscatter* tem o funcionamento baseado na transmissão de um sinal RF com potência conhecida que, ao ser refletida, tem suas propriedades modificadas passando a informação para o leitor [1]. Os sistemas *surface acoustic wave transponder* utilizam um transceptor de onda acústica de superfície em micro-ondas [1].

Outra característica da tecnologia RFID é em relação ao modo como a energia é fornecida. Nesse contexto, as etiquetas podem ser passivas (usam a energia transmitida pelo leitor), ativas (alimentadas por fonte de energia própria) ou semipassivas (possuem bateria como fonte auxiliar de energia) [2].

As etiquetas passivas não possuem fonte de energia própria, sendo a unidade leitora responsável pelo fornecimento de energia ao enviar o sinal de comunicação. A ausência de uma bateria ou outra fonte de energia própria reduz custos, permite a diminuição das dimensões dos circuitos e eleva o tempo de vida útil. Essa característica é de fundamental importância para aplicações em que as etiquetas se localizam em locais de difícil acesso, como por exemplo, etiquetas dentro de vigas na construção civil e etiquetas de identificação de animais [2].

As etiquetas ativas possuem fonte própria de energia (geralmente usa-se bateria) capaz de alimentar seu circuito e permitir a emissão de sinais próprios e a comunicação com o leitor. Essa característica permite que as etiquetas operem em distâncias de até 15 m e possibilita o uso de leitores de menor potência. Além disso, essas etiquetas podem ter maior capacidade computacional e incorporação de sensores. Porém, essas etiquetas têm maior custo e necessitam de troca periódica da bateria [2].

As etiquetas semipassivas (ou semi-ativas) assemelham-se as etiquetas ativas, porém, uma diferença primordial é que nas etiquetas semipassivas não se usa bateria para transmitir o sinal e sim para funções secundárias como sensoriamento e registro de dados. Dessa forma, a vida útil da bateria é prolongada e conseqüentemente a da etiqueta também [2].

## 2.2 SENSORES RFID

As diferentes frequências de operação padronizadas, a simplicidade e velocidade de comunicação permitem uma vasta gama de aplicação da tecnologia RFID, desde uma simples identificação de um objeto até o sensoriamento complexo na área biomédica [3]–[13][30][31].

Um sistema RFID que tem um sensor acoplado à etiqueta pode ser chamado de sensor RFID e existem, basicamente, duas classificações dos sensores RFID: a primeira é em relação à forma de alimentação (ativa, passiva ou semipassiva) e a segunda é em relação à forma de acoplamento entre o sensor e a etiqueta (o acoplamento pode ser ao *front-end* ou à parte digital da etiqueta).

Os sensores RFID ativos possuem uma fonte própria de energia (normalmente bateria) para alimentar seu circuito de comunicação, sensores e a unidade de controle digital (geralmente microcontroladores). Com isso, a comunicação pode ser feita a longa distância e operar com taxas elevadas de amostragem do sensor. Porém, o uso de uma bateria reduz o tempo de vida útil, aumenta o volume e encarece o sensor.

Os sensores RFID passivos são compostos por uma etiqueta RFID passiva com um ou mais sensores integrados, que é capaz de comunicar à unidade leitora dados oriundos da leitura desses sensores. Sua principal vantagem é poder operar sem as limitações impostas pela necessidade de uma bateria integrada.

Existem atualmente dois tipos básicos de sensores RFID passivos: os sem circuito integrado, constituídos apenas por componentes passivos e estruturas ressonantes, e os com ao menos um circuito integrado, que pode ser encarregado pela comunicação, tratamento de energia colhida, armazenamento de dados, etc [32].

Os sensores RFID semipassivos são semelhantes aos sensores RFID passivos com relação à estrutura e o comportamento atuando efetivamente como versão passiva quando a energia do sinal de RF recebida for alta o suficiente, caso contrário ele atuará como versão semipassiva utilizando a energia da bateria para atividades de sensoriamento, registro de tempo e de dados amostrados dos sensores [32].

Quando os sensores são acoplados ao *front-end* da etiqueta, o material sensível é distribuído sobre a superfície da antena ou então se fabrica a antena com o material

sensível. Dessa forma, o sensor funciona como uma carga conectada à antena, de modo que a impedância varia conforme a grandeza a ser medida. A impedância equivalente do sensor deve ser preferencialmente reativa de forma a minimizar as perdas elétricas, que resultam em redução da distância máxima de leitura da etiqueta [33].

Ao acoplar os sensores à parte digital da etiqueta utiliza-se um circuito de condicionamento de sinal e um conversor analógico digital, em que a informação oriunda do sensor é transmitida digitalmente mediante uma solicitação do leitor. Esse tipo de solução permite que o tratamento do sinal dos sensores seja realizado diretamente na etiqueta, antes de enviá-la ao leitor.

Isso torna esse sistema mais robusto às variações ambientais alheias e ao ruído do canal de comunicação, já que os dados provenientes dos sensores são codificados digitalmente antes da transmissão. Além disso, é possível associar múltiplos sensores a uma mesma etiqueta, amostrar e armazenar os dados de cada sensor para envio futuro mediante uma solicitação do leitor [15].

## 2.3 SENSORES A NANOTUBOS DE CARBONO

Sensores convencionais, tais como os baseados na tecnologia CMOS têm baixa sensibilidade à temperatura ambiente. Por outro lado, sensores baseados em nanotubos de carbono (CNT) tem atraído especial atenção devido às propriedades únicas deste material e tornaram-se os sensores de gás de alta sensibilidade mais promissores.

Pesquisas envolvendo nanotubos de carbono têm demonstrado que suas propriedades elétricas são altamente sensíveis às quantidades extremamente pequenas de gases a temperatura ambiente, ao contrário de óxidos metálicos, que precisam de um aquecimento adicional. Essa sensibilidade elevada dos nanotubos de carbono elimina a necessidade de tecnologias auxiliares como pré-concentração, simplificando sua construção e permitindo que os mesmos sejam produzidos com baixo custo, dimensões e massa reduzidos [34].

Alguns trabalhos apresentam essas vantagens dos nanotubos de carbono em termos da detecção de gases como álcool [34], amônia (NH<sub>3</sub>) [16], dióxido de carbono

(CO<sub>2</sub>) [34], gás oxigênio (O<sub>2</sub>) [17], gás nitrogênio (N<sub>2</sub>) [17] e óxido de nitrogênio (NO<sub>x</sub>) [15][32] à temperatura ambiente.

Os nanotubos de carbono também são melhores que os materiais sensores convencionais em termos de capacidade de adsorção, relação área-de-superfície/volume e tempo de resposta, resultando em mudanças significativas em suas propriedades elétricas, tais como capacitância e resistência [35].

Além disso, ao contrário dos sensores de óxido metálico semicondutor, que exigem técnicas de microfabricação, fornecimento de energia e eletrônica complementar, os sensores CNT são mais simples de se fabricar e podem responder como simples impedâncias, além de possuírem boa resistência à corrosão e uma melhor largura de banda [35].

Os nanotubos de carbono podem ser formados por um simples tubo, que é conhecido como nanotubos de carbono de parede única (*Single Wall Carbon Nanotubes* - SWCNT), ou por vários tubos concêntricos, que é conhecido como nanotubos de parede múltipla (MWCNT) [36]. Na Figura 1 podem ser vistas as estruturas do SWCNT à esquerda e do MWCNT à direita.

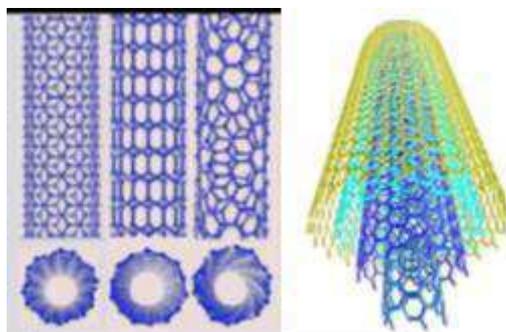


Figura 1 - Estrutura de nanotubos de carbono (esquerda) de parede simples e (direita) de parede múltipla, adaptado de [37].

Os sensores a nanotubos de carbono possuem duas configurações diferentes, que são transistores de efeito de campo e quimiorresistivos. Os sensores com configuração de transistor de efeito de campo baseado em SWCNT são mais sensíveis, porém o processo de fabricação é mais complexo [15].

Diferentemente, os sensores quimiorresistivos têm um processo de fabricação mais simples e podem ser feitos com pequenas quantidades de CNT entre dois eletrodos

separados por alguns micrometros ou podem ser feitos com camadas finas de CNT metálico com semicondutores misturados e depositados entre dois eletrodos [15].

Os nanotubos de carbono podem se comportar como metal ou como semicondutor, dependendo da estrutura do tubo e da geometria, além do mais podem ser dopados com metais, tais como paládio (Pd), alumínio (Al), platina (Pt), estanho (Sn), titânio (Ti), bromo (Br) e iodo (I) de modo a ter maior sensibilidade para um determinado gás [16][17].

## 2.4 CONDICIONADORES DE SINAIS

Um sistema genérico de uma etiqueta RFID passiva pode ser composto por sensores, condicionador de sinais, conversor analógico digital (CAD), unidade de processamento e unidade RF. Uma representação desse sistema é exposta na Figura 2.

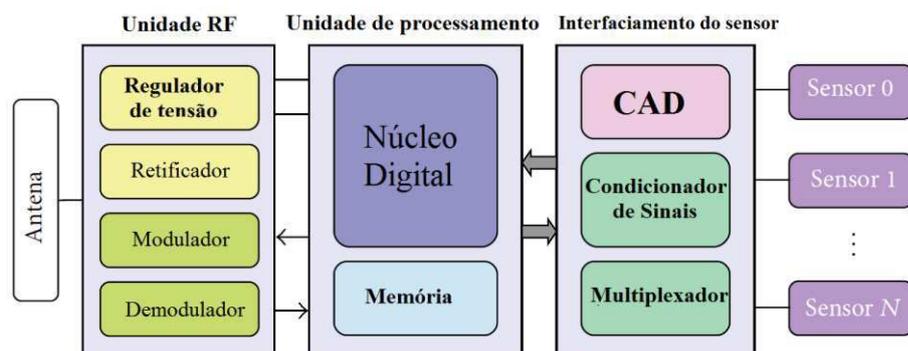


Figura 2 - Diagrama de blocos de uma etiqueta RFID com múltiplos sensores [15].

Diversos tipos de grandeza física, como temperatura, pressão, força, deslocamento e intensidade luminosa, podem ser mensurados por esse sistema. Os sensores têm a função de transformar a grandeza física (na quase totalidade analógica) em um sinal elétrico. Esse sinal é ajustado pelo condicionador de sinal de modo que o conversor analógico digital possa converter esse sinal analógico em um sinal digital para ser tratado pela unidade de processamento.

Neste trabalho, o sensor é definido como um dispositivo que transforma uma grandeza física em uma grandeza elétrica, enquanto o transdutor transforma uma grandeza física em outra grandeza física (podendo ser elétrica ou não) [38].

Os condicionadores de sinais são circuitos eletrônicos cuja principal função é tornar o sinal elétrico provindo do sensor apto a ser processado pelo CAD, transmitido ou gravado. Para isso, é necessário que os condicionadores de sinais possam executar as seguintes tarefas (dependendo da aplicação do sistema): excitação, amplificação, deslocamento de nível, filtragem, linearização e casamento de impedância [14].

Os CAD têm limitações com relação aos sinais de entrada provindos dos sensores, então, surge a necessidade de um condicionador de sinais para adequar o sinal de saída do sensor ao CAD.

#### 2.4.1 EXCITAÇÃO

Alguns sensores necessitam de um sinal de excitação externa de tensão ou corrente, por exemplo, os extensômetros e termistores. Os termistores normalmente são excitados com uma fonte de corrente que converte a variação de resistência em tensão mensurável. Os extensômetros, que normalmente têm baixa resistência, são tipicamente utilizados com configuração em ponte de Wheatstone com uma fonte de tensão.

Neste trabalho de dissertação foram considerados os sensores resistivos a nanotubos de carbono. Para esses sensores, os condicionadores de sinais têm dois requisitos. Primeiro, o sensor deve ser excitado com uma fonte de tensão ou corrente elétrica de modo a obter um sinal elétrico na saída, pois a resistência elétrica não é por si só um sinal. Segundo, essa fonte, que afeta o sinal de saída do sensor, é limitada pelo auto aquecimento do sensor resistivo [14].

Na Figura 3 pode ser visto um circuito divisor de tensão com a função de transformar a grandeza resistência elétrica do sensor ( $R_s$ ) em tensão elétrica ( $V_s$ ) cujo valor é :

$$V_s = R_s i = R_s \frac{V_{pol}}{R_{pol} + R_s}, \quad (1)$$

em que,  $R_s$  é a resistência do sensor e  $V_{pol}$  e  $R_{pol}$  são a tensão e resistência de polarização, respectivamente.

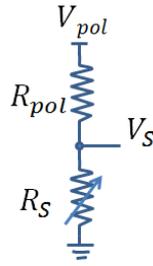


Figura 3 - Divisor de tensão para transformar a grandeza resistência elétrica em tensão elétrica do sensor.

#### 2.4.2 AMPLIFICAÇÃO

Os sinais nos terminais dos sensores são de baixa intensidade (na faixa de  $\mu\text{V}$  e  $\text{mV}$ ) de modo que não permitem um processamento confiável pelo CAD, assim surge a necessidade de amplificar esses sinais para possuírem a faixa de entrada do CAD. Ao amplificar o sinal, deve-se ter em mente que a relação entre o sinal de saída e o sinal de entrada deve ser linear, ou seja, apenas a amplitude do sinal de entrada deve ser modificada mantendo o formato do sinal igual. Caso essa relação não seja linear ocorre o que se chama de distorção não linear [18].

O amplificador diferencial é uma das configurações mais utilizadas para amplificação de sinais em projetos de circuitos integrados. Ele foi desenvolvido inicialmente com válvulas eletrônicas, porém só se tornou popular com o desenvolvimento dos circuitos integrados. Esse circuito deve ter alto ganho diferencial ( $A_d$ ), que é o ganho da diferença dos sinais nos terminais de entrada; deve possuir baixo valor do ganho de modo comum ( $A_{cm}$ ), que é o ganho da soma dos sinais nos terminais de entrada e; pode ser montado em cascata sem a necessidade de um capacitor de acoplamento [18].

O amplificador operacional (AmpOp) é utilizado para diversas aplicações, entre elas para amplificar a variação do sinal de saída de uma ponte de Wheatstone, conforme apresentado na Figura 4. Porém, apesar de sua simplicidade, esse circuito interfere o equilíbrio da ponte, que é modificado devido à resistência  $R_R$  e à corrente de polarização do amplificador operacional. O ganho é pouco exato e dependente das resistências da ponte de Wheatstone e do resistor  $R_R$ . Além disso, a saída não é linear em relação à entrada [38].

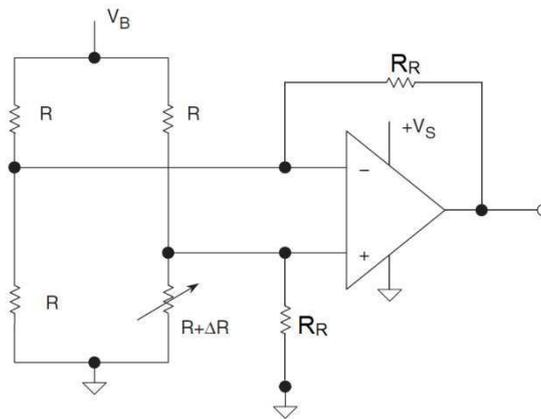


Figura 4 - Diagrama esquemático de um amplificador operacional com uma ponte de Wheatstone [38].

## 2.5 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador de instrumentação pode ser usado para substituir o AmpOp pois, apesar de ter mais componentes, tem maior impedância de entrada, alto valor de rejeição da tensão de modo comum (CMRR) e a tensão de saída dependente da diferença entre as entradas não inversoras do A1 e A2 na Figura 6 [56][57]. Além disso, possui um resistor  $R_I$ , que pode ser usado para configurar o ganho, Figura 5. Com isso, a interferência causada pelo acoplamento do amplificador de instrumentação ao circuito de medição é menor do que aquela provocada pelo amplificador operacional [38].

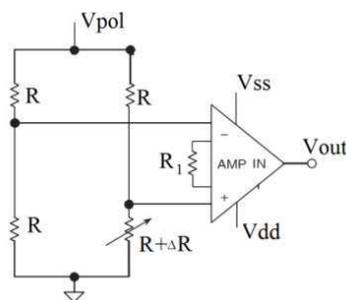


Figura 5 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação com uma ponte de Wheatstone [38].

O amplificador de instrumentação amplifica a diferença entre os sinais de entrada [39]. A topologia mais comum é formada por dois estágios, em que o primeiro estágio é composto pelos amplificadores operacionais A1 e A2 e o segundo estágio é

formado pelo amplificador de diferenças (amplificador operacional A3 e resistores  $R_3$  e  $R_4$ ), Figura 6.

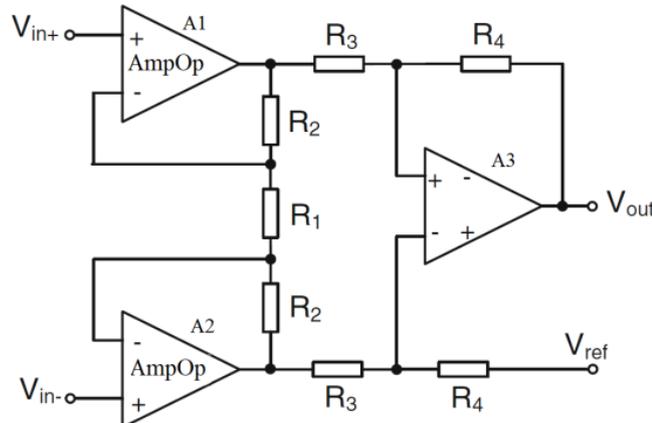


Figura 6 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação com três amplificadores operacionais [40].

O primeiro estágio transfere os sinais de entrada ao segundo estágio, no qual os sinais de modo comum são subtraídos, produzindo uma saída que corresponde à amplificação do sinal diferencial das entradas. O ganho diferencial é dado por (2) em que pode ser facilmente ajustado mudando o valor de  $R_1$ .

$$A_d \stackrel{\text{def}}{=} \frac{V_o}{V_{in+} - V_{in-}} = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (2)$$

Nos próximos subtópicos são abordados detalhes de algumas topologias de amplificadores de instrumentação.

### 2.5.1 TOPOLOGIA COM TRÊS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

O amplificador de instrumentação de três amplificadores operacionais, apresentado na Figura 6, usa uma realimentação de tensão para obter um determinado ganho por resistores, (1) [40].

A razão de rejeição de modo comum (CMRR) desse circuito é determinada pelo produto do ganho do primeiro estágio e a CMRR do segundo estágio, que é determinada pelo casamento dos resistores de realimentação  $R_3$  e  $R_4$ . Essa topologia tem alta

impedância de entrada e boa linearidade em uma larga faixa do sinal de entrada e saída [40].

### 2.5.2 TOPOLOGIA COM CAPACITOR CHAVEADO

O amplificador de instrumentação com capacitor chaveado, representado na Figura 7, é usado com capacitores como elementos de realimentação. O ganho de malha fechada é determinado por  $C_1/C_2$ . O erro do ganho pode ser até 0,1%, dependendo do projeto do leiaute, e tem baixa variação com a temperatura [40].

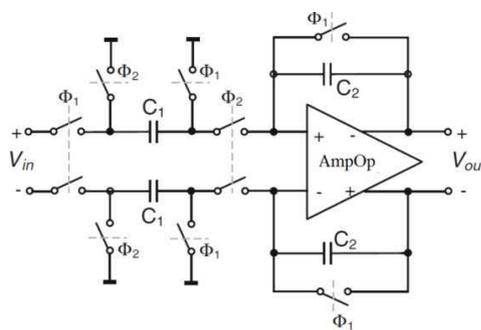


Figura 7 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação com capacitor chaveado [40].

### 2.5.3 TOPOLOGIA COM CAPACITOR DE ACOPLAMENTO

A topologia do amplificador de instrumentação com capacitor de acoplamento (e *chopped*), representado na Figura 8, está sendo bastante desenvolvida atualmente. Na entrada dessa topologia tem um chaveamento com inversão de polaridade (*chopper*) para converter o sinal de entrada contínua em sinal alternado e assim ser transportado pelo capacitor. Uma saída *chopper* converte o sinal alternado de volta para contínuo [40].

Nessa topologia o consumo é baixo e muito dependente de  $G_{m1}$ . Sua impedância de entrada é tipicamente na ordem de  $M\Omega$  e é determinada pela impedância do capacitor de entrada na frequência de chaveamento. A principal desvantagem dessa topologia é que o capacitor de chaveamento *chopper* aumenta o ruído na saída do amplificador [40].

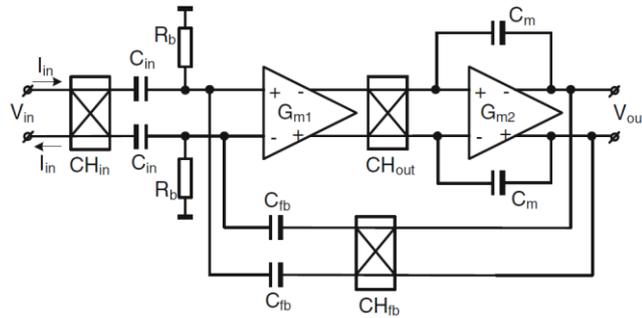


Figura 8 - Diagrama esquemático de um amplificador de instrumentação de topologia com capacitor de acoplamento [40].

#### 2.5.4 TOPOLOGIA COM REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE

O amplificador de instrumentação com realimentação de corrente (CFIA) tem na entrada e na realimentação os amplificadores de transcondutância  $G_{m2}$  e  $G_{m3}$ , respectivamente, que convertem as tensões de entrada e de realimentação em correntes correspondentes [40].

Comparando o CFIA com o AI de três amplificadores operacionais, o CFIA alcança maior CMRR por causa do amplificador de transcondutância de entrada  $G_{m2}$ , que isola a entrada de modo comum e converte a tensão de entrada diferencial em corrente diferencial. Outro comparativo é em relação à potência, pois o CFIA pode ser visto como uma versão compacta da topologia de três AmpOp, no qual o estágio de saída é compartilhado [40].

As principais desvantagens da topologia CFIA são: a limitação da exatidão do ganho, que é determinada pelo casamento dos amplificadores de transcondutância de entrada e de realimentação ( $G_{m2}$  e  $G_{m3}$ ); e a faixa linear que é limitada em algumas dezenas de mV [40].

## 2.6 MOSFET NA REGIÃO SUBLIMIAR

Existem diversas técnicas para diminuir o consumo de circuitos com transistores: utilização de transistores MOS com porta flutuante [41], [42], utilização de transistores MOS *bulk-driven* [43]–[45], utilização de transistores na região sublimiar

ou inversão fraca [46]–[49] entre outras [50]. Neste trabalho, os transistores foram utilizados na região sublimiar.

Os MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) normalmente operando na região sublimiar ou inversão fraca possuem ultra baixo consumo. Nessa região a variação da corrente do dreno ( $i_d$ ) com a tensão de polarização da porta apresenta característica exponencial e oferece alta eficiência de transcondutância ( $g_m/i_d$ ). Dessa forma, o circuito pode alcançar o desempenho desejado com baixa potência [50].

Existem algumas limitações práticas ao usar o transistor na região sublimiar como por exemplo, a limitação da resposta em frequência, a baixa linearidade quando  $V_{DS} < 3 V_t$  e as correntes substrato-fonte e substrato-dreno não podem mais ser ignoradas.

Um modelo matemático para o cálculo do valor da corrente  $i_d$  na região sublimiar é:

$$i_d = \frac{W}{L} I_{D0} \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{Th}}{n(KT/q)}\right), \quad (3)$$

em que  $n$  é o fator de inclinação sublimiar (tipicamente esse valor é maior que 1 e menor que 3, depende da tecnologia),  $W$  é a largura e  $L$  o comprimento do transistor,  $V_{GS}$  é a tensão entre a porta e a fonte,  $V_{Th}$  é a tensão de limiar,  $K$  é a constante de Boltzmann,  $T$  é temperatura,  $q$  é carga do elétron e  $I_{D0}$  é um parâmetro dependente do processo de fabricação e da tensão entre a fonte e o substrato ( $V_{sb}$ ) e a tensão de limiar. O ponto em que o transistor entra na região de inversão fraca pode ser aproximado por [51]:

$$V_{GS} < V_{Th} + n \frac{KT}{q}. \quad (4)$$

## 2.7 LEIAUTE

Para a fabricação dos circuitos integrados é necessário fazer o leiaute seguindo as regras gerais e as regras específicas impostas pela *foundry*. A quantidade de regras da *foundry* é muito grande, sendo fornecida em um documento com mais de 500 páginas.

Devido a grande quantidade de regras, a etapa de leiaute é complexa e, portanto, é necessário o uso de um programa computacional para auxiliar nessa atividade.

O leiaute consiste na disposição geométrica dos dispositivos a serem fabricados e suas conexões. Um arquivo contendo essas informações é gerado e enviado para a *foundry*.

Para evitar os efeitos das variações do processo de fabricação e o descasamento dos componentes usam-se técnicas de leiaute já estabelecidas. Algumas dessas técnicas são [52]: (a) geometrias idênticas com condições de contorno idênticas; (b) aproximar os dispositivos para que possam sofrer o mesmo efeito de fabricação; (c) manter os dispositivos casados com a mesma orientação da corrente e; (d) uso de dispositivos *dummy* e componentes interdigitados para evitar os efeitos da borda e garantir as mesmas condições de contorno dos dispositivos. Essas técnicas são ilustradas na Figura 9.

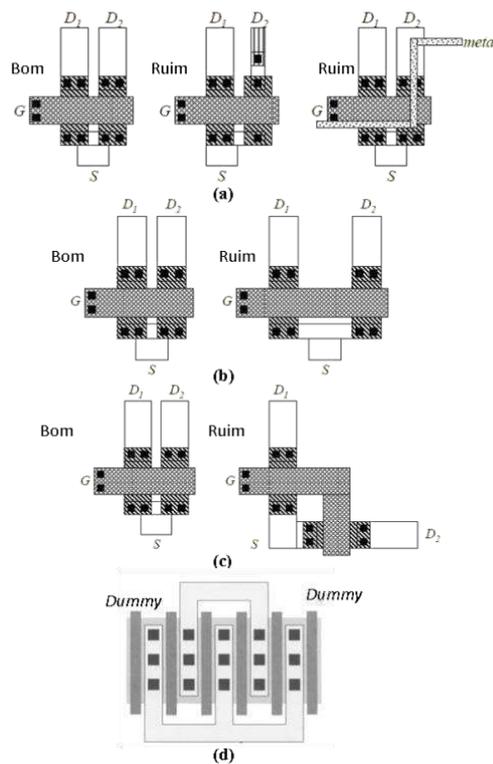


Figura 9 - Ilustração de técnicas de leiaute estabelecidas.

## 3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 3.1 SENSORES RESISTIVOS A CNT

Sensores a CNT têm sido abordados em diversos trabalhos [16], [17], [34]–[36], [53]–[58], [31]. Na maioria deles, o foco é o sensoriamento de gases [16], [17], [34], [35], [58], [31]. Apesar de o objetivo deste trabalho ser a concepção do circuito de condicionamento de sinais em tecnologia CMOS, é importante conhecer o estado da arte da aplicação na qual se deseja aplicar o circuito projetado.

Em [17] são mostrados resultados de medições de sensores a nanotubos de carbono dopados com titânio (Ti) expostos ao gás  $O_2$  e ao gás  $N_2$ . Com uma alimentação de 0,5 V, potência entre 10  $\mu W$  e 100  $\mu W$  e resistência nominal entre 1  $k\Omega$  e 10  $k\Omega$ , o sensor teve uma variação de resistência elétrica de até + 40 % quando exposto ao  $N_2$  e de até -10 % quando exposto ao  $O_2$ .

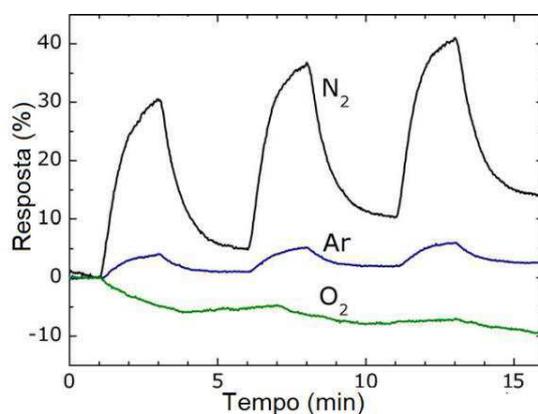


Figura 10 - Gráfico do tempo de resposta do sensor de gás a nanotubos de carbono exposto aos gases oxigênio e nitrogênio, adaptado de [17].

Em [16] são mostrados os resultados dos ensaios para detecção dos gases  $NO_2$  e  $NH_3$  com o SWCNT sem dopagem e com o SWCNT dopado com bromo (Br) e iodo (I), nos quais são obtidos variações de resistência de 20  $k\Omega$  à 200  $k\Omega$  e 80  $\Omega$  à 170  $\Omega$ , respectivamente. Percebe-se que ao dopar o SWCNT ocorre grande redução nos valores das resistências.

Pelo exposto, verifica-se a necessidade de um amplificador com ganho mínimo de 50 V/V para o sensor de [17], de 4 V/V para o sensor SWCNT sem dopagem de [16] e 6680 V/V para o sensor SWCNT dopado com bromo (Br) e iodo (I) de [16]. Esses valores foram calculados levando em consideração um divisor de tensão para polarizar o sensor com potência máxima de 1  $\mu$ W e tensão de polarização de 0,5 V.

## 3.2 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO DE BAIXO

### CONSUMO

Os amplificadores de instrumentação têm sido recentemente muito utilizados em aplicações em que o consumo deve ser na faixa de microwatts [15], [57], [59]–[67]. As topologias mais tradicionais do amplificador de instrumentação são: com realimentação de corrente e com três amplificadores operacionais.

O amplificador de instrumentação com realimentação de corrente tem alto valor de impedância de entrada. Entretanto, a exatidão do ganho é limitada pelo casamento entre as transcondutâncias de entrada e de realimentação e o desempenho em relação ao consumo é reduzido devido às transcondutâncias das entradas e da realimentação [59].

As variações da topologia clássica com três amplificadores operacionais possuem alta impedância de entrada e boa linearidade em uma larga faixa do sinal de entrada e saída [40], [64], [68].

Os amplificadores de ganho programável são amplificadores cujo ganho é modificado de acordo com valores pré-estabelecidos. Diversos amplificadores de ganho programável têm sido propostos usando diferentes técnicas de programação. Os circuitos propostos em [69]–[73] utilizam amplificador operacional discreto com ganhos programados por arranjo de resistores e chaves. Nos circuitos propostos em [61], [74] é utilizada a técnica de ganho programável com divisores de corrente. Outras propostas utilizam amplificadores de transcondutância com arranjo de resistores e chaves [75], [76]. Apesar de terem bom desempenho, esses circuitos propostos possuem consumo na faixa de mW, sendo assim, não são apropriados para aplicação em RFID [77].

Em [15] é proposto um condicionador de sinal com ganho programável utilizando uma variação do amplificador de instrumentação de três amplificadores operacionais para implementação em um sistema RFID. Na entrada desse circuito é utilizado o par diferencial cruzado. O consumo desse amplificador é de  $9 \mu\text{W}$ .

Na Tabela 1, são expostos alguns parâmetros (consumo, CMRR, topologia, ruído e ganho) de diversos trabalhos encontrados na pesquisa bibliográfica com diferentes topologias de amplificadores de instrumentação. A exposição dos resultados foi posta na ordem decrescente do consumo.

O amplificador de instrumentação de [15] é o que possui maior ganho e o terceiro que possui menor potência, porém não foi exposto os valores do ruído e da CMRR desse trabalho. O maior valor de CMRR é 134 dB fornecido pelo AI de [59], que tem um valor elevado de ganho (100 dB) e consumo muito baixo ( $1,8 \mu\text{W}$ ). Utilizando a mesma topologia de [59], o AI de [60] possui o consumo quase dez vezes menor e tem o valor de CMRR de 30 dB de diferença em relação ao AI de [59].

A topologia capacitivamente acoplada com *chopper* é a que apresenta melhores resultados em relação ao consumo. A outra topologia com melhor resultado é o amplificador de instrumentação de 3 AmpOp modificada.

TABELA 1 - RESUMO DE RESULTADOS DE AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO

Ref.	Consumo	CMRR	Topologia	Ruído	Ganho
[57]	$850 \mu\text{W}$	>90 dB	AI com realimentação de corrente	-----	20 dB
[62]	$510 \mu\text{W}$	>124 dB	AI com 3 OTA	$160 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$	20,13 dB
[64]	$152,5 \mu\text{W}$	>110 dB	AI com 3 AmpOp	$175 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$	19,9 dB
[65]	$29,7 \mu\text{W}$	100 dB	Balanço de corrente	$300 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$	-----
[66]	$27,65 \mu\text{W}$	-----	Chopper	$14,1 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$	100 dB
[15]	$9 \mu\text{W}$	-----	AI com 3 AmpOp modificado	-----	108 dB
[59]	$1,8 \mu\text{W}$	134 dB	Capacitivamente acoplado com <i>chopper</i>	$60 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$	100 dB
[60]	$192 \text{ nW}$	105 dB	Capacitivamente acoplado com Chopper	-----	39,5 dB

## 4 TOPOLOGIAS ESCOLHIDAS

Para o desenvolvimento do condicionador de sinais foi necessário dividir o projeto em blocos menores. Esses blocos são: o inversor, que juntamente com capacitores formam a chave analógica e; o amplificador operacional que juntamente com resistores formam o amplificador de instrumentação. Na Figura 11 pode ser vista uma ilustração dessa divisão em blocos.

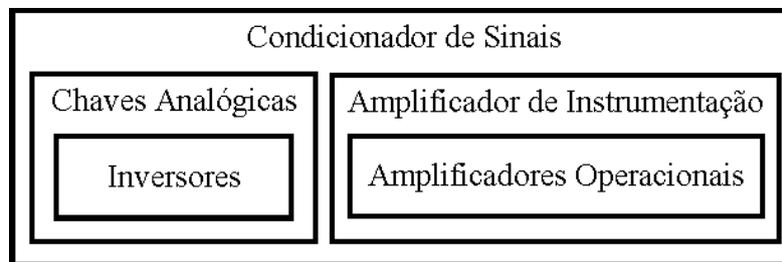


Figura 11 - Ilustração da divisão em blocos para o desenvolvimento do condicionador de sinais.

### 4.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

A topologia do amplificador de instrumentação com 3 amplificadores operacionais, que pode ser vista na Figura 12, foi escolhida devido à possibilidade de alcançar os requisitos controle de ganho, linearidade da saída em relação à entrada, resposta rápida, e, principalmente, ultra baixo consumo. Esses parâmetros foram analisados de modo a possibilitar o uso desse circuito em sistemas RFID passivos com os sensores acoplados à parte digital da etiqueta. A baixa complexidade do AI com 3 AmpOp é outra característica que reforçou a sua escolha.

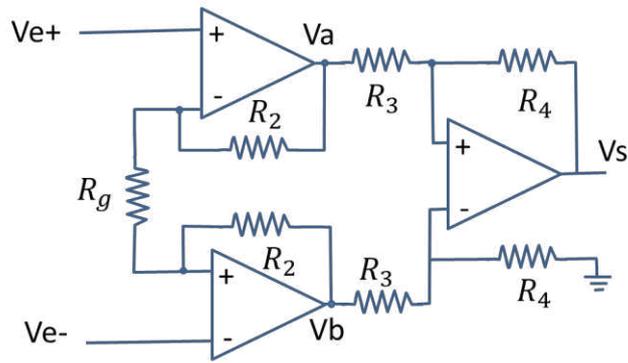


Figura 12 - Diagrama esquemático do amplificador de instrumentação.

A tensão de saída do amplificador de instrumentação desenvolvido depende diretamente da diferença das tensões de entrada e das relações de resistências, como pode ser visto em (5).

$$\begin{aligned}
 v_s &= (v_a - v_b) \frac{R_4}{R_3} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_g}\right) \frac{R_4}{R_3} (v_{e+} - v_{e-}) \\
 &= (1 + G)k(v_{e+} - v_{e-}).
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Em que  $G = 2R_2 / R_g$  e  $k = R_4/R_3$ . Com isso pode-se controlar o ganho alterando, principalmente o valor de  $R_g$ , mas também os valores dos resistores  $R_3$  e/ou  $R_4$ . Porém, o controle do ganho feito por  $R_3$  e/ou  $R_4$  torna-se difícil devido à necessidade do casamento dos valores dessas resistências.

#### 4.1.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Levando em consideração a área de ocupação do chip, o consumo e a complexidade do circuito, foi escolhida a topologia do amplificador operacional de dois estágios, em que para alcançar um alto valor de ganho DC foi usado o par diferencial e a carga ativa com amplificadores *self* cascode no primeiro estágio e um amplificador classe AB no segundo estágio [78], como pode ser visto na Figura 13.

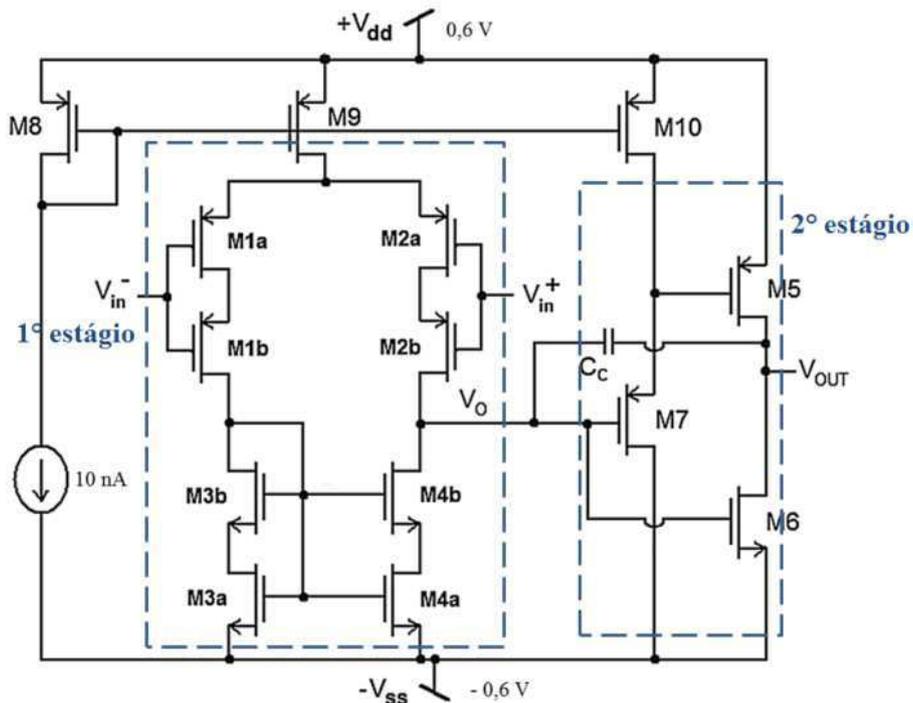


Figura 13 - Diagrama esquemático do amplificador operacional utilizado, adaptado de [78].

## 4.2 CHAVE ANALÓGICA

A chave analógica foi implementada usando um transistor NMOS e um transistor PMOS com a fonte do NMOS ligada ao dreno do PMOS (E/S na Figura 14) e a fonte do PMOS ligada ao dreno do NMOS (S/E na Figura 14) funcionando como os terminais de entrada e saída do sinal. O controle da chave é feito com as portas dos transistores.

Como o transistor PMOS é baixo ativo e o transistor NMOS é alto ativo, é necessário um inversor (inversor T na Figura 14) para fazer o controle da chave com apenas um sinal de controle ( $V_{ctrl}$ ). Porém, esse inversor causa um atraso no sinal que ativa o PMOS em relação ao NMOS. Para contornar esse problema usa-se dois inversores para ativar o NMOS, de modo que o atraso dos dois inversores que antecede o NMOS é igual ao atraso do inversor que antecede o PMOS.

Nas portas dos transistores são conectados dois capacitores para evitar o efeito das injeções de cargas, que ocorre ao abrir as chaves.

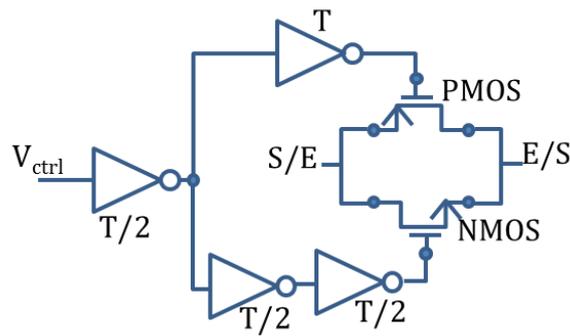


Figura 14 - Diagrama esquemático de uma chave analógica com transistores CMOS.

#### 4.2.1 INVERSOR

O inversor CMOS pode ser visto na Figura 15. Consideram-se dois casos: quando  $V_i$  tem níveis lógicos “1” e “0”. No primeiro caso, quando  $V_i$  tem nível lógico “1”, o NMOS fornece “0” à saída. No segundo caso, quando  $V_i$  tem nível lógico “0”, o PMOS garante “1” na saída.

O sinal de saída do inversor tem atrasos de propagação do nível baixo para o nível alto ( $t_{PLH}$ , do inglês *propagation delay from low to high*) e de propagação do nível alto para o nível baixo ( $t_{PHL}$ , do inglês *propagation delay from high to low*). O tempo de propagação do inversor é então definido pela média do tempo de subida e descida,  $t_p = 0,5(t_{PHL} + t_{PLH})$  [18].

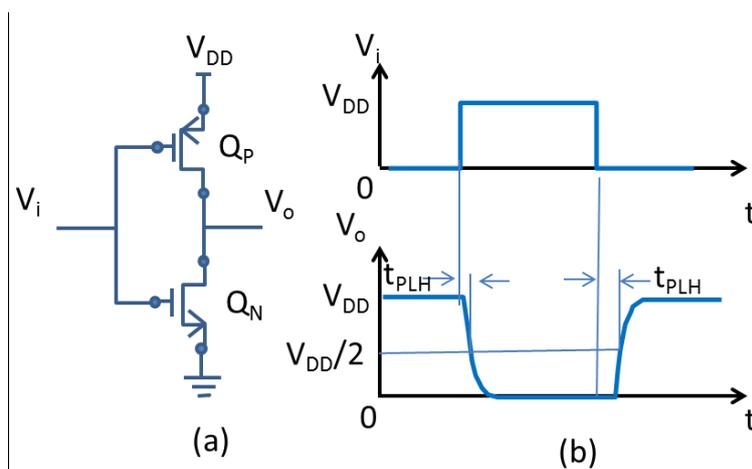


Figura 15 - (a) circuito de um inversor CMOS e (b) formas de onda da entrada e da saída do inversor [18].

### 4.3 CONDICIONADOR DE SINAIS

O condicionador de sinais desenvolvido tem como principal função dar um ganho no sinal provindo do sensor, assim como excitar o sensor (transformando a grandeza física resistência elétrica em tensão) e selecionar o sensor a ser mensurado.

Um diagrama esquemático desse circuito pode ser visto na Figura 16, em que os resistores  $R_{13}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{11}$  e  $R_{10}$  servem de polarização para limpeza dos sensores e os resistores  $R_{pol3}$ ,  $R_{pol2}$ ,  $R_{pol1}$  e  $R_{pol0}$  servem de polarização de leitura dos sensores. Os transistores T1 e T2 são utilizados para acionar a função de leitura ou de limpeza do sensor que é selecionado por uma das chaves  $S_0$ - $S_3$ . Apenas um dos sensores deve ser lido ou limpado por vez para evitar o alto consumo e a limpeza desnecessária.

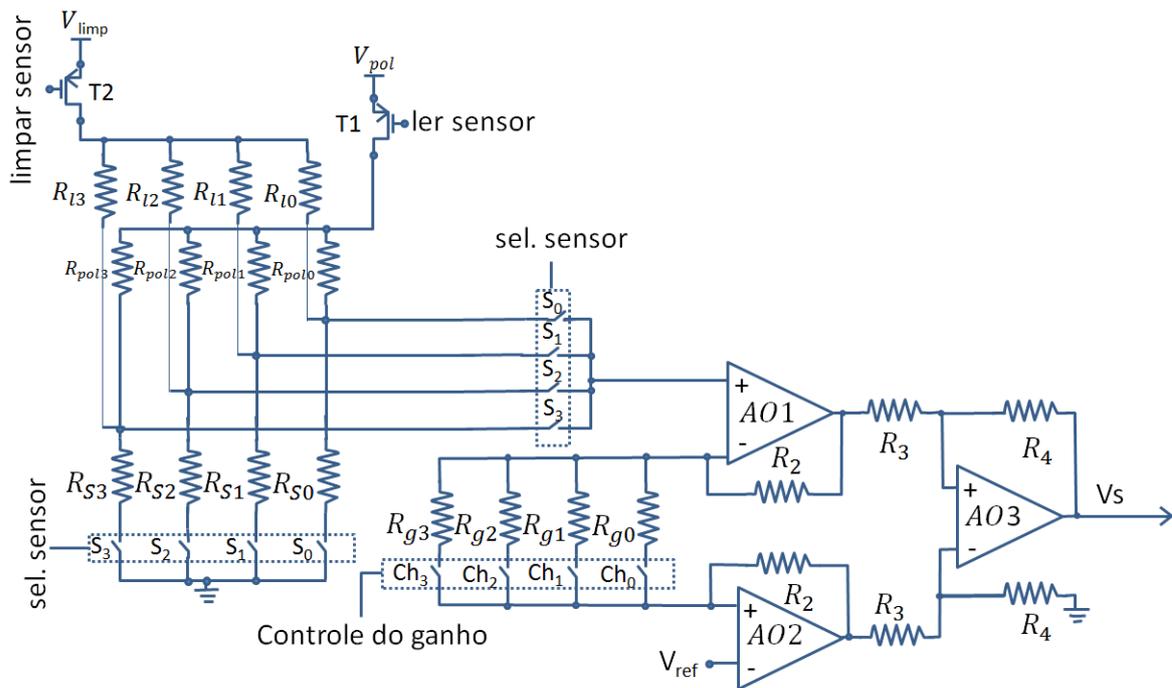


Figura 16 - Diagrama esquemático do condicionador de sinais projetado.

Para que possam ser utilizados diversos sensores a CNT no mesmo circuito, deve-se utilizar o conjunto de resistores ( $R_{g3}$ - $R_{g0}$ ) e chaves analógicas ( $Ch_3$ - $Ch_0$ ) de modo que dependendo do sensor escolhido, o ganho será o que melhor adapta o sinal de saída do sensor ao CAD. Esse ganho é determinado por :

$$G = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2 \times R_2}{R_{gn}} \right), \quad (6)$$

em que

$$R_{gn} = \left( \frac{Ch_3}{R_{g3}} + \frac{Ch_2}{R_{g2}} + \frac{Ch_1}{R_{g1}} + \frac{Ch_0}{R_{g0}} \right)^{-1}, \quad (7)$$

ou seja, o ganho é:

$$G = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + 2R_2 \left( \frac{Ch_3}{R_{g3}} + \frac{Ch_2}{R_{g2}} + \frac{Ch_1}{R_{g1}} + \frac{Ch_0}{R_{g0}} \right) \right), \quad (8)$$

Os valores de  $Ch_3$ - $Ch_0$  podem ser 0 ou 1 dependendo do ganho que se deseja e se a chave analógica está aberta ou fechada. Quando a chave analógica está aberta o valor da variável correspondente a ela é 0 e quando a chave analógica está fechada o valor da variável correspondente a ela é 1. Dessa forma o ganho pode ser determinado por um código digital provindo do leitor RFID.

## 5 METODOLOGIA

A proposta deste trabalho foi implementar um condicionador de sinais com ultra baixo consumo e com ganho programável.

Baseado na pesquisa bibliográfica e utilizando o fluxo de projeto de circuitos integrados (detalhado no apêndice) observou-se que o amplificador de instrumentação com três amplificadores operacionais atende às especificações de projeto, que incluem ultra baixo consumo e tempo de resposta rápido.

Em termos do consumo, buscou-se o projeto de um circuito de condicionamento de sinais com  $9 \mu\text{W}$  no máximo. Com relação ao tempo, buscou-se um circuito com resposta de no máximo  $300 \mu\text{s}$ . Esses valores foram estabelecidos baseados em uma análise das normas ISO/IEC 15693 e 14443 realizada em [15].

Após ter escolhido e desenvolvido o amplificador de instrumentação, analisou-se qual a melhor maneira de seleção do ganho. Os métodos de seleção do ganho podem ser de modo que os amplificadores tenham ganhos em escala de 10 (ou seja, 1, 10, 100, etc), em escala binária (1, 2, 4, 8, etc) [38], em escala binária com valores intermediários de modo que a perda no alcance seja minimizada [79] ou com os valores dos resistores dimensionados de forma quadrática [15]. Devido à faixa de ganho necessária dos sensores não ser tão alta e o degrau de um ganho para outro ser pequeno, foi observado que o melhor método para a aplicação desse projeto é colocando resistores de forma quadrática.

Foi realizado o dimensionamento dos transistores do circuito para a tecnologia CMOS de  $0,13 \mu\text{m}$  da GlobalFoundries. Em seguida, foi feito o esquemático do circuito em um *software* de desenvolvimento de circuitos integrados e foram realizadas simulações em nível de esquemático visando otimizar as características do circuito, sobretudo em termos de consumo e tempo de resposta.

Em seguida, projetou-se o leiaute correspondente ao esquemático simulado respeitando as regras de leiaute da tecnologia. Com isso pretende-se enviar o circuito para fabricação em uma rodada de projeto de circuitos integrados compartilhados da GlobalFoundries por meio de um acordo entre o LIMC e a MOSIS.

## 6 RESULTADOS

### 6.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Partindo dos valores de dimensionamento dos transistores já estabelecidos em [78] e fazendo simulações paramétricas, foram encontrados os valores de dimensionamento da Tabela 2, de modo que os transistores mostrados na Figura 13 operem na região sublimiar, como descrito em (4).

TABELA 2 - VALORES DE DIMENSIONAMENTO DOS TRANSISTORES DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

<b>Elemento</b>	<b>W/L (<math>\mu\text{m}/\mu\text{m}</math>)</b>
M1a= M2a	2/10
M1b= M2b	10/2
M3a=M4a	2/20
M3b=M4b	20/2
M5	2,5/0,4
M6	1/0,4
M7	0,25/0,4
M8	0,4/0,4
M9	10/10
M10	0,25/0,5

Na Figura 17 pode-se ver o gráfico da resposta em frequência do ganho (em vermelho) e da fase (em azul) do amplificador operacional projetado em malha aberta. Pode-se observar que o ganho DC é em torno de 98,8 dB e a margem de fase é em torno de 46°. O consumo desse circuito é de aproximadamente 80 nW.

Idealmente o ganho do amplificador operacional em malha aberta é infinito. Porém, na prática de circuitos integrados analógicos observou-se, nas referências consultadas, que esse valor é menor que 137 dB [78], [80], [81].

Para que o circuito seja estável em malha fechada é necessário que a margem de fase seja maior que  $45^\circ$  [18]. Portanto, o valor da margem de fase obtido garante a estabilidade do amplificador operacional em malha fechada.

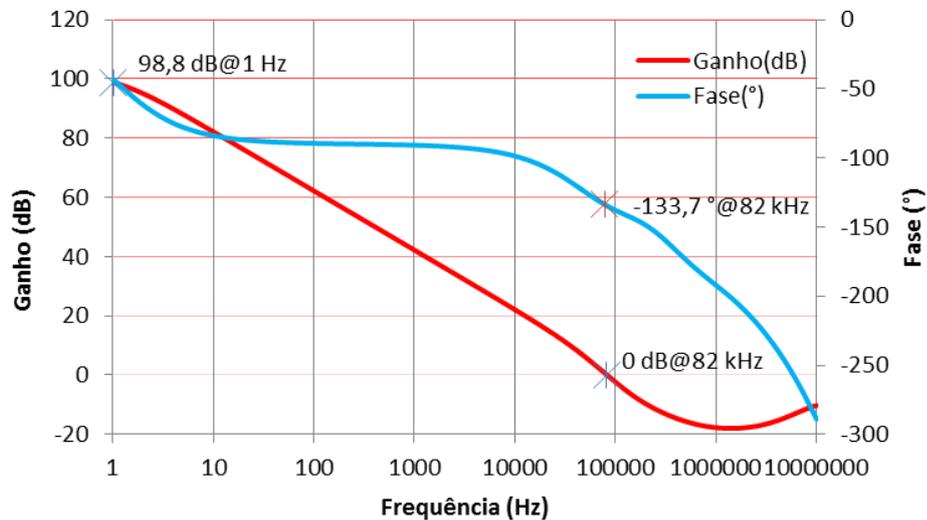


Figura 17 – Diagrama de bode do amplificador operacional.

Na Figura 18 pode ser visto o leiaute do amplificador operacional. Neste leiaute pode-se observar a simetria vertical do par diferencial, garantido o casamento dos transistores. Esse bloco ocupa  $100 \mu\text{m} \times 56 \mu\text{m}$  da área do *waffer*.

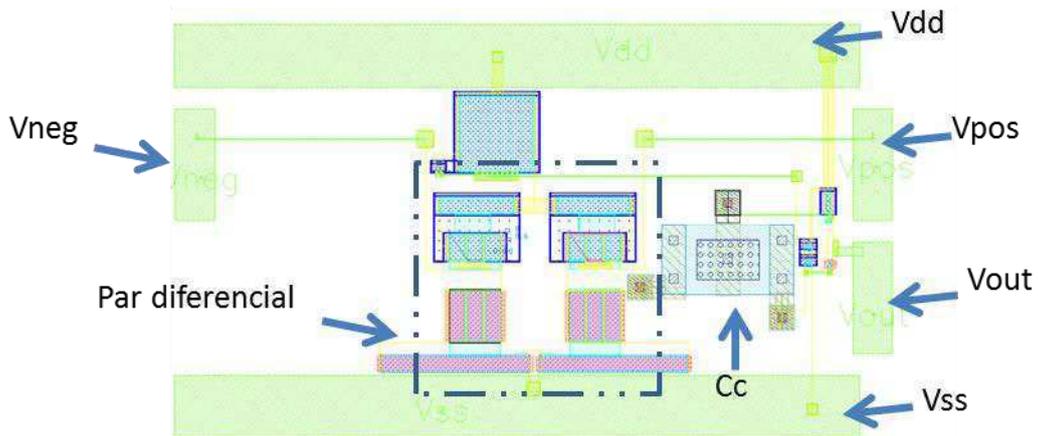


Figura 18 - Leiaute do amplificador operacional.

## 6.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

Na Figura 19 pode-se observar os gráficos do ganho ideal e do ganho obtido em função da variação da resistência de ganho  $R_g$  (Figura 12), mantendo os valores das resistências  $R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ . Percebe-se que a diferença entre o valor ideal do ganho (obtido pela expressão (6)) e o valor do ganho simulado em nível de esquemático aumenta quando o valor de resistência  $R_g$  é menor que  $10 \text{ k}\Omega$ .

O valor de  $R_g$  escolhido foi  $1 \text{ k}\Omega$ . Para esse valor de resistência, o erro relativo entre as duas curvas é  $10 \%$ , aproximadamente. Além disso, o ganho máximo é de  $41 \text{ dB}$  ( $112,2 \text{ V/V}$ ). O ganho unitário ( $0 \text{ dB}$  ou  $1 \text{ V/V}$ ) ocorre quando  $R_g > 10 \text{ M}\Omega$ . Logo, a faixa do ganho é  $0 \text{ dB}$  ( $1 \text{ V/V}$ ) e  $41 \text{ dB}$  ( $112,2 \text{ V/V}$ ).

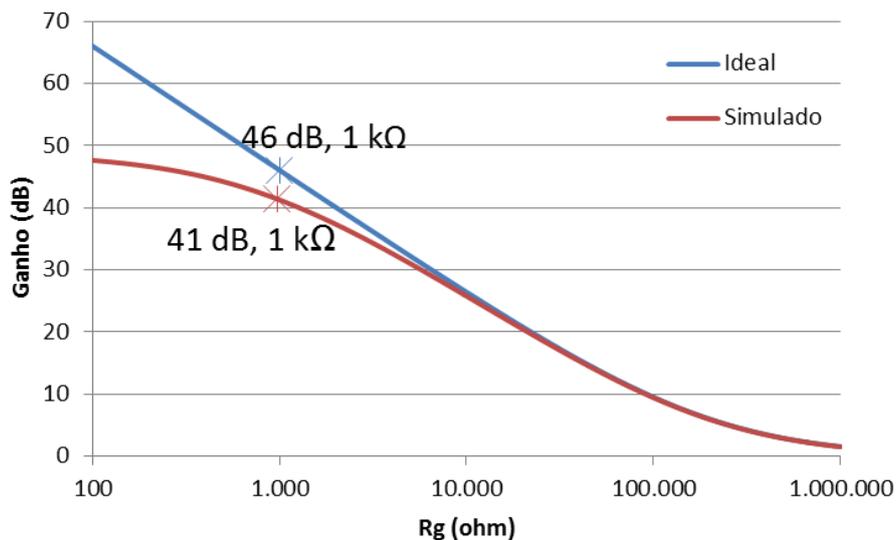


Figura 19 - Gráfico do ganho teórico e do ganho do amplificador projetado em função da resistência de ganho  $R_g$ .

A resposta em frequência do amplificador de instrumentação pode ser vista na Figura 20, considerando  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ . Como previsto pelo gráfico da Figura 19, o ganho máximo de tensão DC é  $41 \text{ dB}$ . Além disso, pode-se observar a margem de fase em torno de  $47^\circ$ , o que garante a estabilidade do circuito.

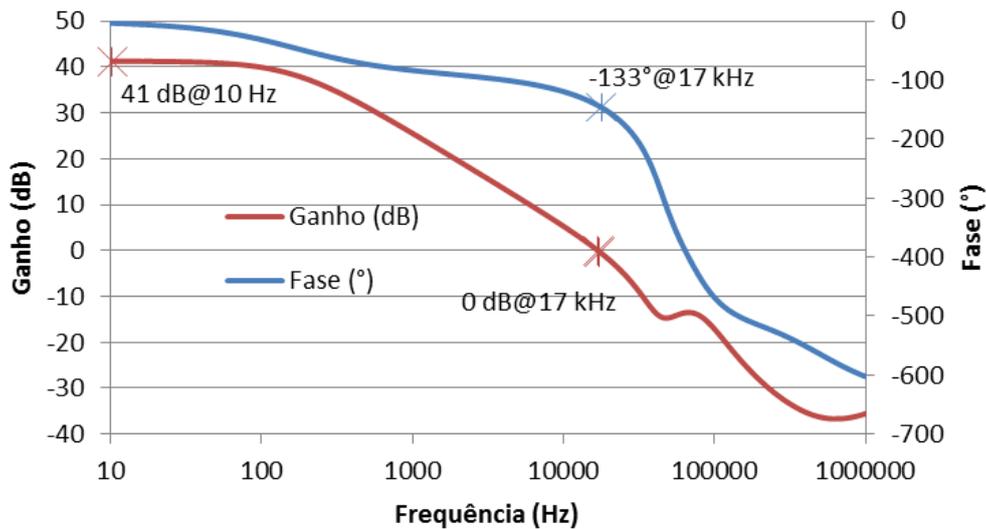


Figura 20 - Gráfico da resposta em frequência do amplificador de instrumentação.

Para o ganho de 112,2 V/V o valor da relação de rejeição de modo comum (CMRR) é 97,15 dB. Esse valor foi obtido dividindo o ganho com as entradas no modo diferencial pelo ganho com as entradas no modo comum. Em geral, para ser considerado um amplificador de instrumentação o CMRR deve ser superior a 80 dB [82].

Na Figura 21 pode ser vista a resposta do amplificador de instrumentação ao trem de pulsos, em que o valor de  $R_g$  é 100 k $\Omega$ . Esse valor de resistência foi escolhido para a situação em que todos os resistores do circuito da Figura 12 são iguais. Nessa situação, verificou-se que a resposta temporal do circuito projetado é de 150  $\mu$ s, o que o torna adequado para a aplicação em um sistema RFID, em que o tempo de resposta é de fundamental importância.

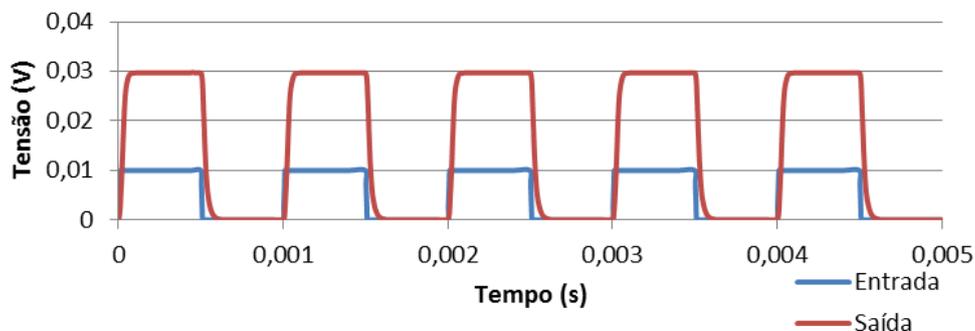


Figura 21 - Resposta temporal do amplificador de instrumentação ao trem de pulso.

Como pode ser visto na Figura 21, o ganho para  $R_g = 100 \text{ k}\Omega$  é  $3 \text{ V/V}$  e o consumo é  $1,38 \mu\text{W}$ . Para obter o valor do consumo, verificou-se o valor da corrente na fonte de alimentação, que é  $1,15 \mu\text{A}$ , e multiplicou-se a corrente pelo valor da tensão de alimentação, que é  $1,2 \text{ V}$ .

Na Figura 22 pode ser visto o leiaute do amplificador de instrumentação com os resistores de realimentação interdigitados e com *dummy* para evitar o descasamento. Esse bloco ocupa  $308 \mu\text{m} \times 195 \mu\text{m}$  da área do *waffer*.

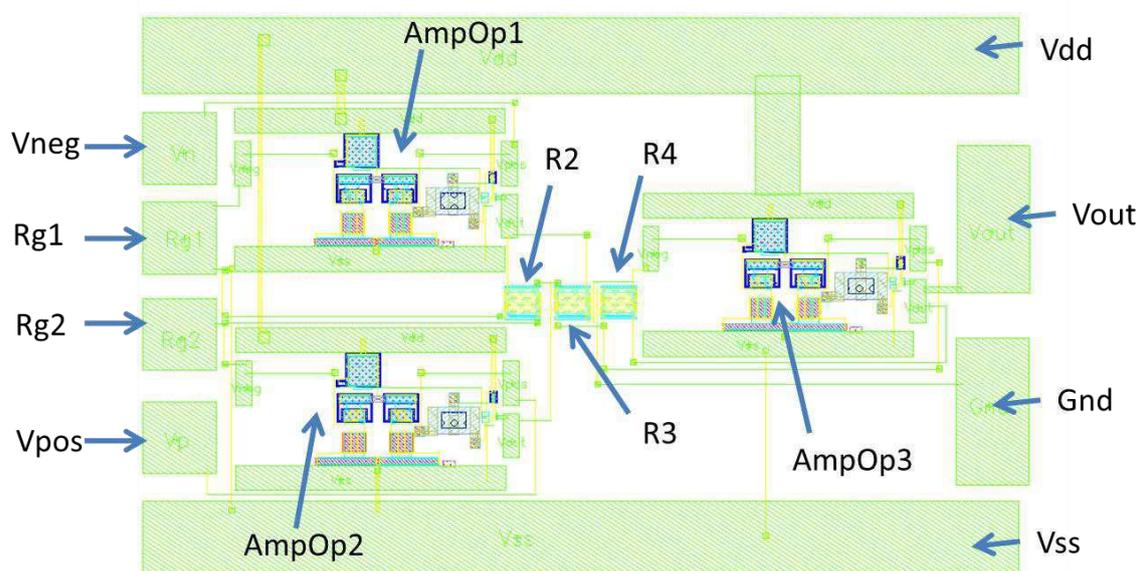


Figura 22 - Leiaute do amplificador de instrumentação.

### 6.3 INVERSORES

Na topologia da chave analógica (Figura 14) são utilizados inversores com tempos de atraso diferentes, um com o tempo de atraso  $T$  e o outro com o tempo de atraso  $T/2$ .

O tempo de atraso de um inversor é inversamente proporcional ao valor da largura do transistor ( $W$ ). Portanto, para obter um inversor com o tempo de atraso de  $T/2$  deve-se multiplicar a largura ( $W$ ) dos transistores NMOS e PMOS por 2. Além disso, é

necessário fazer uma variação paramétrica do dimensionamento para refinar os valores dos atrasos.

Utilizando um inversor com o menor dimensionamento permitido pela tecnologia foi obtido um atraso de 4,6 ns. Para o inversor com o atraso  $T/2$  o tempo de atraso foi de 2,2 ns.

Na Figura 23 pode ser vista a resposta ao degrau do inversor com atraso  $T$ .

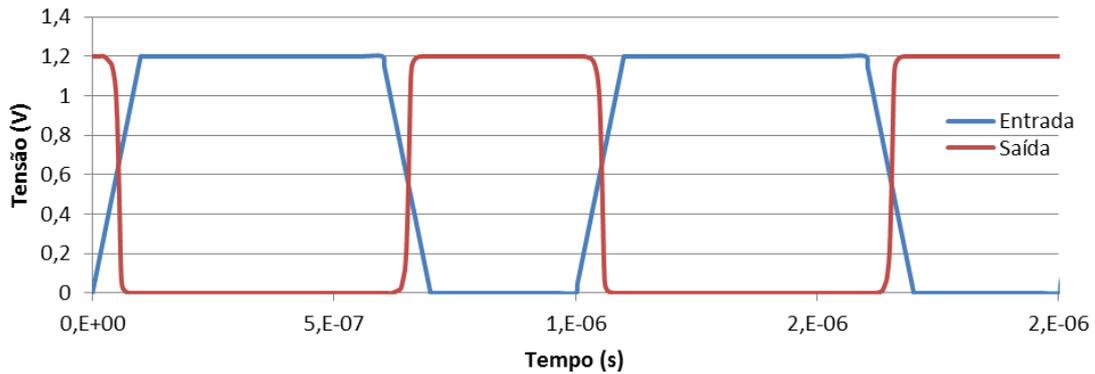


Figura 23 - Resposta transitória do inversor com tempo de atraso  $T$ .

O inversor é formado por um transistor PMOS e um transistor NMOS, com os terminais do dreno conectados funcionando como saída e os terminais da porta conectados funcionando como entrada, como pode ser visto na Figura 24. A área total do inversor é igual a  $4 \mu\text{m} \times 6 \mu\text{m}$ .

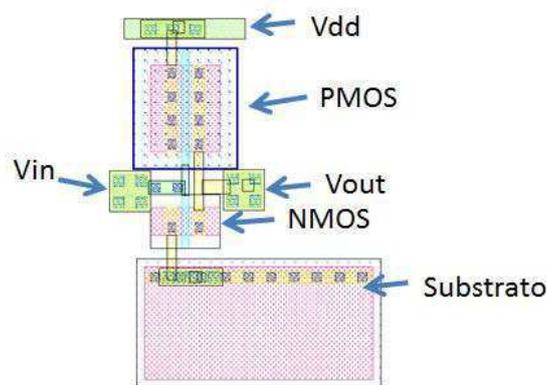


Figura 24 - Leiaute do inversor utilizado nas chaves analógicas.

## 6.4 CHAVE ANALÓGICA

Na Figura 25 pode ser visto o leiaute da chave analógica, que é formada por inversores e capacitores. Os capacitores são os componentes que ocupam maior área do circuito integrado, sendo a área total da chave analógica igual a  $105 \mu\text{m} \times 105 \mu\text{m}$ .

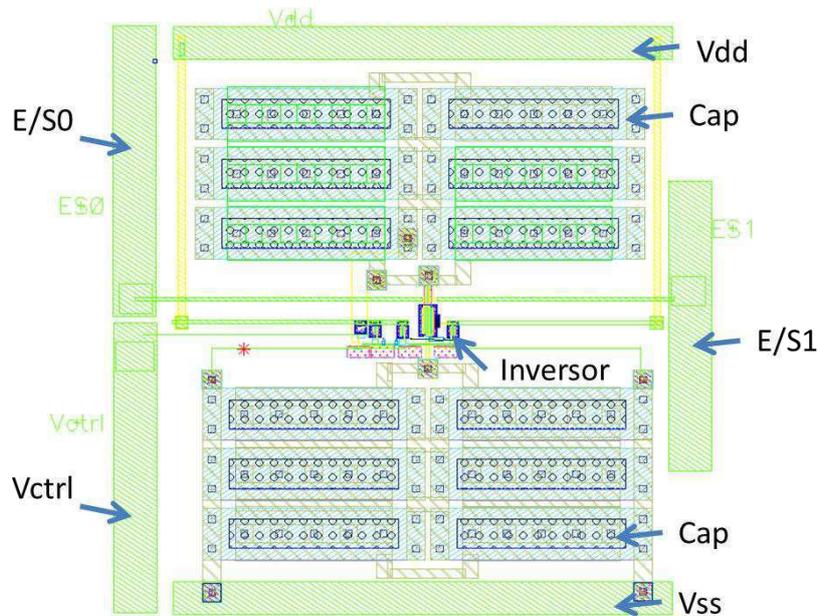


Figura 25 - Leiaute da chave analógica.

## 6.5 CONDICIONADOR DE SINAIS

As resistências de polarização de acionamento e de limpeza são componentes externos ao circuito integrado e devem ser escolhidas de acordo com a faixa de valores da resistência do sensor. As resistências de polarização de acionamento devem ser altas o suficiente para tornar a corrente baixa e, conseqüentemente, o consumo também ser baixo (porém quanto menor a corrente maior será o ganho necessário). As resistências de polarização de limpeza são determinadas baseando-se no valor de corrente necessário para fazer a limpeza do sensor, normalmente  $10 \mu\text{A}$  [15].

Para determinar os valores das resistências de polarização é necessário conhecer as características resistivas do sensor, a potência máxima e a tensão de polarização. O

sensor a CNT [17] tem a resistência nominal  $R_{snom} = 10 \text{ k}\Omega$ , a resistência máxima  $R_{smax} = 14 \text{ k}\Omega$  e a resistência mínima  $R_{smin} = 9 \text{ k}\Omega$ . Limitando o consumo máximo do sensor à  $P = 1 \text{ }\mu\text{W}$  e adotando a tensão de polarização igual a  $V_{pol} = 0,5 \text{ V}$ , determina-se o valor da resistência de polarização por:

$$R_{pol} = \frac{V_{pol}^2}{P} - R_{smin}, \quad (9)$$

que para esse caso é  $R_{pol} = 241 \text{ k}\Omega$ . Tendo conhecimento do valor de  $R_{pol}$  pode-se determinar os valores da tensão máxima ( $V_{smax}$ ) e mínima ( $V_{smin}$ ) no terminal do sensor por:

$$V_{smax} = \frac{R_{smax}V_{pol}}{R_{pol}+R_{smax}} = 27,4 \text{ mV}, \quad (10)$$

$$V_{smin} = \frac{R_{smin}V_{pol}}{R_{pol}+R_{smin}} = 18 \text{ mV}. \quad (11)$$

Tendo conhecimento dos valores máximo e mínimo no terminal do sensor e no terminal de entrada do CAD pode-se determinar o ganho usando a seguinte expressão:

$$G = \frac{V_{incadmax} - V_{incadmin}}{V_{smax} - V_{smin}}, \quad (12)$$

em que,  $V_{incadmax}$  é a tensão máxima de entrada no CAD (nesse caso  $V_{incadmax} = 500 \text{ mV}$  [15]),  $V_{incadmin}$  é a tensão mínima de entrada no CAD (nesse caso  $V_{incadmin} = 50 \text{ mV}$  [15]) e  $G$  é o ganho do amplificador de instrumentação (nesse caso  $47,8 \text{ V/V}$ ).

Ao aplicar esse ganho no valor mínimo da tensão do sensor tem-se na saída um valor saturado em  $0,6 \text{ V}$  devido a limitação da faixa de saída do AI e que ultrapassa o valor de entrada do CAD. Para evitar esse problema, deve-se fazer o ajuste de zero utilizando o terminal negativo do AI com uma tensão de referência ( $V_{ref}$ ).

Esse valor de referência é determinado por um conversor digital analógico (CDA) de oito bits que recebe o sinal digital da unidade leitora RFID [15]. Nesse trabalho, porém, é utilizada uma fonte de tensão constante para representar o CDA.

O valor do ajuste de zero é adaptado de acordo com o sensor a ser utilizado, devendo ser igual ao menor valor da tensão de saída do sensor, que ocorre quando está com o menor valor de resistência. Com isso, pode-se explorar a faixa máxima da entrada do CAD e evitar a saturação do AI, conforme a ilustração na Figura 26.

Portanto, considerando  $V_{ref} = 18 \text{ mV}$ , a tensão de saída do AI para o valor mínimo de  $V_s$  é:

$$V_{out} = G(V_{smin} - V_{ref}) = 0 \text{ V}, \quad (13)$$

e para o valor máximo de  $V_s$  é:

$$V_{out} = G(V_{smax} - V_{ref}) = 449,3 \text{ mV}. \quad (14)$$

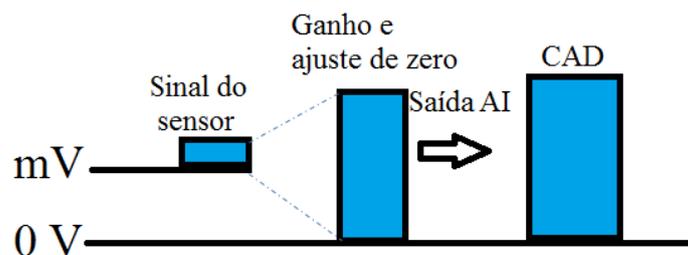


Figura 26 - Ilustração dos sinais do sensor e seu processamento pelo amplificador de instrumentação.

Os resistores de ganho ( $R_{g3}, R_{g2}, R_{g1}, R_{g0}$ ), mostrados na Figura 16, foram calculados para serem usados em escala binária de modo que o ganho esteja na faixa entre 1 V/V e 112 V/V, portanto:

$$G = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + 2R_2 \left( \frac{Ch_3}{8R_n} + \frac{Ch_2}{4R_n} + \frac{Ch_1}{2R_n} + \frac{Ch_0}{R_n} \right) \right), \quad (15)$$

em que  $R_n$  é uma resistência nominal.

O maior valor do ganho ocorre quando todas as chaves estão fechadas. Nesse trabalho esse valor é 112 V/V. Utilizando os resistores  $R_4 = R_3 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ , o valor da resistência nominal é aproximadamente  $R_n = 3,38 \text{ k}\Omega$ . Com isso o ganho máximo é 111,94 V/V (quando todas as chaves estão fechadas) e o ganho mínimo é 8,93 (quando

apenas a chave Ch<sub>3</sub> está fechada). Para obter o ganho unitário deve-se deixar todas as chaves abertas. Os valores do ganho de acordo com o conjunto de chaves abertas e fechadas podem ser vistos na Tabela 3.

TABELA 3 - VALORES DOS GANHOS DE ACORDO COM O ACIONAMENTO DAS CHAVES

Ch <sub>0</sub>	Ch <sub>1</sub>	Ch <sub>2</sub>	Ch <sub>3</sub>	Decimal	ganho
0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	8,39
0	0	1	0	2	15,79
0	0	1	1	3	23,19
0	1	0	0	4	30,58
0	1	0	1	5	37,98
0	1	1	0	6	45,38
0	1	1	1	7	52,77
1	0	0	0	8	60,17
1	0	0	1	9	67,57
1	0	1	0	10	74,95
1	0	1	1	11	82,36
1	1	0	0	12	89,75
1	1	0	1	13	97,15
1	1	1	0	14	104,55
1	1	1	1	15	111,94

Na Figura 27 pode ser visto o leiaute do condicionador de sinais completo, pronto para ser enviado para a fabricação. Além dos inversores, chaves analógicas, amplificadores operacionais e amplificador de instrumentação, foram criados os leiautes dos contatos para conexão das fontes de alimentação e componentes externos ao circuito integrado.

Após o desenho do leiaute, recomenda-se a realização de uma extração de componentes parasitas. Esse procedimento permite a obtenção de uma resposta do circuito mais próxima da realidade, uma vez que considera as capacitâncias entre as camadas metálicas do CI.

Por problemas técnicos e licença do programa, não foram feitas as extrações dos componentes parasitas, mas foram feitas as verificações de regras de leiaute da *foundry* e o comparativo entre o esquemático e o leiaute. O comparativo leiaute x esquemático é

feito para verificar se todas as ligações feitas no esquemático realmente estão no leiaute e se não houve acréscimo ou retirada de componentes.

Embora que não tenha sido realizada a extração dos componentes parasitas, pretende-se enviar o circuito mostrado na Figura 27 para fabricação na GlobalFoundries, que é uma empresa que fabrica circuitos integrados. Esse envio será feito no contexto de uma parceria entre o LIMC e a MOSIS.

Após a fabricação do circuito, os testes serão feitos usando os resistores de polarização e sensores externos. A área do circuito integrado e o número de contatos foram definidos pela MOSIS, sendo 3 mm<sup>2</sup> de área e 48 contatos (valores máximos), porém, nesse projeto são utilizados apenas 31 pinos.

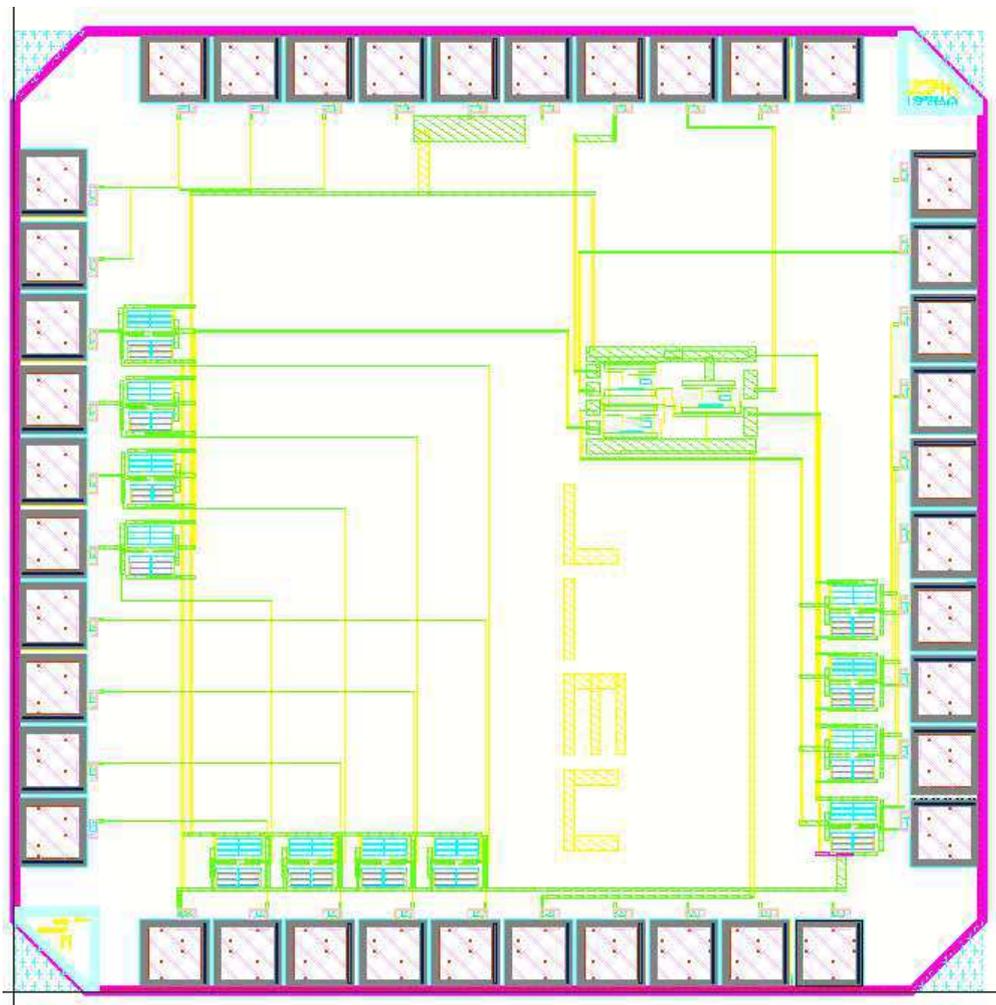


Figura 27 - Leiaute do circuito integrado com os contatos.

## 7 CONCLUSÕES

Com o intuito de tornar viável a detecção de gases com as tecnologias RFID e nanotubos de carbono, uma parceria entre o LIMC da UFCG e o CCS da UNICAMP foi estabelecida. Inserido nesse contexto, esse trabalho de dissertação teve como resultado o desenvolvimento de um condicionador de sinais com consumo em torno de  $3 \mu\text{W}$ , tempo de estabilização de  $150 \mu\text{s}$ , com ganho máximo de 41 dB e capacidade de serem acoplados diversos sensores resistivos a nanotubos de carbono.

Baseado na revisão bibliográfica foi identificado que são necessários valores de ganhos diferentes, em que para um sensor a SWCNT sem dopagem é solicitado um ganho de 4 V/V, enquanto para sensor a nanotubos de carbono dopados com titânio (Ti) é necessário um ganho de 50 V/V. O condicionador de sinais desenvolvido atende às demandas desses sensores, porém foi encontrando um outro sensor a SWCNT dopado com bromo (Br) e iodo (I) que é necessário um ganho de 6680 V/V. Esse valor de ganho não é alcançado com o condicionador de sinais desenvolvido.

Com esses resultados percebe-se que a topologia clássica do amplificador de instrumentação com três amplificadores operacionais usando técnicas de redução de consumo de transistores pode atingir baixos valores de consumo e assim pode ser aplicado em sistema RFID, assim como outros sistemas que necessitam de circuitos de baixo consumo como, por exemplo, redes de sensores sem fio.

Foram feitos os leiautes dos circuitos, que será enviado para fabricação na GlobalFoundries por meio de um acordo entre o LIMC e a MOSIS.

# ANEXO

O fluxo de projeto de circuitos integrados analógicos pode ser dividido em três níveis Figura 28: nível do sistema, nível de circuito e nível de leiaute [1].

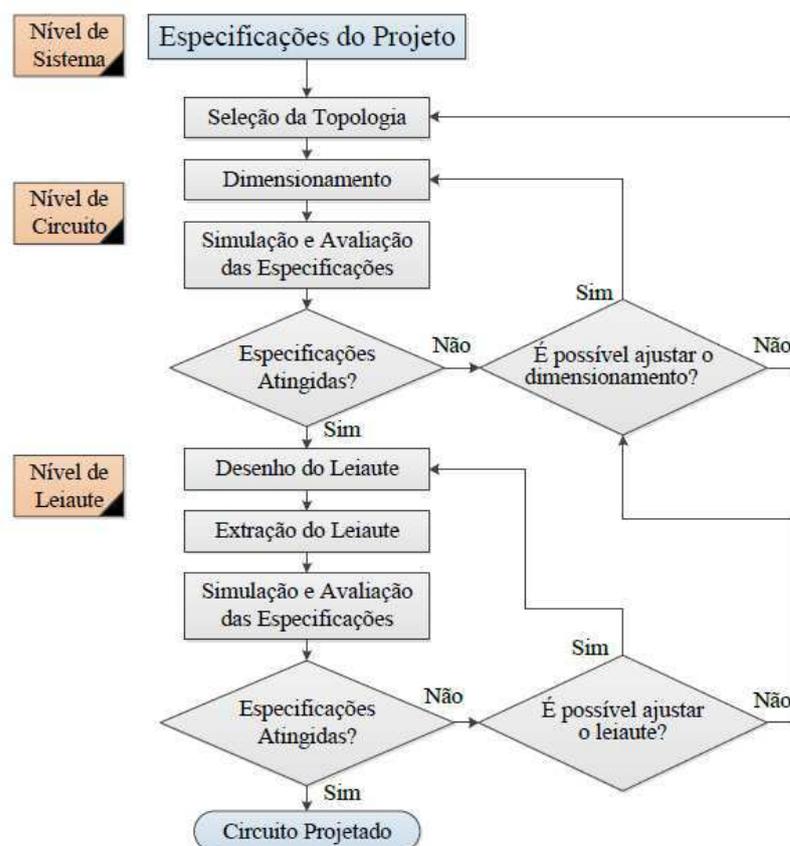


Figura 28 - Fluxo de projeto utilizado para o desenvolvimento de circuitos analógicos integrados [83].

Em nível de sistema, escolhe-se uma topologia baseado nas especificações do projeto e de acordo com a experiência do projetista. Uma vez definida a topologia, é feito o dimensionamento dos transistores CMOS, definindo a largura ( $W$ ) e o comprimento ( $L$ ) em nível de circuito.

Tendo o dimensionamento dos transistores, faz-se simulação verificando se os resultados estão de acordo com as especificações.

Caso as especificações não sejam atingidas, o dimensionamento deve sofrer ajustes, que podem ser feitos por parametrização. Caso não seja possível fazer ajustes, deve-se mudar a topologia. Sendo as especificações atendidas, parte-se para a próxima fase, que entra no nível de leiaute.

No nível de leiaute, inicia-se com o desenho do leiaute, em que o projetista deve seguir as regras de desenho estabelecidas pela *foundry* e deve analisar estratégias para que o circuito mantenha sua característica elétrica próxima do valor nominal.

Feito o desenho, extrai-se os elementos parasitas, tais como resistência e capacitância. Em seguida, faz-se uma nova simulação para verificar se as especificações foram atendidas. Caso não seja atendida, pode-se ajustar o leiaute e refazer a extração, pode-se ajustar o dimensionamento do circuito ou escolher uma nova topologia. Estando os resultados de acordo com as especificações, pode-se enviar o projeto para a fabricação na *foundry*.

## Referências

- [1] F. Klaus, *RFID handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards and identification*. Wiley, 2003.
- [2] A. Lozano-Nieto, *RFID design fundamentals and applications*. CRC Press, 2011.
- [3] H. Liu and M. Bolic, “Integration of RFID and Wireless Sensor Networks”, *Encyclopedia On Ad Hoc And Ubiquitous Computing: Theory and Design of Wireless Ad Hoc Sensor, and Mesh Networks*, November 2015.
- [4] I. Zalbide, E. D. Entremont, and A. Jiménez, “Battery-free wireless sensors for industrial applications based on UHF RFID Technology,” p. 4799, *IEEE SENSORS 2014 Proceedings*, 2014.
- [5] Z. Xiao, X. Tan, X. Chen, S. Chen, Z. Zhang, H. Zhang, J. Wang, Y. Huang, P. Zhang, L. Zheng, and H. Min, “An implantable RFID sensor tag toward continuous glucose monitoring,” *IEEE J. Biomed. Heal. Informatics*, vol. 19, no. 3, pp. 910–919, 2015.
- [6] Z. Tan, R. Daamen, A. Humbert, Y. V. Ponomarev, Y. Chae, and M. A. P. Pertijs, “A 1.2-V 8.3-nJ CMOS humidity sensor for RFID applications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 10, pp. 2469–2477, 2013.
- [7] Z. Lei and W. Zhi, “Integration of RFID into wireless sensor networks: Architectures, opportunities and challenging problems,” *Proc. - Fifth Int. Conf. Grid Coop. Comput. GCC 2006 - Work.*, pp. 463–469, 2006.
- [8] C. Occhiuzzi, A. Rida, G. Marrocco, and M. M. Tentzeris, “Passive ammonia sensor: RFID tag integrating carbon nanotubes,” *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, no. 1, pp. 1413–1416, 2011.
- [9] L. Yang, R. Zhang, D. Staiculescu, C. P. Wong, and M. M. Tentzeris, “A novel conformal RFID-enabled module utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas-detection applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 653–656, 2009.
- [10] A. Vena, E. Perret, D. Kaddour, and T. Baron, “Toward a Reliable Chipless RFID Humidity Sensor Tag Based on Silicon Nanowires,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 9, pp. 2977–2985, 2016.
- [11] M. M. Islam, J. Song, K. Rasilainen, and V. Viikari, “Optimization of RFID Sensor with Frequency Modulation,” *IEEE Sens. J.*, vol. 16, no. 15, pp. 5993–6002, 2016.
- [12] W. D. Leon-Salas and C. Halmen, “A RFID Sensor for Corrosion Monitoring in Concrete,” *IEEE Sens. J.*, vol. 16, no. 1, pp. 32–42, 2016.
- [13] E. M. Amin, J. K. Saha, and N. C. Karmakar, “Smart sensing materials for low-cost chipless RFID sensor,” *IEEE Sens. J.*, vol. 14, no. 7, pp. 2198–2207, 2014.
- [14] R. Palla and J. G. Webster, *SENSORS AND SIGNAL Second Edition*. 2001.
- [15] M. Zurita, R. C. S. Freire, S. Tedjini, and S. A. Moshkalev, “A Review of

- Implementing ADC in RFID Sensor,” *J. Sensors*, vol. 2016, 2016.
- [16] J. Kong, “Nanotube Molecular Wires as Chemical Sensors,” *Science*, vol. 287, no. 5453, pp. 622–625, 2000.
- [17] R. V. Gelamo, F. P. Rouxinol, C. Verissimo, A. R. Vaz, M. A. Bica de Moraes, and S. A. Moshkalev, “Low-temperature gas and pressure sensor based on multi-wall carbon nanotubes decorated with Ti nanoparticles,” *Chem. Phys. Lett.*, vol. 482, no. 4–6, pp. 302–306, 2009.
- [18] A. S. Sedra, *Microeletrônica*. Pearson Prentice Hall, 2007.
- [19] I. S. S. Silva, J. F. Naviner, and R. C. Freire, “CMOS integrated circuit for power-line interference reduction in biopotential measurements,” *IEEE Int. Work. Med. Meas. Appl. MeMeA 2006*, vol. 2006, no. April, pp. 6–9, 2006.
- [20] J. M. C. Dantas, H. J. B. Costa, J. P. M. Dantas, F. A. Brito Filho, F. Rangel Sousa, and R. C. S. Freire, “Low-power high-rensponsivity CMOS temperature sensor,” *Conf. Rec. - IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, pp. 1234–1238, 2008.
- [21] W. R. M. Almeida, R. C. S. Freire, H. Aboushady, and S. Y. C. Catunda, “CMOS sigma-delta thermal modulator,” *2010 IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. I2MTC 2010 - Proc.*, pp. 555–559, 2010.
- [22] E. P. Santana, R. C. S. Freire, and A. I. A. Cunha, “A compact low-power CMOS analog FSR model-based CNN,” *J. Integr. Circuits Syst.*, vol. 7, no. 1, pp. 72–80, 2012.
- [23] W. E. M. Costa, S. A. Rodrigues, R. C. S. Freire, Y. Sebastian, T. L. V. N. Silva, M. S. De Castro, and F. R. De Sousa, “A Folding ADC Based on Switched Capacitor Circuits in 350-nm CMOS,” pp. 468–473, 2013.
- [24] A. W. A. Soares, D. R. Belforf, S. Y. C. Catunda, and R. C. S. Freire, “Analysis and System-Level Design of a High Resolution Incremental  $\Sigma\Delta$  ADC for Biomedical Applications,” *Proc. 28th Symp. Integr. Circuits Syst. Des. - SBCCI '15*, pp. 1–6, 2015.
- [25] A. L. A. . Araujo, R. Carlos, S. Freire, and A. J. R. Serres, “VCO de Baixo Consumo para o Padrão ZigBee,” in *MOMAG 2016*, 2016, pp. 1–4.
- [26] C. Verissimo and S. A. Moshkalev, “Influence of experimental conditions on the CNTs nucleation process: multiple nucleation sites on the catalyst particle,” 11<sup>th</sup> International Conference on Advanced Materials, 2009.
- [27] C. Verissimo, M. Ding, A. Abbaspourrad, A. Star, and S. Moshkalev, “Decorated single- and multi-walled carbon nanotubes aiming H<sub>2</sub>S sensing,” vol. 1, pp. 181–184, 2011.
- [28] J. V. Silveira, R. Savu, J. W. Swart, J. M. Filho, and A. G. S. Filho, “Local Laser Annealing of Contacts Between MWCNTs and Metallic Electrodes,” *J. Integr. Circuits Syst.*, vol. 9, pp. 103–109, 2014.
- [29] J. V. Silveira, “MICRO-REATORES E SENSORES DE GASES BASEADOS EM NANOTUBOS DE CARBONO”, tese de doutorado UFC, Fortaleza, 2014.
- [30] L. Zhang, Yan; Yang, J. Tianruo; Chen, *RFID and Sensor Networks*. CRC Press,

- 2009.
- [31] T. T. Thai, L. Yang, G. R. Dejean, and M. M. Tentzeris, "Nanotechnology enables wireless gas sensing," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, no. 4, pp. 84–95, 2011.
  - [32] G. Marrocco, "Pervasive electromagnetics: Sensing paradigms by passive RFID technology," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 17, no. 6, pp. 10–17, 2010.
  - [33] R. C. S. Freire, "Projeto de pesquisa : MULTISENSOR RFID PASSIVO." 2016.
  - [34] X. Liu, S. Cheng, H. Liu, S. Hu, D. Zhang, and H. Ning, "A survey on gas sensing technology.," *Sensors (Basel)*, vol. 12, no. 7, pp. 9635–65, 2012.
  - [35] R. Baccarelli, G. Orecchini, F. Alimenti, and L. Roselli, "Feasibility study of a fully organic, CNT based, harmonic RFID gas sensor," *2012 IEEE Int. Conf. RFID-Technologies Appl. RFID-TA 2012*, pp. 419–422, 2012.
  - [36] S. I. Rushfeldt, "Sensor Applications of Carbon Nanotubes," Diss. Massachusetts Institute of Technology, 2005.
  - [37] M. Eising, "Dispositivos sensores de gases baseados no compósito de carbono/polianilina," UFPA, 2014.
  - [38] W. G. Jung, *Op Amp applications handbook*. Newnes, 2005.
  - [39] C. K. ; M. N. S. Alexander, *Fundamentos de circuitos elétricos*, 5ª Edição. McGrawHill, 2013.
  - [40] K. A. WU, Rong; HUIJSING, Johan H. ; MAKINWA, *Precision Instrumentation Amplifiers and Read-Out Integrated Circuits*. Springer Science & Business Media, 2012.
  - [41] K. Yang and A. G. Andreou, "Multiple Input Floating-Gate MOS Differential Amplifiers and Applications for Analog Computation," *Proc. 36th Midwest Symp. Circuits Syst.*, pp. 1212–1216, 1993.
  - [42] S. Mittal, G. Kapur, C. M. Markan, and V. P. Pyara, "Analog field programmable CMOS operational transresistance amplifier (OTRA)," *2013 Students Conf. Eng. Syst. SCES 2013*, 2013.
  - [43] J. M. Carrillo, G. Torelli, M. A. Domínguez, R. Pérez-Aloe, J. M. Valverde, and J. F. Duque-Carrillo, "A family of low-voltage bulk-driven CMOS continuous-time CMFB circuits," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 57, no. 11, pp. 863–867, 2010.
  - [44] L. Zuo and S. K. Islam, "Low-voltage bulk-driven operational amplifier with improved transconductance," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 60, no. 8, pp. 2084–2091, 2013.
  - [45] L. H. C. Ferreira, T. C. Pimenta, and R. L. Moreno, "An ultra-low-voltage ultra-low-power CMOS miller OTA With rail-to-rail input/output swing," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 54, no. 10, pp. 843–847, 2007.
  - [46] A. D. Grasso, D. Marano, G. Palumbo, and S. Pennisi, "Design methodology of subthreshold three-stage CMOS OTAs suitable for ultra-low-power low-area and high driving capability," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 62, no. 6,

- pp. 1453–1462, 2015.
- [47] D. Dubey, K. Ramnath, and A. Gupta, “Performance Improvement of Operational Amplifier in Subthreshold Region using Forward Body Bias,” *Annual IEEE India Conference*, pp. 1–5, 2015.
- [48] K. R. ; A. k R. Jithya, “Two Stage Operational Transconductance Amplifier in Subthreshold Region with 130nm Technology,” *International Conference on Control Communication & Computing India*, pp. 580–584, 2015.
- [49] K. Lamb, “A low noise operational amplifier design using subthreshold operation,” *Circuits Syst. 1997* pp. 35–38, 1997.
- [50] E. Tlelo-Cuautle, *Integrated circuits for analog signal processing*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [51] D. R. ALLEN, Phillip E.; HOLBERG, *CMOS analog circuit design*. Oxford University Press, 2002.
- [52] R. J. Baker, *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*. New Jersey: John Wiley, 2010.
- [53] B. Rezaei, H. Lotfi-Forushani, and A. A. Ensafi, “Modified Au nanoparticles-imprinted sol-gel, multiwall carbon nanotubes pencil graphite electrode used as a sensor for ranitidine determination,” *Mater. Sci. Eng. C*, vol. 37, no. 1, pp. 113–119, 2014.
- [54] H. W. Koay, A. R. Ruslinda, S. S. B. Hashwan, M. F. Fatin, V. Thivina, and V. C. S. Tony, “Surface Morphology of Reduced Graphene Oxide-Carbon Nanotubes Hybrid Film for Bio-sensing Applications,” pp. 320–323, 2016.
- [55] M. Omari, “Low Cost Infrared Sensors Using Processed Single- Walled Carbon Nanotubes,” *12th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* pp. 1–3, 2015.
- [56] S. Bhattacharya and M. Sasmal, “Immobilization of Bovine Serum Albumin Upon Multiwall Carbon Nanotube for High Speed Humidity Sensing Application,” *IEEE Trans. Nanobioscience*, vol. 15, no. 1, pp. 27–33, 2016.
- [57] A. Worapishet, A. Demosthenous, and X. Liu, “A CMOS instrumentation amplifier with 90-db CMRR at 2-MHz using capacitive neutralization: Analysis, design considerations, and implementation,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 58, no. 4, pp. 699–710, 2011.
- [58] A. A. Kutty, T. Bj, L. Syd, and L. Ukkonen, “A Novel Carbon Nanotube Loaded Passive UHF RFID Sensor Tag with Built-in Reference for Wireless Gas Sensing,” *Microwave Symposium*, pp. 4–7, 2016.
- [59] Q. Fan, J. H. Huijsing, and K. A. A. Makinwa, “A  $21\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  chopper-stabilized multipath current-feedback instrumentation amplifier with  $2\mu\text{V}$  offset,” *Dig. Tech. Pap. - IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 53, pp. 80–81, 2010.
- [60] S. Wang and Y. Wan, “A  $192\text{nW}$  inverter-based chopper instrumentation amplifier for micropower ECG applications,” in *Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), 2014 12th IEEE International Conference on*,

- 2014, pp. 5–7.
- [61] A. a. El-Adawy and A. M. Soliman, “Low Voltage Low Power Fully Differential CMOS Current Mode Digitally Controlled Variable Gain Amplifier,” *Frequenz*, vol. 56, no. 7–8, pp. 139–146, 2002.
- [62] G. Gupta and M. R. Tripathy, “CMOS instrumentation amplifier design with 180nm technology,” *2014 Int. Conf. Circuits, Power Comput. Technol. ICCPCT 2014*, pp. 1114–1116, 2014.
- [63] A. P. WANG, Alice; CALHOUN, Benton H.; CHANDRAKASAN, *Sub-threshold design for ultra low-power system*. Springer, 2006.
- [64] C. J. Yen, W. Y. Chung, and M. C. Chi, “Micro-power low-offset instrumentation amplifier IC design for biomedical system applications,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 51, no. 4, pp. 691–699, 2004.
- [65] M. Shojaei-Baghini, R. K. Lal, and D. K. Sharma, “An Ultra Low-Power CMOS Instrumentation Amplifier for Biomedical Applications,” *Biomed. Circuits Syst. 2004 IEEE Int. Work.*, pp. S1–1 – S1–4, 2004.
- [66] G. T. Ong and P. K. Chan, “A power-aware chopper-stabilized instrumentation amplifier for resistive wheatstone bridge sensors,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 9, pp. 2253–2263, 2014.
- [67] Y. Tseng, Y. Ho, S. Kao, and C. Su, “A 0.09  $\mu$  W low power front-end biopotential amplifier for biosignal recording,” *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 6, no. 5, pp. 508–516, 2012.
- [68] M. J. Burke and D. T. Gleeson, “A micropower dry-electrode ECG preamplifier,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 47, no. 2, pp. 155–162, 2000.
- [69] M. T. Sanz, S. Celma, and B. Calvo, “Approach to High-Linear Programmable Gain Amplifiers,” in *The 47th EEJ2 International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 157–160, 2004.
- [70] H. H. Nguyen, H. N. Nguyen, J. S. Lee, and S. G. Lee, “A binary-weighted switching and reconfiguration-based programmable gain amplifier,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 56, no. 9, pp. 699–703, 2009.
- [71] S. C. Dutta Roy, “Digitally Programmable Gain Amplifiers,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 33, no. 4, pp. 329–332, 1984.
- [72] J. J. F. Rijns, “CMOS low-distortion high-frequency variable-gain amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 7, pp. 1029–1034, 1996.
- [73] C. C. Hsu and J. T. Wu, “A Highly Linear 125-MHz CMOS Switched-Resistor Programmable-Gain Amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1663–1670, 2003.
- [74] H. O. Elwan and M. Ismail, “Digitally programmable decibel-linear CMOS VGA for low-power mixed-signal applications,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 47, no. 5, pp. 388–398, 2000.
- [75] B. C. S. C. J. P. A. M. T. Sanz, “A 1.8 V – 400 MHz Programmable Gain Amplifier in 0.35  $\mu$ m CMOS,” in *50th Midwest Symposium on Circuits and*

- Systems*, 2007.
- [76] B. Rahmatian and S. Mirabbasi, “A low-power 75 dB digitally programmable variable-gain amplifier in 0.18  $\mu$  m CMOS Un amplificateur de gain variable d’une faible puissance de 75 dB programmable num eriquement dans un CMOS de 0.18  $\mu$  m,” *Can. J. Elect. Comput. Eng.*, Vol. 32, No. 4, Fall 2007, vol. 32, no. 4, 2007.
  - [77] M. Kumngern and U. Torteanchai, “An ultra-low-power digitally programmable gain amplifier for biological applications,” *ICCAS 2013 - 2013 IEEE Int. Conf. Circuits Syst. "Advanced Circuits Syst. Sustain.*, vol. 85, no. 3, pp. 163–166, 2013.
  - [78] P. Vajpayee, “An ultra-high gain low power two stage CMOS op-amp based on inverse aspect ratio self cascode structures,” *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 81, no. 2, pp. 349–359, 2014.
  - [79] S. Y. C. Catunda, J. F. Naviner, R. C. S. Freire, and G. A. L. Pinheiro, “Programmable gain and dc level shift analog signal conditioning circuit: Microcontroller based implementation,” *Conf. Rec. - IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, vol. 3, pp. 1857–1861, 2005.
  - [80] D. J. Comer, D. T. Comer, and R. P. Singh, “A high-gain, low-power CMOS op amp using composite cascode stages,” *Midwest Symp. Circuits Syst.*, pp. 600–603, 2010.
  - [81] W. Wang, Z. Yan, P. I. Mak, M. K. Law, and R. P. Martins, “Micropower two-stage amplifier employing recycling current-buffer Miller compensation,” *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 1889–1892, 2014.
  - [82] C. Kitchin and L. Counts, *A Designer’s Guide to Instrumentation Amplifiers*. Analog Devices, 2004.
  - [83] L. C. Severo, “Uma Ferramenta para o Dimensionamento Automático de Circuitos Integrados Analógicos Considerando Análise de Produtividade.” Alegrete, 2012.