



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Pós-graduação em Engenharia Elétrica

**SISTEMA HÍBRIDO CMOS E SENSORES
A NANOTUBOS DE CARBONO PARA
ETIQUETAS RFID**

Marcos Eduardo do Prado Villarroel Zurita

TESE DE DOUTORADO

Campina Grande
31 de Julho de 2016

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Marcos Eduardo do Prado Villarroel Zurita

**SISTEMA HÍBRIDO CMOS E SENSORES A NANOTUBOS
DE CARBONO PARA ETIQUETAS RFID**

*Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica de
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande como requisito parcial para obtenção
do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.*

Orientador: *Dr. Raimundo Carlos S. Freire*

Co-orientador: *Dr. Smail Tedjini*

Campina Grande
31 de Julho de 2016

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

- Z96s Zurita, Marcos Eduardo do Prado Villarroel.
 Sistema híbrido Cmos e sensores nanotubos de carbono para etiquetas RFID /
 Marcos Eduardo do Prado Villarroel Zurita. – Campina Grande, 2016.
 182 f. : il. color.
- Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina
 Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.
 "Orientação: Prof. Dr. Raimundo Carlos S. Freire, Prof. Dr. Smail Tedjini".
 Referências.
1. Microeletrônica. 2. Etiquetas RFID – Sensor de Gás. 3. Nanotecnologia.
 4. Nanotubos de Carbono. I. Freire, Raimundo Carlos S. II. Tedjini, Smail.
 III. Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande (PB). IV. Título.

CDU 621.3.049.77(043)

" SISTEMA HÍBRIDO CMOS E SENSORES A NANOTUBOS DE CARBONO PARA ETIQUETAS RFID "

MARCOS EDUARDO DO PRADO VILLARROEL ZURITA

TESE APROVADA EM 09/09/2016



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

SMAIL TEDJINI, Dr., ESISAR
Orientador(a)



STANISLAV MOSHKALEV, Dr., UNICAMP
Examinador(a)



SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA, D.Sc., UFRN
Examinador(a)



GLAUCIO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Examinador(a)



EDMAR CANDEIA GURJAO, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico esse trabalho aos meus filhos Paloma, Samuel e Saulo e à minha esposa Silvana.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus a quem tudo devo sem nada merecer, tão pouco agradeço e tão mal tento seguir.

Agradeço a Silvana Zurita, minha eterna esposa e companheira de caminhada que por tantos esforços e apoio dados durante esses anos, reconheço como co-autora deste trabalho. Aos meus filhos, Paloma, Samuel e Saulo por me darem, de forma pura e verdadeira, forças para seguir em frente e me esforçar pelo melhor.

Ao meu pai, Sr. Carlos Zurita, meu eterno professor e referencial profissional que me ensinou desde cedo o amor pelo conhecimento e pela engenharia. Agradeço a minha mãe, por me ensinar valores e o amor a Deus. A eles sou profundamente grato por terem lutado contra todas as adversidades educar e ensinar a mim e meus irmãos, Marcelo e Ana.

Aos professores R.C.S. Freire e Smail Tedjini, orientadores deste trabalho por todo apoio, confiança e inestimáveis contribuições.

Aos meus amigos e colegas de profissão, Professores Luiz Gustavo, José Medeiros, José Maria, Otacílio Almeida, Nelber Ximenes, Fabíola Linard, Ranoyca Alencar, Raquel Aline, Bartolomeu Ferreira e Airton Carneiro por todo apoio prestado. De forma especial aos Professores Marcos Lira e Fábio Rocha que me prestaram inestimável auxílio concedendo-me os computadores utilizados neste trabalho e aos meus companheiros de sala, os professores Rafael Rocha e Francisco Riccelli, pela preciosa amizade, companhia, motivação e por tantos auxílios que me prestaram no decorrer destes anos.

Ao professor Elmar Melcher a quem muito devo do meu conhecimento em microeletrônica e da minha trajetória acadêmica. Aos meus amigos Francisco Osman, Isaac Maia, Wilson Rosas, Yang Yu Ju e Jean Prost pelo apoio e tantas ajudas prestadas.

Agradeço as pesquisadoras Raluca Savu e Mara Canesqui, pessoas adoráveis que me prestaram inestimável ajuda no CCS Nano com a fabricação, montagem e caracterização

dos nanossensores. Aos professores Antônio Augusto e Emmanuel Dupouy pela imensa ajuda prestada na fabricação do último circuito integrado projetado nesta tese.

Aos professores Edmar Gurjão, Glauco Fontgalland, Stanislav Moshkalev e Yuri Catunda, membros da banca examinadora por suas valiosas contribuições para a melhoria deste trabalho.

Por fim, reconheço que ao longo dos quatro anos em que me dediquei a esta empresa recebi a ajuda de muito mais pessoas do que sou capaz de me lembrar nesse momento. A todas essas pessoas os meus mais sinceros agradecimentos.

O ateísmo, a rigor, é o mais ousado de todos os dogmas, pois constitui a afirmação de uma negação universal.

—G. K. CHESTERTON (Doze Tipos)

Resumo

A rápida difusão no mercado dos sistemas de identificação por radiofrequência (RFID) ocorrida nos últimos anos tem impulsionado o surgimento de novas aplicações e necessidades nas mais diversas áreas da ação humana. Paralelamente, a evolução tecnológica tem expandido grandemente o universo de funcionalidades e recursos que podem ser agregados às etiquetas RFID, originalmente projetadas apenas para fornecer um código de identificação e transportar uma pequena quantidade de dados. Dentre as novas aplicações, o uso de etiquetas RFID passivas como dispositivos sensores chama particular atenção tanto pelos desafios técnicos envolvidos quanto pelo potencial de mercado que tal solução apresenta.

Naturalmente os desafios técnicos envolvidos na integração de sensores a etiquetas RFID não são os mesmos para os diferentes tipos de sensores existentes. A integração de sensores de gás a etiquetas RFID passivas envolve desafios particularmente difíceis de serem transpostos. Tais dispositivos são tipicamente grandes consumidores de energia, ocupam um volume elevado para uma etiqueta comum e sua fabricação é, na maioria dos casos, incompatível com o processo CMOS empregado na fabricação do circuito da etiqueta. Adicionalmente, sensores de gás estão sujeitos à contaminação, o que requer a realização periódica de procedimentos de limpeza e calibração que, além de inconvenientes, necessitam comumente de instalações laboratoriais para sua realização. Devido a essas dificuldades, as poucas soluções até então existentes apenas solucionam parcialmente o problema, além de serem, em sua maioria, incompatíveis com os atuais padrões RFID, o que dificulta sua adoção comercial.

O presente trabalho apresenta uma nova solução à integração de sensores de gás a etiquetas RFID passivas. A solução proposta envolve um sistema híbrido CMOS e nanotubos de carbono integrados a uma etiqueta RFID, capaz não apenas de realizar operações de sensoriamento de gases específicos como também de limpar autonomamente o sensor mediante um comando remoto. Além disso, o sistema

comporta múltiplos sensores externos, inclui um sensor de temperatura interno e suporta que o ajuste e a calibração de cada sensor possam ser realizados remotamente. A solução proposta supera os problemas e limitações existentes nas soluções anteriores e, ao mesmo tempo, mantém a compatibilidade com os padrões RFID atualmente em vigor.

Palavras-chave: RFID, sensor de gás, nanotubos de carbono, sensores sem fio, instrumentação eletrônica, circuitos CMOS, ultra baixo consumo, microeletrônica, nanotecnologia.

Abstract

The fast market diffusion of Radio-Frequency Identification systems (RFID) occurred in recent years has driven the emergence of new applications and needs in many fields of human activity. At the same time, technological developments have greatly expanded the universe of features and functionalities which can be added to RFID tags, originally designed to provide only an identification code and carry a small amount of data. Among these new applications, the use of passive RFID tags as sensing devices attract particular attention due to the technical challenges involved as well as the market potential of such solution.

Naturally, the technical challenges involved in the integration of RFID sensor tags are not the same for different types of sensors. The integration of gas sensors to passive RFID tags is a challenge especially difficult to overcome. Such devices are typically consumes a great amount of energy, occupy a high volume for a common label and its manufacturing is, in most cases, incompatible with the CMOS process used to manufacture the tag circuit. In addition, gas sensors are subject to contamination, requiring periodical cleaning and calibration procedures, which is very inconvenient since it commonly requires laboratory facilities for its realization. Because of these difficulties, the few existing solutions only partially solves the problem, and are mostly incompatible with current RFID standards, which makes difficult its commercial adoption.

This paper presents a new solution to integrate gas sensors to passive RFID tags. The proposed solution involves a hybrid CMOS and carbon nanotube system integrated into an RFID tag, capable of performing specific gas sensing operations as well as to autonomously clean the sensor by a remote command. Furthermore, the system comprises multiple external sensors, includes an internal temperature sensor and supports the remote adjustment and calibration of each sensor. The proposed solution overcomes the problems and limitations identified in previous solutions and keeps, at the same time, the compatibility with current RFID standards.

Keywords: RFID, gas sensors, carbon nanotubes, wireless sensors, electronic instrumentation, CMOS circuits, ultra-low power, microelectronics, nanotechnology.

Lista de Figuras

- 2.1 Intensidade máxima permitida para o campo magnético na banda de 13,56 MHz ISM de acordo com as regulamentações europeias e americanas ($60 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{m}$ à 10 m e $42 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{m}$ à 10 m, respectivamente). A curva de menor intensidade representa a intensidade do campo magnético gerado por um leitor HF típico (antena do tipo espiral quadrada, 10 x 10 cm, 6 espiras, $I = 125 \text{ mA}$). 15
- 2.2 Máxima potência disponível para uma etiqueta RFID operando em 915 MHz em função de sua distância da antena do leitor. Três diferentes valores para o ganho da antena foram considerados: +3 dBi, 0 e -3 dBi. 17
- 2.3 Classificação dos sensores RFID passivos proposta por G. Marrocco (MARROCCO, 2010). 22
- 2.4 Nanotubo de carbono de parede única (SWCNT). 33
- 2.5 Representação da quiralidade de um SWCNT. A direção do eixo central do nanotubo e o comprimento de sua célula unitária são representados pelo vetor T . O comprimento vetor quiral, C_h , representa a distância entre dois pontos equivalentes na parede do nanotubo. 34
- 2.6 Figura de mérito (FOM) dos conversores A/D reportados no ISSCC e no Simpósio VLSI ao longo dos últimos 10 anos (ZURITA *et al.*, 2016). 45
- 2.7 Figura de mérito (FOM) dos conversores A/D reportados no ISSCC e no Simpósio VLSI em função da tecnologia de fabricação. Apenas implementações em processo CMOS foram consideradas (ZURITA *et al.*, 2016). 46
- 3.1 Diagrama de blocos do sistema proposto para a etiqueta sensora. 51

3.2	Diagrama de tempo da sequência completa de leitura de um sensor. Apenas os intervalos hachurados são levados em conta na determinação do tempo total T_1 .	53
4.1	Conversor A/D de aproximação sucessiva por redistribuição de carga.	54
4.2	Chave CMOS de dois polos.	55
4.3	Conversor A/D por redistribuição de carga adotado.	56
4.4	Micrografia do microchip fabricado. Em destaque no centro da imagem, a matriz de capacitores do conversor A/D.	56
4.5	Diagrama esquemático da matriz capacitiva (conversor D/A) de 10 bits.	60
4.6	Diagrama esquemático do conversor tensão-tempo implementado para compor o comparador no domínio do tempo.	62
4.7	Diagrama esquemático completo do comparador no domínio do tempo.	62
4.8	Formas de onda dos sinais internos do Comparador no Domínio do tempo para uma entrada diferencial de $\pm 30\mu V$. Os números entre parêntesis na legenda indicam a qual dos conversores tensão/tempo as curvas se correspondem, U1 ou U2, conforme a Figura 4.7.	64
4.9	Detalhe das formas de onda dos sinais de entrada no <i>flip-flop</i> de comparação no intervalo entre $1,026\ \mu s$ e $1,028\ \mu s$ quando a diferença de $-30\ \mu V$ é detectada. Neste caso, uma atraso de $54\ ps$ foi observado entre os dois sinais.	65
4.10	Leiaute do comparador no domínio do tempo.	66
4.11	Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor A/D.	68
4.12	Leiaute completo do conversor A/D de 10 bits. As chaves dos capacitores da matriz foram posicionadas próximas aos seus respectivos capacitores a fim de minimizar as capacitâncias parasitas introduzidas pelas trilhas de conexão.	69
4.13	Leiaute do segundo circuito integrado enviado para fabricação. No centro o conversor A/D de 10 bits.	70
4.14	Resposta do conversor A/D de 10 bits simulado para uma entrada de $350\ mV$ com $V_{ref+} = 600\ mV$ e $V_{ref-} = 100\ mV$. As capacitâncias parasitas do leiaute foram consideradas na simulação.	71
4.15	DNL e INL simulados para o conversor A/D de 10 bits projetado.	72

4.16	Resposta em frequência do conversor A/D de 10 bits para um sinal de entrada de 2,918 kHz amostrado a 100 kHz.	73
4.17	Resposta em frequência do conversor A/D de 10 bits para um sinal de entrada de 44,8 kHz amostrado a 100 kHz.	73
4.18	Micrografia do segundo circuito integrado fabricado.	74
5.1	Circuito de caracterização do transistor PMOS para determinação do ponto ZTC.	77
5.2	Curvas $I_d \times V_{gs}$ para um transistor PMOS com $W = 220 \text{ nm}$ e $L = 60 \text{ }\mu\text{m}$ caracterizado para temperaturas de $-50 \text{ }^\circ\text{C}$ a $150 \text{ }^\circ\text{C}$.	78
5.3	Sensor de temperatura projetado. O resistor de polarização de M_2 , R_{ext} é externo ao circuito integrado.	79
5.4	Leiaute do sensor de temperatura projetado.	80
5.5	Curvas da resposta interna do sensor projetado. A linha contínua corresponde a tensão no nó interno V_{sen} enquanto que a curva refere-se a corrente de dreno de M_1 . A linha tracejada representa o que seria a resposta perfeitamente linear.	81
5.6	Tensão de saída do sensor projetado (V_{out}) considerando a resposta interna (V_{sen}) amplificada por M_3 em função da temperatura.	81
5.7	Micrografia da região do circuito integrado onde o sensor de temperatura foi posicionado. A micrografia foi composta com a imagem do leiaute para exibir as camadas mais internas.	82
5.8	Arranjo implementado para o ensaio térmico do sensor fabricado.	83
5.9	Tensão de saída em função da temperatura para o sensor fabricado. Os círculos representam os pontos medidos empiricamente, a reta contínua indica a resposta perfeitamente linear e a curva com marcadores em cruz representa a resposta prevista por simulação.	84
5.10	Erro medido entre a curva de temperatura do sensor testado e a resposta linear ideal dentro da faixa de -30 a $130 \text{ }^\circ\text{C}$.	85
6.1	Sensor em um arranjo do tipo Ponte de Wheatstone.	87
6.2	Diagrama esquemático do circuito de condicionamento do sinal dos sensores.	88

6.3	Diagrama esquemático da topologias a três amplificadores do amplificador de instrumentação clássico.	92
6.4	Diagrama esquemático do amplificador operacional projetado.	93
6.5	Implementação do amplificador de instrumentação a partir do amplificador diferencial de diferenças.	94
6.6	Amplificador Diferencial de Diferenças em arranjo tipo <i>buffer</i> .	96
6.7	Diagrama do conversor digital/analógico projetado para o ajuste de <i>offset</i> no circuito de condicionamento do sinal dos sensores.	99
6.8	Diagrama esquemático do conversor digital/analógico empregado no circuito de condicionamento do sinal dos sensores.	100
6.9	Diagrama esquemático da matriz capacitiva implementada para o conversor D/A de 8 bits.	101
6.10	Diagrama esquemático do amplificador operacional projetado.	103
6.11	Curva característica de entrada e saída da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças.	104
6.12	Curva de resposta ao degrau da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças.	105
6.13	Detalhe do comportamento transitório da curva de resposta ao degrau no intervalo entre 4,95 ms e 5,35 ms mediante a transição negativa do sinal de entrada.	106
6.14	Resposta em frequência da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase desativada ($C_{en} = 0$ V).	107
6.15	Resposta em frequência da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase ativada ($C_{en} = 1$ V).	107
6.16	Curva característica de entrada e saída da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças.	108
6.17	Curva de resposta ao degrau da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças.	109
6.18	Detalhe do comportamento transitório da curva de resposta ao degrau no intervalo entre 2,49 ms e 2,51 ms mediante a transição negativa do sinal de entrada.	109

6.19	Resposta em frequência da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase desativada ($C_{en} = 0$ V).	110
6.20	Resposta em frequência da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase ativada ($C_{en} = 1$ V).	111
6.21	DNL e INL simulados para a saída da matriz capacitiva do conversor D/A de 8 bits para tensões de saída entre 100 mV e 600 mV.	112
6.22	DNL e INL simulados para a saída da matriz capacitiva do conversor D/A de 8 bits para tensões de saída entre 350 mV e 450 mV.	112
6.23	Curva característica de entrada e saída do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.	113
6.24	Curva de resposta ao degrau do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.	114
6.25	Detalhe do comportamento transitório da curva de resposta ao degrau no intervalo entre 1,99 ms e 2,03 ms mediante a transição positiva do sinal de entrada.	114
6.26	Resposta em frequência do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.	115
6.27	DNL e INL simulados para a saída do conversor D/A de 8 bits completo para tensões de saída entre 100 mV e 600 mV.	116
6.28	DNL e INL simulados para a saída do conversor D/A de 8 bits completo para tensões de saída entre 150 mV e 650 mV.	117
6.29	DNL e INL simulados para a saída do conversor D/A de 8 bits completo para tensões de saída entre 350 mV e 450 mV.	117
6.30	Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de ± 250 mV aplicado na entrada com ganho programado de 1x ($Gain = 1000_2$, $ZeroAdj = 128$).	118
6.31	Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de ± 25 mV aplicado na entrada com ganho programado de 10x ($Gain = 0001_2$, $ZeroAdj = 128$).	119
6.32	Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 2,5$ mV aplicado na entrada com ganho programado de 100x ($Gain = 0010_2$, $ZeroAdj = 128$).	119

- 6.33 Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 250 \mu\text{V}$ aplicado na entrada com ganho programado de 1.000x ($Gain = 0100_2$, $ZeroAdj = 128$, $Re = 31,5 \text{ M}\Omega$). 120
- 6.34 Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 25 \mu\text{V}$ aplicado na entrada com ganho programado de 10.000x ($Gain = 0100_2$, $ZeroAdj = 16$, $Re = 305 \text{ M}\Omega$). 120
- 6.35 Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 2,5 \mu\text{V}$ aplicado na entrada com ganho programado de 107 dB ($Gain = 0000_2$, $ZeroAdj = 128$). 121
- 7.1 Representação do nano-sensor de gás a nanotubos de carbono. (1) substrato de silício oxidado, (2) eletrodos em ouro, (3) fiação de conexão, (4) nanotubos de carbono depositados por dieletroforese. Uma vista em detalhe dos nanotubos de carbono depositados entre os eletrodos é mostrada na imagem em recorte (SAVU *et al.*, 2015). 125
- 7.2 Pastilha de silício com eletrodos para quatro nano-sensores. (SAVU *et al.*, 2012). 126
- 7.3 Fenda entre os eletrodos criada por FIB. 126
- 7.4 Micrografia lateral da fenda exibindo o corte de um dos eletrodos. 126
- 7.5 Micrografia obtida por FE-SEM de um nanossensor de gás a nanotubos de carbono decorados fabricado no CCSNano (Unicamp) . 127
- 7.6 Característica I-V para um sensor de MWCNTs decorados com cobre. 128
- 7.7 Resposta do sensor a quatro diferentes degraus de tensão. 129
- 7.8 Resposta do sensor a degraus de tensão de 4 e 5 Volts. 129
- 7.9 Característica I-V para um sensor de MWCNTs decorados com cobre após o tratamento do contato. 130
- 7.10 Evolução da resistência do sensor ao longo do tratamento dos contatos. 130
- 7.11 Resposta do sensor a pulsos de O_2 com diferentes pressões e tensões de polarização de 1,0 a 2,0 Volts. 131
- 7.12 Resposta do sensor a pulsos de O_2 com diferentes pressões e tensões de polarização de 2,5 e 3,0 Volts. 132
- 7.13 Resposta do sensor a pulsos de O_2 e tensão de polarização de 3,5 Volts. 132

7.14	Resposta do sensor a pulsos de O ₂ com diferentes pressões e tensão de polarização de 3,5 Volts após o tratamento do contato.	133
7.15	Resposta do sensor a pulsos de O ₂ com diferentes pressões e tensão de polarização de 4 Volts.	133
7.16	Ensaio de limpeza do sensor para um único pulso de tensão de 5 V. A polarização utilizada na medição foi de 4 V.	134
7.17	Recuperação parcial da capacidade sensora após a aplicação de um único pulso de tensão.	135
7.18	Recuperação completa da capacidade sensora após a aplicação de 4 pulsos de 2 V de sobretensão.	135
8.1	Diagrama esquemático contendo todo o circuito que precede a entrada do circuito de condicionamento de sinal: os sensores, sua malha de polarização e o bloco multiplexador de entrada.	138
8.2	Diagrama esquemático completo do circuito multiplexador para sensores.	139
8.3	Formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador para sensores com o nano-sensor 1 selecionado para leitura ($sel_{<2:0>} = 000_2$, $read_sens = 0$, $clear_sens = 1$).	141
8.4	Formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador com o nano-sensor 1 selecionado para limpeza ($sel_{<2:0>} = 000_2$, $read_sens = 1$, $clear_sens = 0$).	142
8.5	Formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador com o sensor de temperatura selecionado ($sel_{<2:0>} = 100_2$, $read_sens = 1$, $clear_sens = 1$).	142
A.1	Algoritmo para a conversão A/D de um sinal sinalizado entre $-V_{REF}/2$ e $+V_{REF}/2$.	149
A.2	Diagrama de blocos de um conversor A/D por aproximações sucessivas baseado num conversor D/A.	150
A.3	Algoritmo para a conversão A/D baseado em um conversor D/A.	151
A.4	Conversor A/D por redistribuição de carga	153
A.5	Conversor A/D sinalizado por redistribuição de carga.	154
A.6	Conversor A/D por redistribuição de carga sinalizado.	155

A.7	Etapa de Amostragem ($t = \phi_1$).	156
A.8	Etapa de Retenção ($t = \phi_2$).	157
A.9	Etapa de Redistribuição ($t = \phi_{3.1}$).	157
A.10	Circuito equivalente do arranjo capacitivo para determinação de b_4 e b_3 .	158
A.11	Etapa de "Redistribuição" ($t = \phi_{3.2}$).	158

Lista de Tabelas

2.1	Conversores A/D mais eficientes publicados no Simpósio VLSI e no ISSCC desde 2008	46
4.1	Características dinâmicas do segundo conversor A/D projetado.	74
6.1	Parâmetros de dimensionamento dimensionamento da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças.	96
6.2	Parâmetros aproximados de dimensionamento da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças.	98
6.3	Parâmetros aproximados de dimensionamento do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.	102

Lista de Abreviações

- ADC* Conversor analógico/digital (do inglês *Analog to Digital Converter*).
- ASIC* Circuito integrado de aplicação específica (do inglês *Application Specific Integrated Circuit*).
- BLF* Frequência do enlace de retroespalhamento (do inglês *Backscatter-Link-Frequency*).
- CI* Circuito integrado.
- CMOS* Metal-óxido-semicondutor complementar (do inglês *Complementary Metal Oxide Semiconductor*).
- CNT* Nanotubo de carbono (do inglês *Carbon NanoTube*).
- COB* Microchip diretamente montado na placa (do inglês *Chip On Board*).
- CRFID* RFID computacional (do inglês *Computational RFID*).
- DAC* Conversor digital/analógico (do inglês *Digital to Analog Converter*).
- DEP* Dieletroforese.
- DIP* Encapsulamento com duas linhas de pinos (do inglês *Dual In-line Package*).
- DNL* Não linearidade diferencial (do inglês *Differential Non Linearity*).
- DMF* Dimetilformamida ((CH₃)₂NCH).
- ENOB* Número efetivo de bits (do inglês *Effective Number Of Bits*).
- EPC* Código eletrônico de produto (do inglês *Electronic Product Code*).
- ESD* Descarga eletrostática (do inglês *ElectroStatic Discharge*).
- FFT* Transformada rápida de Fourier (do inglês *Fast Fourier Transform*).

FIB Feixe de íons focalizado, (do inglês *Focused Ion Beam*).

FMCW Onda contínua modulada em frequência (do inglês *Frequency-Modulated Continuous-Wave*).

FoM Figura de mérito (do inglês *Figure of Merit*).

HDPE Polietileno de alta densidade (do inglês *High Density PolyEthylene*).

HEMS Serviço médico emergencial de saúde (do inglês *Health Emergency Medical Services*).

HF Alta frequência (do inglês *High Frequency*).

INL Não linearidade integral (do inglês *Integral Non Linearity*).

LF Baixa frequência (do inglês *Low Frequency*).

LSB Bit menos significativo (do inglês *Least Significant Bit*).

MOS Metal-óxido-semicondutor (do inglês *Metal Oxide Semiconductor*).

MOX Óxido metálico (do inglês *Metal OXide*).

MWCNT Nanotubo de carbono de parede múltipla (do inglês *Multi-Walled Carbon NanoTube*).

NFC Comunicação em campo próximo (do inglês *Near Field Communication*).

NMOS Transistor MOS do tipo *n*.

NP Nanopartícula.

PABS Poli(ácido m-aminobenzeno sulfônico).

PMOS Transistor MOS do tipo *p*.

PTAT Proporcional à temperatura absoluta (do inglês *Proportional To Absolute Temperature*).

PWM Modulação por largura de pulso (do inglês *Pulse Width Modulation*).

RFID Identificação por radiofrequência (do inglês *Radio Frequency IDentification*).

RTLS Sistema de localização em tempo real (do inglês *Real-Time Locating System*).

SAR Registrador de aproximações sucessivas (do inglês *Successive Approximation Register*).

SAW Onda acústica de superfície (do inglês *Surface Acoustic Wave*).

SE – RFID Etiquetas RFID com capacidade sensora (do inglês *Sensor Enabled RFID*).

SDR Rádio definido por software (do inglês *Software Defined Radio*).

SFDR Faixa dinâmica livre de espúrios (do inglês *Spurious-Free Dynamic Range*).

SINAD Relação sinal-ruído-distorção (do inglês *Signal-to-Noise-And-Distortion ratio*).

SNDR Relação sinal-ruído e distorção, mesmo que SINAD (do inglês *Signal to Noise and Distortion Ratio*).

SNR Relação sinal-ruído (do inglês *Signal to Noise Ratio*).

SWCNT Nanotubo de carbono de parede simples (do inglês *Single-Walled Carbon NanoTube*).

TDC Comparador no domínio do tempo (do inglês *Time Domain Comparator*).

THD Distorção harmônica total DHT (do inglês *Total Harmonic Distortion*).

UHF Ultra-alta frequência (do inglês *Ultra High Frequency*).

WISP Plataforma de identificação e sensoriamento sem fio (do inglês *Wireless Identification Sensing Platform*).

FE – SEM Microscopia eletrônica de varredura com fonte de emissão de campo (do inglês *Field Emission Scanning Electron Microscopy*).

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	3
1.2	Objetivos	3
1.3	Organização do Documento	3
2	Fundamentação Teórica	5
2.1	Sistemas RFID	5
2.1.1	Classificação das Etiquetas RFID	8
2.1.1.1	Etiquetas Passivas	8
2.1.1.2	Etiquetas Ativas	10
2.1.1.3	Etiquetas Semi-Passivas	11
2.1.2	Limitações de Tempo em Etiquetas RFID HF e UHF	11
2.1.3	Limitações de Energia em Etiquetas RFID HF e UHF	14
2.2	Sensores RFID	18
2.2.1	Sensores RFID Ativos	19
2.2.2	Sensores RFID Passivos	22
2.2.3	Sensores RFID Semi-Passivos	24
2.2.4	Sensores Ligados ao Lado Analógico	25
2.2.5	Sensores Ligados ao Lado Digital	27
2.3	Sensores Para a Detecção de Gases	30
2.3.1	Sensores à Nanotubos de Carbono	32
2.4	Sensores RFID Para a Detecção de Gases: Estado da Arte	37
2.4.1	Análise das Soluções Existentes	40
2.5	Conversores A/D Para Aplicação em Sensores RFID	44
3	Interface de Sensoriamento para Etiquetas RFID Passivas	48
3.1	Introdução	48

3.2	Sistema Proposto	49
4	Conversor Analógico/Digital	54
4.1	Introdução	54
4.2	Matriz Capacitiva	57
4.3	Comparador de Baixo <i>Offset</i>	61
4.4	Registrador de Aproximações Sucessivas	67
4.5	Conversor A/D Completo	69
4.6	Resultados Obtidos	70
4.7	Conclusão	75
5	Sensor de Temperatura em Tecnologia CMOS	76
5.1	Introdução	76
5.2	Determinação do Ponto ZTC	77
5.3	Resultados Obtidos	80
5.3.1	Resultados Simulados	80
5.3.2	Resultados Medidos	82
5.4	Conclusão	85
6	Condicionador de Sinal Para Sensores à Nanotubos de Carbono	86
6.1	Introdução	86
6.2	Amplificador de Instrumentação de Ganho e <i>Offset</i> Programáveis	90
6.3	Conversor Digital/Analógico de 8 bits	99
6.3.1	Matriz Capacitiva	99
6.3.2	Amplificador Operacional de Ultra-Baixo Consumo	102
6.4	Resultados Obtidos	104
6.4.1	Amplificador de Instrumentação	104
6.4.2	Conversor Digital/Analógico de 8 bits	111
6.4.2.1	Matriz Capacitiva	111
6.4.2.2	Amplificador Operacional	113
6.4.2.3	Conversor D/A Completo	115
6.4.3	Circuito Condicionador Completo	118
6.5	Conclusão	121

7	Nanossensor de Gás a Nanotubos de Carbono	123
7.1	Introdução	123
7.2	Fabricação	124
7.3	Resultados Obtidos	127
7.3.1	Ensaio de Tratamento dos Contatos	127
7.3.2	Ensaio de Sensoriamento de Gás	131
7.3.3	Ensaio de Limpeza do Sensor	134
7.4	Conclusão	135
8	Multiplexador para Sensores	137
8.1	Introdução	137
8.2	O Circuito Multiplexador	138
8.3	Resultados Obtidos	140
8.4	Conclusão	143
9	Conclusões Gerais e Sugestões para Trabalhos Futuros	144
9.1	Conclusões Gerais	144
9.2	Produção Acadêmica	146
9.3	Sugestões para Trabalhos Futuros	147
A	Conversores A/D por Aproximações Sucessivas	148
A.1	Conversores A/D por Aproximações Sucessivas	148
A.1.1	Aproximação Sucessiva Baseada em Conversão D/A	149
A.1.2	Conversor A/D por Redistribuição de Carga	150
A.1.3	Conversor A/D Sinalizado por Redistribuição de Carga	152
A.2	Modelagem Matemática do Conversor	156
A.2.1	A Redistribuição de carga	156
	Referências Bibliográficas	160

Capítulo 1

Introdução

A tecnologia de identificação por radiofrequência, RFID, utiliza a comunicação por radiofrequência para a troca de dados entre um dispositivo portátil dotado de memória (etiqueta) e uma estação de base (geralmente um computador ou leitor portátil). Um sistema RFID é constituído tipicamente de etiquetas eletrônicas (também chamadas “*tags* RFID”), que contém uma memória de dados, uma antena de comunicação e um controlador, e uma estação de base responsável pela comunicação com as etiquetas (FINKENZELLER, 2003).

Essa tecnologia oferece funcionalidades semelhantes às do código barras, mas com vantagens suplementares, tais como: a capacidade de leitura/escrita, capacidade de memória, leitura independente da linha de visão entre o leitor e o rótulo e confidencialidade dos dados nela contidos (GARFINKEL; ROSENBERG, 2005).

Naturalmente, as vantagens técnicas da tecnologia RFID sobre aquela baseada na leitura óptica de códigos de barras não é por si suficiente para que o mercado a adote em substituição ou conjunto com esta última. Os custos envolvidos tem um papel fundamental. O custo de inserir um código de barras em um produto dilui-se, na maioria das vezes, na impressão da sua própria embalagem, ao passo que a inclusão de uma etiqueta RFID envolve, invariavelmente, custos adicionais, por vezes, superiores ao da própria embalagem. Neste sentido, *tags* RFID passivas são especialmente atrativas. Elas não necessitam de uma bateria, retirando sua energia do próprio sinal de rádio irradiado pelo dispositivo leitor. A inexistência de uma bateria simplifica significativamente seu processo de fabricação, permite a redução de suas dimensões e suas exigências quanto à resistência mecânica do local onde será acondicionada. Tudo isso tem impacto direto sobre os custos da tecnologia. Atualmente o preço de uma etiqueta RFID passiva está

entre 7 e 15 centavos de dólar (RFID JOURNAL, 2013). Por essa razão, a identificação por radiofrequência baseada em etiquetas passivas ganhou grande popularidade, revolucionando o mercado de identificação e rastreamento de produtos.

Paralelamente ao rápido desenvolvimento da tecnologia RFID no campo de identificação e rastreabilidade, outras aplicações, igualmente importantes, começam a ganhar espaço. Tais aplicações baseiam-se no acoplamento ou na combinação de RFID com outras tecnologias (TEDJINI; PERRET, 2009). Esta tendência deverá aumentar o potencial de desenvolvimento de etiquetas RFID, cuja cifra atingiu cerca de 19,3 bilhões de dólares em 2014 (RNCOS, 2012), experimentando um crescimento anual de cerca de 10% (DAS; HARROP, 2011). É importante notar que a RFID é considerada como uma das dez principais tecnologias em muitos países do mundo. A abordagem mais adequada, em termos de aplicação no campo da tecnologia da informação, é o uso de etiquetas RFID não só como identificadores, mas também e especialmente como sensores, mantendo as duas vantagens fundamentais da RFID, ou seja, a comunicação sem fio e a possibilidade de operação sem alimentação própria.

Neste sentido, várias soluções têm sido propostas nos últimos anos, entretanto, muito poucas para o sensoriamento de gases. De fato, dentre as diversas grandezas mais comumente medidas, a concentração de gases específicos parece estar entre as mais difíceis de serem integradas a etiquetas RFID passivas. A razão dessa dificuldade deve-se principalmente no consumo de energia dos sensores convencionais para essa aplicação.

A solução apresentada neste trabalho consiste basicamente na adoção de nanossensores a nanotubos de carbono para a detecção de gases e no desenvolvimento de um sistema de instrumentação dedicado e de elevada eficiência, capaz de integra-los à etiqueta. Além da microeletrônica necessária ao projeto e fabricação dos componentes CMOS que constituem o sistema, a realização desse trabalho envolveu também tarefas significativas no campo da nanotecnologia para a fabricação de nanossensores a nanotubos de carbono, bem como para as baterias de ensaios com os sensores em laboratório. Isto só foi possível graças a participação ativa do Centro de Componentes Semicondutores e Nanotecnologia (CCS Nano) da Unicamp viabilizada pela parceria mediada pelo Namitec entre a Universidade Federal de Campina Grande e a Unicamp.

1.1 Motivação

Observa-se que apesar do vasto campo de aplicações das etiquetas RFID com sensores integrados, objeto desta proposta, dois setores são de especial importância: o setor industrial e o setor agrícola.

A capacidade de monitorar o vazamento de gases de amônia (NH_3) e dióxido de nitrogênio (NO_2) no ar é de grande importância, uma vez que tais compostos químicos afetam negativamente o meio ambiente e a saúde humana. A presença de gás de amônia é especialmente preocupante em áreas de elevada atividade agrícola, sendo provindo diretamente dos resíduos naturais dos animais. Também nas atividades de natureza industrial, suas fontes incluem a fabricação de produtos químicos básicos, metais, produtos têxteis, bem como as emissões automotivas. A concentração elevada de NH_3 no ar pode resultar na irritação nos olhos e vias respiratórias dos seres humanos e pode impactar negativamente a vida selvagem, gado e a própria atividade agropecuária. O dióxido de nitrogênio também é um gás tóxico que pode causar problemas respiratórios em seres humanos e influenciar negativamente o crescimento da agricultura. Além disso, ambos os gases quando dispersados na atmosfera são considerados poluentes primários capazes de produzir chuva ácida ou nevoeiros no nível do solo (FORNARO, 2006).

1.2 Objetivos

Propor uma solução para a integração de sensores de gás a uma etiqueta de identificação por radiofrequência (RFID - *Radio Frequency Identification*) passiva, isto é, sem uma fonte de energia contínua, mantendo a máxima compatibilidade possível com os padrões internacionais atualmente em vigor.

1.3 Organização do Documento

Este trabalho é composto por nove capítulos, sendo este o primeiro deles. O restante deste trabalho foi estruturado conforme descrição a seguir.

- Capítulo 2 - Neste capítulo, são apresentados conceitos fundamentais para o entendimento do trabalho realizado, assim como o a pesquisa bibliográfica nos

trabalhos relacionados ao o tema proposto;

- Capítulo 3 - Neste capítulo é apresentada em alto nível a solução proposta para o sensoriamento de gases baseado em etiquetas RFID passivas, mostrando como as partes do sistema completo se relacionam;
- Capítulo 4 - Detalhes do projeto, concepção e testes do conversor A/D proposto para o sistema;
- Capítulo 5 - Detalhes do projeto, concepção e testes do sensor de temperatura proposto para o sistema;
- Capítulo 6 - Detalhes do projeto e testes do circuito condicionador de sinal para sensores a nanotubos de carbono proposto;
- Capítulo 7 - Detalhes do projeto, concepção e testes do nano-sensor de gás a nanotubos de carbono proposto para o sistema;
- Capítulo 8 - Detalhes do projeto do multiplexador para sensores de gás CNT proposto para o sistema;
- Capítulo 9 - Conclusões gerais relativas ao trabalho realizado bem como sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo são abordados os principais conceitos teóricos sobre sistemas RFID necessários a correta compreensão do sistema proposto e das decisões de projeto tomadas. Neste intuito as principais características dos diferentes tipos de etiquetas são expostas assim como as principais limitações de tempo de resposta e energia de operação tanto para sistemas HF quanto UHF. Em seguida, um resumo do levantamento realizado sobre as principais soluções acadêmicas e comerciais para a integração de sensores a etiquetas RFID é apresentado. Sensores para a detecção de gás são abordados de maneira mais detalhada com especial ênfase em sensores de gás a nanotubos de carbono, empregados na solução proposta. Por fim, as suas últimas seções consistem no estudo do estado da arte de sensores RFID para a detecção de gases e na análise dos conversores A/D mais adequados à aplicação em sensores RFID.

2.1 Sistemas RFID

A tecnologia de identificação por radiofrequência, RFID, utiliza a comunicação por radiofrequência para a troca de dados entre um dispositivo portátil dotado de memória (etiqueta) e uma estação de base (geralmente um computador ou leitor portátil). Um sistema RFID é constituído tipicamente de etiquetas eletrônicas (também chamadas *tags* RFID), que contém uma memória de dados, uma antena de comunicação e um controlador, e uma estação de base responsável pela comunicação com as etiquetas (FINKENZELLER, 2003).

Cada etiqueta RFID ao ser interrogada pela unidade leitora responde informado seu número de identificação único por meio da reflexão do sinal emitido pelo próprio leitor. A distância de comunicação entre a etiqueta e a unidade leitora depende basicamente da

faixa de frequência na qual a etiqueta opera, as dimensões de sua antena e da antena do leitor, e da potência do sinal emitido pela unidade leitora. Faixas de comunicação típicas estão entre 10 e 50 cm para dispositivos acoplados indutivamente e de 3 a 10 m para as etiquetas operando em campo distante. Tais características motivam uso de etiquetas RFID em substituição dos códigos de barras em aplicações como o monitoramento da cadeia de abastecimento e gestão de bens. Outras aplicações incluem a identificação de pessoas em sistemas de segurança de imóveis, passaportes e cartões de crédito (WEINSTEIN, 2005). Outras aplicações comuns incluem a coleta de pedágio em autoestradas, gestão da cadeia de abastecimento, transporte público, controle de acesso ao edifício, rastreamento de animais, desenvolvimento de eletrodomésticos inteligentes, controle de acesso remoto sem chave para automóveis em edifícios e sistemas de passe eletrônico autoviário.

O aumento do interesse por aplicações industriais tem estimulado o desenvolvimento da tecnologia RFID, tornando a camada física, responsável por alimentar e comunicar-se com uma etiqueta, cada vez mais robusta. Esta base sólida, juntamente com a massificação dos leitores RFID, atualmente disponíveis até mesmo em aparelhos celulares, inspirou duas categorias gerais de pesquisa. A primeira é a de novos espaços de aplicação para a tecnologia RFID convencional. A segunda é a de avanços da própria tecnologia RFID, tais como no projeto da etiqueta, na eficiência do protocolo na arquitetura do leitor (YEAGER, 2009).

Uma série de novas aplicações para a tecnologia de RFID convencional têm sido propostas na bibliografia científica. Ranasinghe *et al.* (RANASINGHE *et al.*, 2005), por exemplo, apresentam arquiteturas de rede para um ambiente com suporte à RFID no qual os objetos podem ser perfeitamente rastreados e monitorados. Um exemplo mais específico discute a implementação de um ambiente aprimorado com a tecnologia RFID de forma a melhorar a qualidade de vida e a independência de pessoas idosas (PHILIPOSE *et al.*, 2004). Nesse ambiente os participantes usam pulseiras integradas a um pequeno leitor RFID capaz de relatar sua interação com objetos previamente etiquetados. As atividades podem ser inferidas a partir destes dados e comunicadas aos seus cuidadores.

Algumas etiquetas RFID com capacidades sensoras foram implementadas, de forma rudimentar, a partir de etiquetas comerciais. Neste sentido, várias abordagens foram

propostas. O α -WISP, por exemplo, combina dois chips RFID comerciais numa única antena, juntamente com um acelerômetro de 1-bit (PHILIPOSE *et al.*, 2005). Em outro artigo, Siden *et al.* propõem um sensor RFID para a detecção de umidade em paredes de edifícios e casas, por meio da adição de uma esponja apropriada na frente da antena de uma etiqueta (SIDEN *et al.*, 2007). A umidade na esponja dessintoniza a antena alterando o seu coeficiente de reflexão, o que pode ser detectado pela unidade leitora. Outra abordagem usa uma etiqueta customizada com um micro fusível para detectar a exposição de produtos alimentícios a temperaturas elevadas. Quando a temperatura se eleva acima de um determinado limite o fusível queima, desativando permanentemente a etiqueta (WATTERS *et al.*, 2002).

Avanços fundamentais na tecnologia RFID também têm sido propostos. Do lado da etiqueta, existem vantagens e desvantagens entre configurabilidade, desempenho, tamanho e custo. Otimizações nesta área são objeto de pesquisas em andamento. Além disso, melhorias na capacidade de detecção, computação, criptografia e de registro de dados têm permitido o surgimento de novas aplicações. Exemplos incluem infraestrutura e monitoramento de objetos, detecção automática de adulteração do produto, identificação de agentes nocivos, e dispositivos biomédicos para o monitoramento não invasivo (WANT, 2004). Do lado do leitor, existem várias oportunidades de melhoria. Exemplos incluem a melhoria protocolo e da camada de enlace físico, a redução de custos, questões de segurança e privacidade, e a integração com diferentes sistemas. Avanços recentes avanços na tecnologia de Rádio Definido por Software (SDR) podem ajudar nesta pesquisa. Um leitor RFID definido por software pode permitir o controle direto sobre o protocolo de comunicação (BUETTNER; WETHERALL, 2008). Outro problema comum é que os leitores comerciais são otimizados para a leitura de um grande número de etiquetas o mais rápido possível. A transmissão de dados do sensor de uma etiqueta RFID nessas condições é abaixo do ideal. É necessário melhorar flexibilidade tanto do lado da etiqueta quanto do lado da unidade leitora, a fim de lidar com estes desafios. Neste sentido, De Donno *et al.* propõem uma abordagem alternativa para a leitura de etiquetas RFID. Em lugar do sistema tradicional, baseado em uma unidade leitora enviando e recebendo dados em enlace direto com as etiquetas, um terceiro elemento, chamado “escutador RFID” faria o papel de receber os dados enviados pelas etiquetas (DONNO *et al.*, 2010). Múltiplos escutadores distribuídos na zona de interrogação permitiriam a comunicação com etiquetas

mais distantes da unidade leitora e melhoraria a taxa de sucesso em localiza-las.

A evolução das etiquetas RFID melhoradas para incluir sensores, criptografia e recursos de processamento de dados levou alguns pesquisadores a reexaminar a própria definição destas etiquetas. O termo “RFID Computacional”, por exemplo, cujos primeiros registros remontam a 2005 (CLARKE; FITZGERALD, 2005), designa “computadores sem bateria que colhem toda a sua energia de funcionamento a partir da interrogação de uma unidade leitora” (YEAGER, 2009). De maneira geral, pode-se dizer que a tecnologia de etiquetas RFID passivas permitiu o surgimento de microplataformas de computação com recursos de energia e comunicação sem fio.

2.1.1 Classificação das Etiquetas RFID

Existem atualmente várias tecnologias diferentes de RFID operando em bandas que vão de 125 kHz a 5,8 GHz. Em alguns sistemas o acoplamento entre a etiqueta e o leitor se dá em campo próximo, limitando a distância de interrogação a algumas dezenas de centímetros, em outros, o acoplamento ocorre em campo distante permitindo distâncias de interrogação mais elevadas.

As principais distinções entre as etiquetas RFID dizem respeito à sua fonte de energia e ao método de comunicação empregado. Etiquetas RFID podem ser ativas (alimentadas por uma fonte de energia própria), passivas (tele-alimentadas) ou semi-passivas (possuem bateria como fonte auxiliar de energia). Em relação ao método de comunicação empregado para o envio de dados entre a etiqueta e o leitor (*uplink*), as etiquetas ativas utilizam um transmissor RF de baixo consumo, enquanto as etiquetas passivas e semi-passivas modulam os dados na reflexão do próprio sinal enviado de volta para a unidade leitora.

2.1.1.1 Etiquetas Passivas

Etiquetas passivas caracterizam-se por não possuírem fonte de energia própria. Toda a energia necessária ao seu funcionamento é provida pelo sinal de comunicação emitido pela unidade leitora. A ausência de uma bateria ou outras fontes de energia simplifica muito o processo de fabricação da etiqueta, reduz custos e permite sua implementação em dimensões mínimas. Além disso, etiquetas passivas não necessitam de manutenção periódica para a troca de baterias o que eleva enormemente seu tempo de vida e as

torna virtualmente livres de manutenção. Esta característica é especialmente valiosa em sistemas que operam com um grande número de etiquetas ou em aplicações nas quais as etiquetas se localizam em pontos de acesso difícil ou mesmo indesejável, como é o caso de etiquetas de identificação animal implantadas subcutâneamente (CHAWLA; HA, 2007; MACHADO; NANTES, 2004), etiquetas embutidas dentro de vigas na construção civil (SIDEN *et al.*, 2007) ou mesmo em passaportes, por exemplo.

A distância de comunicação entre etiquetas passivas e a unidade leitora é tipicamente limitada pela energia de funcionamento exigida pela etiqueta. Quanto maior a potência média consumida pela etiqueta, mais próxima ela terá de estar da antena do leitor para conseguir colher essa energia. É possível também aumentar a energia colhida por meio do aumento da antena receptora e/ou transmissora, mas enquanto a primeira, frequentemente, já é projetada para as maiores dimensões aceitáveis para a aplicação alvo, a segunda é indiretamente limitada por normas (ISO/IEC, 2010, 1999) e regulamentações locais.

Em um ambiente real, contendo obstáculos, objetos refletores e atenuadores de sinal, de diferentes formas e substâncias, descrever a propagação de uma onda eletromagnética é algo bastante complexo. Entretanto, uma estimativa simples para sistemas RFID operando em campo distante pode ser calculada pela fórmula de Friis:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r (1 - |\rho|^2) |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

Na equação, P_r e P_t são as potências recebida na antena da etiqueta e transmitida pela antena do leitor, G_r e G_t os ganhos das antenas da etiqueta e da unidade leitora, ρ o coeficiente de reflexão na entrada da antena do leitor, $\hat{\rho}_t$ e $\hat{\rho}_r$ os vetores unitários de polarização das antenas de transmissão e recepção, λ o comprimento de onda no espaço livre para a frequência de transmissão e d a distância entre a etiqueta e a antena da unidade leitora. É importante notar que, conforme a Eq. 2.1, a distância de leitura de uma etiqueta é inversamente proporcional à raiz quadrada da potência recebida em sua antena.

Etiquetas passivas enviam dados para o leitor por meio da reflexão do sinal enviado pela unidade leitora (comunicação por retro-reflexão). Essa solução é extremamente econômica no consumo de energia, mas limita as etiquetas a só poderem se comunicar quando a potência do sinal incidente é elevada o suficiente para alimentar todo o seu sistema. Além

disso, a potência do sinal refletido pela antena de uma etiqueta é tipicamente uma pequena fração daquela enviada pelo leitor. Para que a unidade leitora seja capaz de detectar e decodificar corretamente a informação enviada pela etiqueta, a potência do sinal refletido precisa atingir um patamar mínimo ao ser recebido pelo leitor. Este requisito é, na prática, outro fator limitante na distância máxima de comunicação entre as partes.

2.1.1.2 Etiquetas Ativas

Etiquetas RFID ativas possuem uma fonte de energia própria, geralmente uma bateria e um transmissor RF de baixo consumo. Uma vez que não precisam retirar sua alimentação da energia do sinal emitido pelo leitor, essas etiquetas podem operar a distâncias bem maiores da unidade leitora do que uma etiqueta passiva e possuem uma melhor capacidade de comunicar-se em meio a obstáculos. Considerando-se as potências de transmissão permitidas pelos padrões estabelecidos, a distância de comunicação entre uma etiqueta RFID ativa e o leitor pode chegar a 15 metros, dependendo da banda de frequência (FINKENZELLER, 2010). Essa elevada distância de comunicação pode constituir um problema quando se trata de localizar a etiqueta. Para contornar esse problema, técnicas de triangulação, medição do tempo de comunicação e potência do sinal enviado, podem ser usadas do lado do leitor.

O fato de possuir uma fonte de energia contínua também elimina diversas restrições de projeto comuns à etiquetas passivas como incapacidade de registrar eventos quando não estão em zona de interrogação ou a impossibilidade de embarcar um relógio de tempo real (RTC), comumente necessário ao projeto de um registrador de dados, por exemplo. Etiquetas ativas tipicamente incluem um microcontrolador e podem realizar tarefas de processamento simples.

Até o presente momento, etiquetas RFID ativas não possuem um padrão específico tal como existe para as passivas, o que, em alguns casos, ocasiona problemas de incompatibilidade entre diferentes soluções. As principais desvantagens das etiquetas ativas são o custo elevado (tipicamente mais de 10 vezes superior às passivas (RIDALI YANG, 2010)) e a necessidade de troca periódica da bateria. Aplicações que necessitam de uso frequente do transmissor podem limitar o tempo de vida da bateria a alguns meses ou mesmo a algumas semanas.

2.1.1.3 Etiquetas Semi-Passivas

Etiquetas semi-passivas (ou semi-ativas) assemelham-se às passivas na maior parte dos aspectos, tal como a comunicação por retro-reflexão, mas incluem uma fonte de energia, geralmente uma bateria, tipicamente com propósito de aumentar a distância de comunicação da etiqueta que, nesses casos, passa a limitar-se apenas pela sensibilidade do receptor da unidade leitora. Adicionalmente a fonte contínua de energia permite às etiquetas semi-passivas eliminar as mesmas restrições de projeto que as ativas. Uma vez que não utilizam um transmissor ativo de RF, a duração da bateria de uma etiqueta semi-passiva pode chegar a vários anos.

2.1.2 Limitações de Tempo em Etiquetas RFID HF e UHF

A temporização da comunicação entre as etiquetas RFID e suas unidades leitoras é definida pelos respectivos padrões ISO/IEC. Essa temporização impõe importantes restrições ao funcionamento das etiquetas e, conseqüentemente, a eventuais sistemas a elas interligados. Neste sentido, o principal parâmetro a ser considerado é o tempo máximo de resposta da etiqueta a um comando de leitura. Quando a unidade leitora envia um comando de leitura a uma etiqueta específica, ela mantém o campo de leitura ativo durante um intervalo limitado de tempo para que a etiqueta se alimente, receba e interprete o comando e envie a resposta solicitada. Se a etiqueta não responder ao comando dentro do tempo limite, o campo de leitura é desligado e, conseqüentemente, a alimentação da etiqueta se esgota.

Para etiquetas RFID do tipo HF compatíveis com o padrão ISO 15693-3, o protocolo define o tempo de resposta da etiqueta a um comando de leitura (T_1) como (ISO, 2009):

$$T_1 = \begin{cases} 4192/f_C, & \text{mínimo} \\ 4224/f_C, & \text{nominal} \\ 4256/f_C, & \text{máximo} \end{cases} \quad (2.2)$$

Sendo f_C a frequência do sinal da portadora da unidade de leitura.

Para etiquetas compatíveis com o padrão NFC, o protocolo estabelecido na ISO/IEC 14443 define o tempo de resposta T_1 como (ISO/IEC, 2000):

$$T_1 = \begin{cases} 4096 * 2^0 / f_C, & \text{mínimo} \\ 4096 * 2^4 / f_C, & \text{nominal} \\ 4096 * 2^{14} / f_C, & \text{máximo} \end{cases} \quad (2.3)$$

Resolvendo as Equações 2.2 e 2.3 para a frequência nominal da portadora (13,56 MHz), os tempos mínimo e máximo resultantes para T_1 são $309,14 \mu s$ / $313,86 \mu s$ para o protocolo ISO/IEC 15693 e $302,06 \mu s$ / $4949 \mu s$ para o protocolo ISO/IEC 14443.

Para etiquetas UHF, o protocolo EPC Classe 1 Geração 2 (comumente referido por EPC Class1 Gen2) esse tempo de resposta é definido como (EPCGLOBAL, 2015):

$$T_1 = \begin{cases} T_{1_nom}(1 - |FrT|) - 2 \mu s, & \text{mínimo} \\ T_{1_nom}, & \text{nominal} \\ T_{1_nom}(1 + |FrT|) + 2 \mu s, & \text{máximo} \end{cases} \quad (2.4)$$

sendo T_{1_nom} o valor nominal correspondente de T_1 e FrT , a frequência de tolerância que depende do tempo de calibração da etiqueta para o leitor (RT_{cal}) e da frequência do enlace de retroespalhamento (do inglês, *backscatter-link-frequency*) (BLF). Seus valores máximo e mínimo correspondentes são:

$$FrT = \begin{cases} \pm 15\%, & \text{para } BLF = 640 \text{ kHz} \\ \pm 4\%, & \text{para } 40 \text{ kHz} \leq BLF < 107 \text{ kHz}. \end{cases} \quad (2.5)$$

O valor nominal de T_1 é definido como:

$$T_{1_nom} = \max(RT_{cal}, 10 \cdot T_{pri}) \quad (2.6)$$

sendo RT_{cal} o tempo de calibração do leitor para a etiqueta e T_{pri} o período de um ciclo da subportadora, podendo ser calculado como $T_{pri} = 1/BLF$. O parâmetro RT_{cal} é dado por:

$$RT_{cal} = \begin{cases} 2,5 \cdot T_{ari}, & \text{mínimo} \\ 3,0 \cdot T_{ari}, & \text{máximo} \end{cases} \quad (2.7)$$

sendo T_{ari} o intervalo de tempo de referência para a sinalização entre a unidade leitora e a etiqueta. Este valor varia de $6,25 \mu s$ a $25 \mu s$. Dessa forma, os valores máximo e mínimo de RT_{cal} , de acordo com a Equação 2.7 serão $15,625 \mu s$ e $75 \mu s$, respectivamente. Os valores mínimo e máximo para BLF são 40 kHz e 640 kHz , logo, os valores correspondentes de T_{pri} são $250 \mu s$ e $1,5625 \mu s$.

Resolvendo a Equação 2.6 para os casos mínimo e máximo obtêm-se $T_{1_nom_MIN}$ e $T_{1_nom_MAX}$ iguais a:

$$\begin{aligned} T_{1_nom_MIN} &= \max(RT_{cal_MIN}, 10 \cdot T_{pri_MIN}) \\ &= \max(15,625 \mu s, 10 \cdot 1,5625 \mu s) \\ &= 15,625 \mu s \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} T_{1_nom_MAX} &= \max(RT_{cal_MAX}, 10 \cdot T_{pri_MAX}) \\ &= \max(75 \mu s, 10 \cdot 250 \mu s) \\ &= 250 \mu s. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Finalmente, resolvendo a Equação 2.4 para as taxas de dados mínima e máxima (isto é, 40 kbps e 640 kbps) temos:

$$\begin{aligned} T_{1_MIN} &= T_{1_nom_MIN} (1 - |FrT_{640kHz}|) - 2 \mu s \\ &= 15,625 \mu s (1 - 0,15) - 2 \mu s \\ &\cong 11,28 \mu s \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} T_{1_MAX} &= T_{1_nom_MAX} (1 + |FrT_{40kHz}|) + 2 \mu s \\ &= 250 \mu s (1 + 0,04) + 2 \mu s \\ &= 262 \mu s. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Ou seja, os valores máximo e mínimo do tempo de resposta são $262 \mu s$ e $11,28 \mu s$, respectivamente.

A análise dos tempos de resposta estabelecidos pelos três padrões analisados revela primeiramente que de todos, o de temporização mais exigente é o EPC Class1 Gen2. Um eventual sistema de sensoriamento voltado para etiquetas compatíveis com esse padrão terá cerca de um quarto de milissegundo para realizar todas as tarefas e responder ao núcleo da etiqueta para que ele possa responder ao leitor a tempo. Já um sistema de sensoriamento de curta distância para a faixa HF que vise a compatibilidade com ambos os protocolos (ISO/IEC 15693 e ISO/IEC 14443), deve considerar a temporização mais restritiva imposta pelo protocolo ISO/IEC 15693, que é quase tão exigente quanto o EPC Class1 Gen2, isto é, $T_1 = 313,86 \mu s$ no máximo. Por outro lado, um sistema de sensoriamento que necessite de um tempo de resposta mais elevado pode adotar o padrão NFC que permite um intervalo de resposta de quase 5 segundos.

2.1.3 Limitações de Energia em Etiquetas RFID HF e UHF

A principal restrição de projeto em etiquetas RFID operando na faixa HF ou UHF é, de maneira geral, a energia escassa disponível para o funcionamento do sistema. Entretanto, as limitações para sistemas HF e UHF não são exatamente as mesmas. Um estudo sobre as principais questões concernentes às limitações energéticas de sistemas RFID operando no espaço livre para essas duas bandas de frequência é coberto nessa seção. Sistemas operando em diferentes meios de transmissão ou em meios mistos necessitam uma análise mais complexa que foge ao escopo deste trabalho. Um exemplo de estudo desse tipo foi realizado por Shengbo Hu *et al.* para a comunicação em meio misto ar-borracha de etiquetas RFID UHF passivas embarcadas no interior de pneus (HU *et al.*, 2014).

A magnitude do campo magnético gerado pela antena do leitor, pode ser aproximada por duas equações distintas, dependendo da distância entre o ponto de observação e o centro da antena. Para determinar qual das duas equações melhor descreve a magnitude do campo magnético a uma dada distância, convém definir a distância limite de operação em campo próximo e campo distante, D_{LIM} :

$$D_{LIM} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.12)$$

onde λ é o comprimento de onda correspondente da portadora do sinal que gera o campo (ω).

Em campo próximo, isto é, para distâncias de observação inferiores a D_{LIM} , a magnitude do campo magnético ao longo do eixo central de uma antena do tipo indutor quadrado pode ser calculada por (FINKENZELLER, 2010):

$$|H| = \frac{NIR^2}{2\sqrt{(R^2 + d^2)^3}} \quad (2.13)$$

onde N é o número de espiras, I é a corrente que percorre a antena, R é o raio médio da antena e d é a distância entre o centro do plano da antena e o ponto de medição. Em campo distante, isto é, para $d > D_{LIM}$, a magnitude do campo magnético pode ser calculada por (LEHNER, 2010):

$$|H| = \frac{NIR^2}{4} \sqrt{\left(\frac{1}{d^3} - \frac{\omega^2}{dc^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{cd^2}\right)^2} \quad (2.14)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo ($c = 299.792.458$ m/s).

Para a banda de 13,56 MHz ISM ($13,56 \text{ MHz} \pm 7 \text{ kHz}$) as regulamentações europeias limitam a intensidade do campo magnético a $60 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ a 10 m de distância da antena do leitor (ERC, 2014), ao passo que para as atuais regulamentações Americanas esse limite é de apenas $42 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ a 10 m de distância da antena do leitor. No Brasil a Anatel estabelece o limite de 106 mV/m a 30 m de distância da antena do leitor (Resolução nº 506, de 1º de julho de 2008), o que equivale a cerca de $49 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ (considerando a transmissão em espaço livre com impedância característica igual a 377Ω) (ANATEL, 2008). Dessa forma, um sistema RFID operando banda de 13,56 MHz ISM compatível com as regulamentações americanas ou europeias será também compatível com as regulamentações brasileiras. Além disso, espera-se que num futuro próximo as diferenças entre as regulamentações americanas ou europeias sejam harmonizadas (HULSHOF; MEZZ, 2015).

Considerando ambas as regulamentações americanas e europeias, as Equações 2.13 e 2.14 podem ser usadas para calcular a intensidade do campo magnético gerado por um leitor operando na máxima potência permitida conforme esboçado na Figura 2.1. A intensidade do campo magnético gerado por um leitor HF típico ao longo do eixo central de sua antena é representada também no mesmo gráfico para fins de referência.

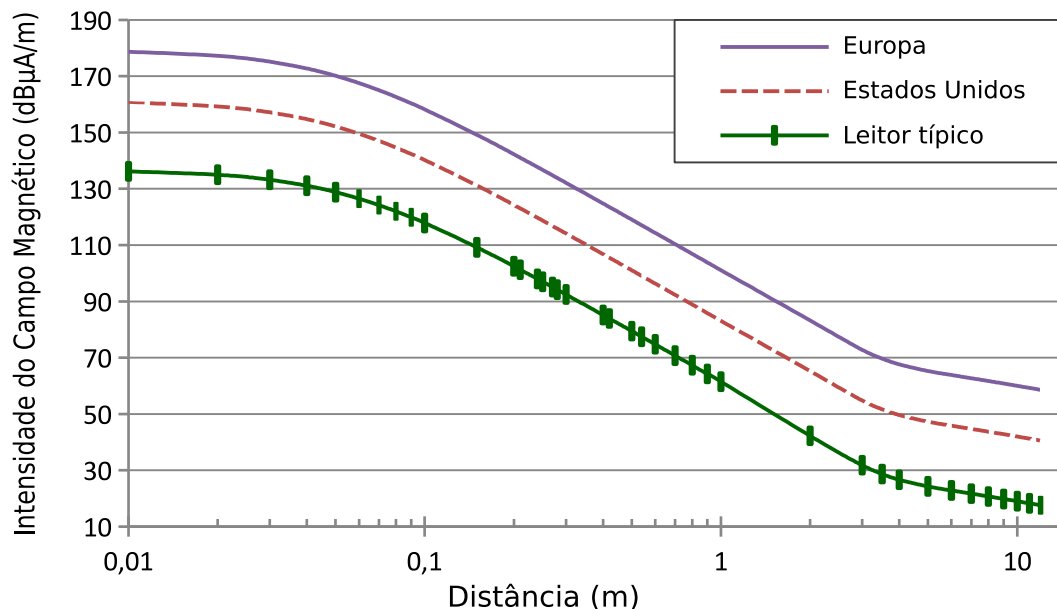


Figura 2.1 – Intensidade máxima permitida para o campo magnético na banda de 13,56 MHz ISM de acordo com as regulamentações europeias e americanas ($60 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ à 10 m e $42 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ à 10 m, respectivamente). A curva de menor intensidade representa a intensidade do campo magnético gerado por um leitor HF típico (antena do tipo espiral quadrada, 10×10 cm, 6 espiras, $I = 125$ mA).

De acordo com o padrão ISO/IEC 15693-2 (ISO, 2006) as etiquetas RFID devem ser capazes de operar com um campo magnético igual a 150 mA/m (103,5 dB μ A/m). Esta intensidade de campo corresponde a uma distância máxima de operação de aproximadamente 1 metro, segundo as regulamentações europeias ou 50 cm segundo as regulamentações americanas. Teoricamente, a distância máxima de operação é o limite entre o campo próximo e o campo distante, onde o acoplamento magnético não é mais possível. Isto corresponde a aproximadamente 3,5 m para a frequência de 13,56 MHz. Em outras palavras, teoricamente uma etiqueta que consumisse menos de 69,7 dB μ A/m ou 51,7 dB μ A/m poderia operar a 3,5 m da antena leitora. Entretanto, na prática, essas distâncias de comunicação são sempre menores, pois a colheita de toda a energia indicada no gráfico para uma determinada distância exigiria que a antena da etiqueta tivesse um fator de qualidade (Q) igual a 100 % para a antena da unidade leitora, o que não apenas é inalcançável como também é indesejável para sistemas RFID, visto que sistemas de comunicação com fator de qualidade elevado são muito diretivos, o que torna crítico o alinhamento entre as antenas transmissora e receptora.

Se o padrão ISO/IEC 14443-2 (padrão NFC) (ISO/IEC, 2010) for adotado, a intensidade de campo magnético mínima requerida para a operação da etiqueta é 1,5 A/m (123,5 dB μ A/m), o que corresponde a uma distância máxima de comunicação de 42 centímetros pelas regulamentações europeias ou 20 centímetros pelas regulamentações americanas. O microchip NF4 desenvolvido recentemente pela *EM Microelectronic*, requer apenas 0,7 A/m (116,9 dB μ A/m) para ser ativado (MICROELECTRONIC, 2014), ou seja, menos da metade da intensidade de campo requerida pela ISO/IEC 14443-2. Este nível de consumo o tornaria capaz de operar a aproximadamente 54 centímetros de distância do leitor, considerando condições ideais e a regulamentação europeia. Se essa solução comercial for tomada como o estado-da-arte, é possível concluir que uma etiqueta similar incluindo algum sistema de sensoriamento poderá operar no máximo a meio metro de distância da antena leitora, visto que o sistema sensor irá drenar alguma energia adicional requerendo uma intensidade de campo mais elevada para poder operar. Evidentemente, etiquetas RFID ativas podem operar a distâncias mais elevadas, já que sua energia não é retirada do campo gerado pela unidade leitora.

Para etiquetas UHF a transferência de energia ocorre não mais por acoplamento magnético, como no caso das etiquetas HF, mas através do campo eletromagnético

irradiado. A distância limite entre os campos próximo e distante para etiquetas RFID operando entre 868 MHz e 915 MHz, conforme a Equação 2.12 é de pouco mais de 5 centímetros. Por esta razão, etiquetas RFID UHF operam quase sempre em campo distante. Nesta situação, a potência total recebida na antena da etiqueta pode ser calculada como:

$$P_{tag} = P_{reader} G_{reader} G_{tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.15)$$

sendo d a distância entre a antena da etiqueta e a antena do leitor, λ é o comprimento de onda da portadora, P_{reader} é a potência de saída do leitor, G_{reader} e G_{tag} os ganhos das antenas do leitor e da etiqueta, respectivamente.

Considerando o produto $P_{reader} G_{reader}$ igual a 33 dBm, que é a máxima potência radiada equivalente (P_{ERP}) permitida pelas regulamentações americana e europeia, G_{tag} igual a -3, 0 e +3 dBi e $f = 915$ MHz ($\lambda = 0,3276$ m), pode-se estimar a potência disponível para uma etiqueta UHF distante entre 0 e 30 m da antena do leitor conforme representado na Figura 2.2.

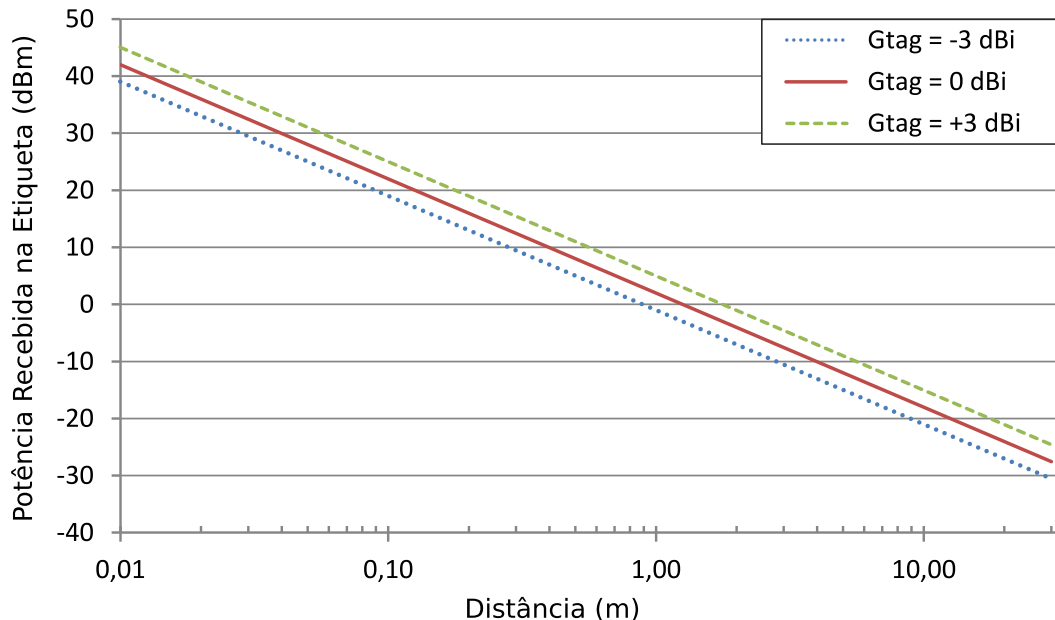


Figura 2.2 – Máxima potência disponível para uma etiqueta RFID operando em 915 MHz em função de sua distância da antena do leitor. Três diferentes valores para o ganho da antena foram considerados: +3 dBi, 0 e -3 dBi.

O Monza 6, um circuito integrado completo para etiquetas RFID UHF lançado em 2015 pela Impinj, requer apenas -22,1 dBm ($6,2 \mu\text{W}$) de energia para ser ativado (IMPINJ, 2015), sendo capaz de operar a cerca de 25 metros de distância do leitor (assumindo-se G_{tag}

= +3 dBi). Este é atualmente o CI comercial para etiquetas RFID de melhor desempenho disponível. Tomando-o como o estado-da-arte, pode-se afirmar que uma etiqueta similar incluindo algum sistema de sensoriamento poderá operar a uma distância não superior a 25 metros, já que o sistema adicional irá requerer também alguma energia para funcionar. Por exemplo, um sistema de sensoriamento que requeira $3 \mu\text{W}$ para funcionar, integrado a uma etiqueta UHF similar a Monza 6 que requer outros $6,2 \mu\text{W}$ irá demandar um campo de leitura de, ao menos, -20,4 dBm. A distância máxima de operação dessa etiqueta sensora será algo em torno de 18 metros de acordo com a Figura 2.2.

2.2 Sensores RFID

A rápida disseminação dos sistemas RFID ocorrida na última década tornou essa tecnologia um dos sistemas de computação mais onipresentes na história (ZHANG *et al.*, 2009). Isto se deve à sua ampla aplicabilidade, baixo custo e características técnicas atrativas frente a outras soluções. A comunicação RFID é rápida e simples e as diferentes frequências de trabalho padronizadas permitem uma boa adequação a cada aplicação. Sua adoção na indústria permite melhorar os serviços, reduzir o custo do trabalho, impedir a falsificação de produtos e roubo, aumentar os ganhos de produtividade e manter padrões de qualidade.

A popularidade e vantagens técnicas da tecnologia RFID fazem dela uma solução promissora para a implementação de sensores sem fio. Neste sentido, vários esforços têm sido realizados para agregar a capacidade sensora à tecnologia RFID, bem como o de integra-la à tecnologia WSN (*Wireless Sensor Network* - Redes de Sensores Sem Fio), tais como propostas por Mitsugi *et al.* (MITSUGI *et al.*, 2007), Liu *et al.* (LIU *et al.*, 2007), Zhang e Wang (ZHANG; WANG, 2006) e Mitrokotsa e Douligeris (MITROKOTSA; DOULIGERIS, 2009).

Diversas propostas para a integração de sensores a etiquetas RFID, tanto acadêmicas quanto comerciais. De maneira geral, é possível classificar essas soluções quanto à forma de alimentação (ativa, passiva ou semi-passiva) e quanto a forma de acoplamento entre o sensor e a etiqueta, analógica ou digital. As seções a seguir irão apresentar um resumo das principais soluções pesquisadas segundo essa classificação.

2.2.1 Sensores RFID Ativos

Sensores RFID ativos utilizam uma bateria para alimentar seu circuito de comunicação, sensores a unidade de controle digital, em geral, um microcontrolador. Isto os permite atingir uma longa distância de comunicação e operar com taxas elevadas de amostragem do sensor. Em contrapartida, o uso de uma bateria torna o dispositivo mais volumoso e caro, ao passo que o “tempo de vida” do sensor é reduzido.

Um sensor RFID ativo UHF (950 MHz) com antena impressa em papel de baixo custo foi proposto por Ferrer-Vidal *et al.* (FERRER-VIDAL *et al.*, 2006). O sensor emprega baterias recarregáveis de película fina (de forma a aumentar a vida útil da etiqueta) incorporadas ao próprio papel da antena. De maneira semelhante, um sensor RFID ativo incluindo capacidades sensoras em um substrato de papel de baixo custo, alimentado por uma bateria também foi proposto por Rida *et al.* (RIDA *et al.*, 2007).

Considerando que o papel é um dos mais baratos materiais orgânicos, não é agressivo ao meio ambiente e que pode facilmente ser adotado para a produção em larga escala, sensores RFID dessa natureza possuem uma atraente vantagem para impulsionar o mercado de etiquetas RFID com sensores integrados. Adicionalmente, o papel também tem a vantagem de apresentar uma constante dielétrica próxima à do ar, permitindo a penetração de 95 a 96% do sinal de RF incidente. As propriedades elétricas do papel também podem ser facilmente caracterizadas por meio de estruturas ressonantes, conforme demonstrado por Thompson *et al.* (THOMPSON *et al.*, 2004).

O projeto de um sistema de identificação de rádio frequência com sensor embarcado, baseado em etiquetas RFID ativas foi proposto por Deng *et al.* (DENG *et al.*, 2006). A principal vantagem do sistema proposto é que os sensores amostram os dados externos independentemente e periodicamente com ou sem a presença de um leitor na zona de ativação da etiqueta. Deng *et al.* propuseram duas arquiteturas diferentes para essas etiquetas. Na primeira arquitetura, proposta vários sensores podem ser embarcados em uma única etiqueta RFID, enquanto que na segunda arquitetura, cada sensor é embarcado num único RFID. Além disso, eles avaliaram uma das arquiteturas propostas pelo desenvolvimento de um sistema de monitoramento de saúde em tempo real (HEMS) usando uma etiqueta sensora. No HEMS, o objetivo foi desenvolver um sistema de monitoração constante, o qual deveria ser capaz de monitorar continuamente, reavaliar e

diagnosticar doenças.

Uma etiqueta RFID ativa com sensores para monitoração de choque, inclinação e temperatura foi implementada por Gessner e Reuter do Fraunhofer Institute (GESSNER; REUTER, 2009). A etiqueta consiste num substrato polimérico fino, um ASIC RFID com a antena, um sistema de sensores com um transdutor micromecânico (MEMS) e um ASIC para o tratamento de sinal dos sensores e interfaceamento com o ASIC RFID. Tanto os ASICs quanto o chip contendo os sensores MEMS foram diretamente integrados ao substrato da etiqueta sem encapsulamento (COB - Chip On Board).

Outra iniciativa notável é o projeto OpenBeacon que disponibiliza abertamente o projeto completo de uma etiqueta RFID ativa para 2,4 GHz com suporte a sensores (OPENBEACON, 2015). A etiqueta é baseada em componentes comerciais tais como o microcontrolador PIC16F688 da Microchip (MICROCHIP, 2015) e o nRF24L01, um transceptor de RF de baixo consumo produzido pela Nordic Semiconductor (NORDICSEMI, 2015). Toda a etiqueta é alimentada por uma bateria do tipo CR2032, capaz de durar até 6 anos.

Uma etiqueta RFID ativa com sensor de vibração embarcado é atualmente comercializada pela BISA Technologies (BISA, 2015). Operando na faixa de 2,4 GHz com um alcance de 25 m, é equipada com sensor de vibração capaz de detectar e registrar vibrações ou impactos de forma contínua ou ocasionais com sensibilidade de 200 mV/g. A etiqueta é destinada a sistemas de segurança e possui uma bateria com duração estimada de 2 a 3 anos, quando então deve ser descartada.

Uma família de etiquetas RFID ativas com sensores integrados é produzida comercialmente pela Evigia Systems. A família EV3, compatível com a norma ISO 18000-7, é composta pelas etiquetas EV3-ST, EV3-LPST, EV3-CST e EV3-CS1. Ela incorpora sensores de temperatura, umidade, choque, luminosidade, de violação de lacre e até mesmo de radiação (EV3-CS1). As etiquetas são ainda capazes de registrar os dados coletados pelos sensores em memória, podendo armazenar até 512 kB de informação antes de necessitarem de um leitor na zona de ativação para transferi-los. Podem reportar o nível de carga de suas baterias cuja duração estimada vai de 3,5 anos para o EV3-LPST a 10 anos para a EV3-CS1 (EVIGIA, 2015).

A Thinfilm Electronics fabrica comercialmente uma linha de etiquetas descartáveis com eletrônica embarcada chamada *Smart Labels*. A etiqueta ativa, alimentada por uma

bateria de filme fino, pode conter uma unidade de comunicação RFID padrão NFC (ISO 14443), um sensor de temperatura, um botão e uma tela (THINFILM, 2015). Com exceção do chip de controle e a bateria, todos os demais componentes são produzidos por impressão.

Há ainda outras etiquetas RFID ativas com sensores integrados produzidas comercialmente tais como o TELID 310 da Microsensus (MICROSENSYS, 2015), as produzidas pela Ankaref para sensoriamento de temperatura e umidade (ANKAREF, 2015), a Elpas produzida pela IOT Phillipines para a medição de temperatura (IOT, 2015), a AD-922-Tag fabricada pela Uconnect International que integra um acelerômetro e interface para outros sensores externos (UCONNECT, 2015), a FC-409T da Friendcom, uma etiqueta RFID ativa com sensor de temperatura voltada para a monitoração de animais (FRIENDCOM, 2015), ou ainda o sensor de temperatura RFID ativo para 13,56MHz (compatível com o padrão ISO 15693), produzido pela companhia alemã KSW-Microtec e comercializado desde 2002. A etiqueta possui a antena, o michochip com o sensor e a bateria totalmente integrados em uma fina etiqueta de papel (RFID JOURNAL, 2002). Mais informações sobre etiquetas RFID ativas com sensores integrados comerciais e seus fabricantes podem ser encontradas em (HARROP; DAS, 2011).

Um importante avanço no desenvolvimento de soluções dedicadas ou comerciais de etiquetas RFID ativas com sensores integrados está no surgimento de componentes no mercado específicos para essa aplicação, como é o caso do MLX90129, fabricado pela Melexis Semiconductors (MELEXIS, 2015) desde dezembro de 2010. O MLX90129 integra a interface de RF para 13,56 MHz, conforme a norma ISO-15693, interface com entrada diferencial para sensores resistivos em ponte de Wheatstone com referencial de tensão configurável e memória interna de 3,5 kbits para registro de amostras (RACHWALSKI, 2010).

É importante notar que não foram consideradas nesse estudo produtos comerciais anunciados como RFID mas que não guardam compatibilidade com nenhuma de suas normas estabelecidas, como é o caso da etiqueta Ekahau A4+ fabricada pela Ekahau Inc. (EKAHAU, 2015) destinada à localização de ativos, integrada a um sensor de movimento. Apesar de anunciada como etiqueta RFID ativa, trata-se de uma etiqueta WI-FI (IEEE 802.11b/g).

2.2.2 Sensores RFID Passivos

Entende-se por sensor RFID passivo uma etiqueta RFID passiva com um ou mais sensores integrados e que é capaz de comunicar à unidade leitora dados oriundos da leitura desse(s) sensor(es). A principal vantagem de um sensor RFID passivo em relação aos sensores convencionais é a capacidade de operar sem as limitações impostas pela necessidade de uma bateria integrada.

Gaetano Marrocco propõe a classificação dos diferentes tipos de sensores RFID passivos de acordo com o mecanismo de sensoriamento adotado e a modalidade de transmissão utilizada para comunicar a informação do sensor (MARROCCO, 2010). A classificação proposta por Marrocco pode ser representada na Fig. 2.3.

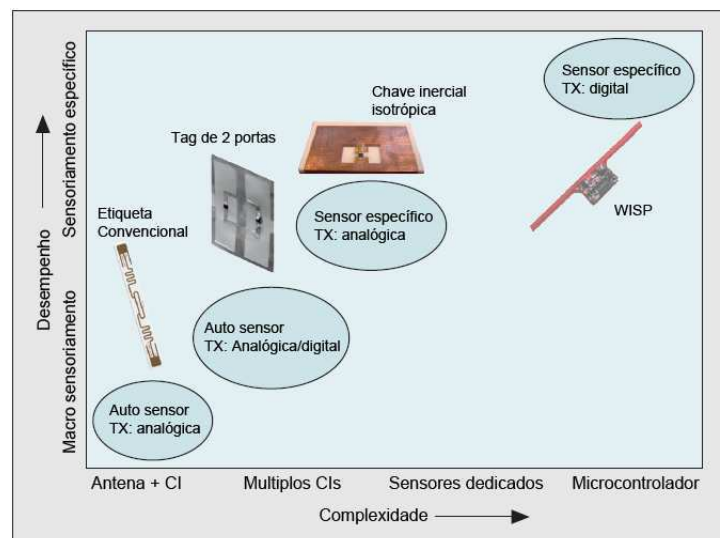


Figura 2.3 – Classificação dos sensores RFID passivos proposta por G. Marrocco (MARROCCO, 2010).

Existem atualmente dois tipos básicos de sensores RFID passivos: aqueles dotados de ao menos um circuito integrado (encarregado de tarefas como comunicação, tratamento da energia colhida pela antena, armazenamento de dados, etc.) e os sem chip, constituídos apenas por componentes passivos e estruturas ressonantes. Os chamados sensores RFID sem chip contam com uma importante e promissora linha de pesquisa em âmbito acadêmico. Entretanto, o princípio de operação dessas etiquetas é bastante distinto das etiquetas RFID tradicionais, razão pela qual o procedimento e aparato necessário à sua leitura diferem significativamente daqueles abordados neste trabalho. Por essa razão, as etiquetas sensoras sem chip, não são abordadas neste estudo, embora importantes contribuições nesse tema tenham sido dadas por Shrestha *et*

al. (SHRESTHA *et al.*, 2009), Preradovic *et al.* (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2010; PRERADOVIC *et al.*, 2011), Vena *et al.* (VENA *et al.*, 2012a, 2012b), Kim *et al.* (KIM *et al.*, 2013), Perret *et al.* (PERRET *et al.*, 2014), Amin *et al.* (AMIN *et al.*, 2013, 2014) e Feng *et al.* (FENG *et al.*, 2015).

O princípio de funcionamento das etiquetas sem chip, as chamadas *SAW tags*, é abordado de maneira didática e sucinta por Chawla e Dong-Sam Ha em (CHAWLA; HA, 2007) e em mais detalhes por Hartmann (HARTMANN, 2002). Maiores informações sobre esse tipo específico de etiqueta sensora podem ser encontradas em (PERRET, 2014).

Sensores RFID passivos com chip ou simplesmente “Sensores RFID passivos” conforme referido no âmbito deste trabalho, são etiquetas RFID passivas com ao menos um circuito integrado e com um ou mais sensores a ela acoplados.

Um exemplo notável da aplicação de sensores RFID passivos em larga escala é o OpenSense, uma etiqueta RFID produzida pela Thinfilm para uso em garrafas (THINFILM, 2015). A etiqueta impressa em filme fino é projetada para ser fixada por debaixo do rótulo da bebida e possui um sensor de violação que se estende ao longo do lacre que sela a abertura da garrafa. Comunicando-se no padrão NFC (ISO 14443-A), a etiqueta pode ser lida por qualquer pessoa com o auxílio de um *smartphone* com suporte a NFC, obtendo da etiqueta detalhes sobre o produto engarrafado e se o lacre foi violado ou não. A solução foi adotada recentemente pela Diageo’s Johnnie Walker, fabricante de whiskies mundialmente conhecido, para uso na linha *Blue Label*, de alto valor agregado, a fim de possibilitar à empresa um melhor controle da cadeia de distribuição e ajudar os consumidores a verificar a autenticidade do produto (SWEDBERG, 2015).

Uma extensa linha de sensores RFID passivos é produzida pela empresa espanhola Farsens (FARSENS, 2015b). Os 17 tipos de etiquetas atualmente comercializadas destinam-se à medição de grandezas como temperatura, deformação, pressão, orientação, campo magnético, luz, umidade, resistência e tensão elétrica, além de etiquetas sinalizadoras à LED e atuadoras como relé. Todas elas se baseiam no ANDY100 (FARSENS, 2015a), um circuito integrado desenvolvido pela própria empresa, compatível com a norma ISO/IEC 18000-6 que implementa uma etiqueta RFID completa do tipo EPC Classe 1, Geração 2 (C1G2) para a faixa de 860 MHz a 960 MHz. O chip disponibiliza saídas reguladas de tensão de 1,2 V, 1,8 V e 2,5 V além de uma interface SPI de forma a poder alimentar e se comunicar com outros dispositivos externos como

sensores ou um microcontrolador, por exemplo. Adicionalmente a empresa também comercializa etiquetas RFID de propósito geral para o desenvolvimento dedicado de sensores e atuadores, além de também comercializar o chip ANDY100 individualmente.

2.2.3 Sensores RFID Semi-Passivos

Sensores RFID semi-passivos guardam grande semelhança estrutural e comportamental com os sensores RFID passivos. Caso a potência do sinal de RF recebida seja suficientemente alta, podem operar tal qual um a versão passiva o faria. Do contrário, a alimentação provida pela bateria ou outra fonte de energia permitem sua operação no modo semi-passivo. A operação no modo semi-passivo envolve tipicamente atividades de sensoriamento, registro de tempo e de dados amostrados dos sensores.

Um sensor de temperatura RFID semi-passivo para a faixa de UHF, compatível com o protocolo EPC Gen-2 (EPCGLOBAL, 2015) foi proposto por Kim *et al.* em (KIM *et al.*, 2007). O sensor proposto opera como uma etiqueta RFID passiva quando potência do sinal de RF é suficiente para alimentar seu circuito e opera como uma etiqueta RFID semi-passiva caso contrário. Uma memória não volátil do tipo FeRAM de ultrabaixo consumo é empregada para registrar os dados amostrados do sensor.

A NFC-WISP, uma etiqueta RFID capaz de operar tanto na forma passiva quanto semi-passiva, com um grande número de recursos foi proposta por Yi Zhao (ZHAO *et al.*, 2015). A etiqueta, baseada num microcontrolador reprogramável de ultrabaixo consumo, é capaz de se comunicar com a maioria dos leitores RFID comerciais, inclusive por *smartphones* com recurso de NFC, através do protocolo ISO-14443, e inclui um sensor de temperatura e um acelerômetro, uma memória ferroelétrica (FRAM) de 2 MB, leds e uma tela monocromática de ultrabaixo consumo do tipo E-ink (PERVASIVEDISPLAYS, 2015), capaz de reter a imagem após programada, mesmo na ausência de alimentação. Opcionalmente, uma bateria recarregável de filme fino pode ser conectada à etiqueta, permitindo sua operação no modo semi-passivo e sendo recarregada remotamente, sempre que a energia entregue pelo leitor exceda aquela necessária ao funcionamento da etiqueta.

Uma etiqueta sensora RFID semi-passiva operando na faixa de UHF (860-960 MHz) foi proposta por Guangwei *et al.* (LIU *et al.*, 2014). A etiqueta foi desenvolvida com base no circuito integrado SL900A AMS (AMS, 2015) que inclui um sensor de temperatura

interno, agregando capacidade sensora ao dispositivo. Adicionalmente, os autores implementaram um sistema de localização da etiqueta, utilizando múltiplas antenas leitoras em um ambiente controlado e etiquetas referenciais estacionárias. A localização da etiqueta sensora é estimada pela comparação da potência do sinal por ela devolvido a cada antena leitora com o recebido de todas as etiquetas referenciais.

Etiquetas sensoras RFID semi-passivas também são produzidas comercialmente. Um exemplo é a linha de etiquetas customizáveis produzidas pela PhaseIV (PHASEIV, 2015). O fabricante desenvolveu um dispositivo CMOS chamado SensIC RFID ASIC capaz de medir e transmitir a temperatura, assim como a leitura de sensores capacitivos externos do tipo MEMS, podendo operar tanto no modo passivo quanto no modo ativo. Outro exemplo de etiqueta sensora RFID semi-passiva comercial é o sensor de temperatura sem fio ThermAssureRF produzido pela Evidencia (EVIDENCIA, 2015).

2.2.4 Sensores Ligados ao Lado Analógico

Tratam-se de etiquetas RFID equipadas com um sensor ligado ao seu *front-end* analógico, isto é, à porção analógica do sistema da etiqueta. Este acoplamento é feito conectando-se o sensor diretamente em alguma parte da antena, distribuindo o material sensível sobre a superfície da antena ou mesmo fabricando-se a antena a partir do próprio material sensor (TEDJINI *et al.*, 2016).

Nessas etiquetas o sensor age como uma carga conectada à antena cuja impedância irá variar conforme a mudança da grandeza medida (temperatura, umidade, luminosidade, pressão, etc). A variação da impedância do sensor altera o coeficiente de reflexão da antena modulando a potência do sinal refletido para o leitor. A unidade leitora por sua vez deve ser capaz de detectar a mudança na potência do sinal recebido e extrair a informação oriunda do sensor. A impedância equivalente do sensor deve ser preferencialmente reativa de forma a minimizar as perdas elétricas e, o que resulta em redução da distância máxima de leitura da etiqueta. Por essa razão, os sensores para essas etiquetas devem comportar-se idealmente como capacitores ou indutores variáveis.

Philipose *et al.* implementaram uma etiqueta com sensor de posição a partir de etiquetas RFID passivas comerciais (PHILIPOSE *et al.*, 2005). A etiqueta, chamada α -WISP, baseava-se em duas etiquetas RFID ALL-9250 (915 MHz) da Alien Technology (ALIEN TECHNOLOGY, 2015) ligadas de forma a compartilharem a mesma antena. Em

cada etiqueta, um dos terminais de conexão com a antena foi ligado em série com um sensor de posição do tipo *tilt* estando os sensores posicionados 180° um em relação ao outro. Sensores *tilt* são basicamente constituídos de um par de eletrodos dentro de uma pequena câmara com uma esfera de mercúrio, que, dependendo da posição do sensor, irá curto-circuitar ou não os eletrodos. Desta forma, dependendo da posição da etiqueta, se voltada para cima ou para baixo, apenas a etiqueta correspondente era capaz de se comunicar com o leitor.

Uma etiqueta RFID modificada para a medição de umidade foi implementada por Jia *et al.* (JIA *et al.*, 2008). A implementação foi feita a partir de uma etiqueta RFID UHF comercial coberta com um filme de poliamida sensível a umidade. O resultado é uma relação linear entre a umidade e a atenuação do sinal da antena. Sua principal vantagem é não necessitar de nenhum circuito adicional na etiqueta. Em contrapartida, a medição da umidade só pode ser realizada comparando-se o sinal da etiqueta sensora com o de outra etiqueta sem filme na mesma localidade ou com valores referenciais previamente medidos. Uma solução semelhante foi proposta por Siden *et al.* (SIDEN *et al.*, 2007) para o monitoramento de umidade no interior de estruturas de concreto em edificações. No sistema proposto, duas etiquetas, uma referencial e uma sensora ficam dispostas lado a lado, separadas por uma pequena distância. A etiqueta sensora, é constituída de uma etiqueta comercial comum, anexada a uma espessa folha de material higroscópico (polietileno de alta densidade - HDPE), enquanto a etiqueta referencial é idêntica à primeira, porém sem nenhum interposto até o concreto. O material higroscópico age aumentando as perdas dielétricas no sinal de leitura que chega até a antena da etiqueta, de maneira proporcional à umidade absorvida. O nível de umidade é então estimado pelo sensor a partir da diferença da potência que precisa ser aplicada no sinal de leitura para conseguir ler a etiqueta sensora em relação à necessária para ler a etiqueta referencial.

Uma solução para detecção de limiar de temperatura, deslocamento e nível de fluido foi proposto por Bhattacharyya *et al.* (BHATTACHARYYA *et al.*, 2010a). O método de detecção de limiar de temperatura proposto consiste basicamente em duas etiquetas posicionadas uma logo acima da outra, com uma pequena placa metálica posicionada logo atrás da mais elevada. A placa metálica fica contida em uma pequena embalagem plana, imersa num líquido, inicialmente congelado, cuja temperatura de fusão coincide

com o limiar de temperatura que se deseja detectar. No estado inicial, a placa metálica irá prejudicar a comunicação da etiqueta de cima com o leitor, enquanto a etiqueta de baixo se comunicará normalmente. Caso a etiqueta seja exposta a uma temperatura acima do limiar por um tempo maior que o tolerável, o líquido se descongelará permitindo que a placa metálica desça dentro da embalagem, bloqueando a comunicação da etiqueta de baixo e liberando a da etiqueta de cima. Ainda que a etiqueta seja novamente resfriada, a posição da placa metálica não se alterará mais, denunciando a ocorrência. O sensor de deslocamento proposto, adequado para a detecção de falhas estruturais em edificações, baseou-se na degradação do desempenho de uma etiqueta UHF nas proximidades de um metal. Dessa forma, a etiqueta foi colocada a alguns centímetros de distância de uma placa metálica, por sua vez fixada na estrutura cujo deslocamento se deseja medir. Desde que a posição da etiqueta é fixa, deslocamentos na estrutura irão aproximar ou afastar a placa metálica da etiqueta, aumentando ou reduzindo sua interferência na comunicação. A medição do deslocamento por sua vez pode ser feita pelo leitor através da potência necessária no sinal de comunicação para se interrogar a etiqueta. Uma explicação mais detalhada desse método pode ser encontrada em (BHATTACHARYYA *et al.*, 2009). O método proposto de detecção de fluido se baseia no mesmo princípio, isto é, a degradação no desempenho de comunicação da etiqueta RFID UHF na presença de fluidos. Em (BHATTACHARYYA *et al.*, 2010b) Bhattacharyya *et al.* propõem uma nova forma de se detectar a exposição da etiqueta à temperaturas acima do limiar. O método consiste em substituir o mecanismo descrito em (BHATTACHARYYA *et al.*, 2010a) por uma placa de metal associada a um polímero com memória de forma. Quando resfriado o polímero mantém a placa de metal sob uma etiqueta (etiqueta A) perturbando sua comunicação mas deixando a outra (etiqueta B) livre. Caso a etiqueta seja aquecida acima da temperatura limite, o polímero reassume permanentemente sua forma original, liberando a etiqueta A mas bloqueando a etiqueta B, permitindo assim que o leitor identifique a ocorrência mesmo que a etiqueta volte a ser resfriada.

2.2.5 Sensores Ligados ao Lado Digital

Nas etiquetas RFID com sensores ligados ao lado digital os sensores conectam-se ao núcleo digital da etiqueta por meio de um circuito de tratamento do sinal do sensor e,

frequentemente, um conversor analógico/digital. A informação oriunda do sensor é transmitida digitalmente mediante uma solicitação do leitor, através do protocolo de comunicação convencionado, ou seja, conforme uma comunicação regular do padrão RFID.

Este tipo de solução permite que o tratamento do sinal dos sensores seja realizado diretamente na etiqueta, antes de enviá-los ao leitor, tornando essa arquitetura bem mais robusta à variações ambientais alheias às grandezas sensoreadas, bem como ao ruído do canal de comunicação, já que os dados provenientes dos sensores são transmitidos por codificação digital. Adicionalmente, também é possível associar múltiplos sensores à uma mesma etiqueta, além amostrar e armazenar os dados de cada sensor para envio futuro mediante uma solicitação do leitor.

A Bio-Thermo, produzida comercialmente em 2003, foi primeira etiqueta RFID passiva com sensor digitalmente acoplado a ser comercializada (CHAN; MEJIA, 2006). Operando na frequência de 134,2 kHz, a etiqueta incluía um sensor de temperatura para a faixa de 35 °C a 45 °C com exatidão de 0,1 °C e era encapsulada em vidro (*glass-tag*) para inserção subcutânea em animais, conforme o padrão ISO 11785 para identificação de animais. Uma solução semelhante foi proposta por Karn Opasjumruskit *et al.* em 2006 (OPASJUMRUSKIT *et al.*, 2006). Opasjumruskit e sua equipe projetaram o microchip completo de uma etiqueta RFID, para a faixa de frequência de 100 kHz a 150 kHz, com um sensor de temperatura embarcado, voltado para medição industrial, cobrindo a faixa entre -40 °C e 120 °C. O sensor de temperatura foi implementado a partir de uma fonte de corrente do tipo PTAT (WIDLAR, 1965) e sua interface com a unidade de controle implementada com um conversor A/D do tipo $\Sigma\Delta$ com resolução de 8 bits.

Apesar do acoplamento digital dos sensores ao circuito de controle da etiqueta a princípio envolver um conversor analógico-digital, esse não é um componente fundamental. Sensores de dois estados, como os de integridade de lacre, por exemplo, dispensam qualquer tipo de conversor A/D e seu circuito de condicionamento de sinal pode se resumir a um simples RC, tal como em (SWEDBERG, 2015). Sensores cuja resposta é de natureza contínua como os de temperatura, umidade, luminosidade, pressão, etc., também podem ser interfaceados sem um conversor A/D propriamente dito. Isto pode ser feito com o auxílio de uma porta lógica do tipo *Schmitt trigger*. Neste caso, o sistema não será capaz de realizar uma leitura proporcional à grandeza medida,

mas apenas detectar se essa grandeza está acima ou abaixo um determinado limiar previamente definido. É o caso de etiquetas destinadas a monitorar a temperatura de conservação de alimentos, tais como as produzidas pela ThinFilm (THINFILM, 2015).

Há ainda outras soluções mais rebuscadas, tais como a proposta por Shenghua e Nanjian (SHENGHUA; NANJIAN, 2007). Nesta solução, um sensor de temperatura foi integrado à uma etiqueta RFID UHF empregando um oscilador cuja frequência é linearmente dependente da temperatura. O sinal oscilante é então aplicado em um contador durante um intervalo fixo de tempo, perfazendo a medição. Suas principais desvantagens são a necessidade de calibração e a implementação de um gerador de pulsos constantes, tornando a exatidão da medida muito dependente de parâmetros vulneráveis às variações do processo de fabricação do chip.

Namjun Cho *et al.* propõem em (CHO *et al.*, 2005) uma etiqueta RFID UHF passiva para o monitoramento ambiental de temperatura e luminosidade. Ambos os sensores foram produzidos em juntamente com o restante do circuito da etiqueta em um só chip na tecnologia CMOS 0,25 μm . Cada um dos sensores foi integrado utilizando um conversor A/D dedicado, o de temperatura empregou um conversor do tipo rampa simples e o de luminosidade, um conversor de corrente em pulsos, cuja duração é diretamente proporcional à intensidade da luz recebida pelo sensor (fotodiodo).

Em (BRENK *et al.*, 2011) Brenk *et al.* relatam a implementação completo de uma etiqueta RFID passiva, operacional em UHF (868 MHz), com alcance de leitura estável à 6,5 m do leitor, incluindo um sensor de temperatura interfaceado com a etiqueta por meio de um conversor A/D por redistribuição de carga (MCCREARY; GRAY, 1975) com resolução de 8 bits, implementado em tecnologia CMOS de 130 nm. Uma evolução desse sistema pode ser encontrada em (USSMUELLER *et al.*, 2012). No artigo, a etiqueta passa a incluir um multiplexador analógico para três sensores adicionais, além do próprio sensor de temperatura embarcado, tem capacidade de operar em UHF (900 MHz) e HF (13,56 MHz) e oferece suporte à localização da etiqueta via radar FMCW (HEIDRICH *et al.*, 2010; AUBERT *et al.*, 2012).

A razão do emprego de um conversor A/D ser evitada em muitas soluções se deve não só ao aumento da complexidade do sistema (e conseqüentemente da área total do chip), mas principalmente às dificuldades em se atender aos requisitos de consumo de energia impostos pelo próprio sistema RFID, especialmente às etiquetas passivas. Por esse motivo,

a escolha e projeto do conversor A/D para a solução proposta neste trabalho demandou longo tempo de estudo e desenvolvimento, sendo tratado de maneira mais detalhada no Capítulo 3.

2.3 Sensores Para a Detecção de Gases

Instrumentos de monitoramento de gases são amplamente utilizados nas áreas automotiva, médica, industrial e de análise ambiental. Por essa razão, a mobilidade e portabilidade requerida no emprego desses instrumentos implicam diretamente em exigências de miniaturização e baixo consumo dos sensores neles empregados.

Adicionalmente, a crescente demanda pela automação na indústria e na agropecuária requer, além de instrumentos discretos, redes de sensores cujo número de pontos de medição (nós) pode chegar à casa dos milhares. Interligar tão grande número de sensores a um sistema central por meio de fios é quase impraticável, além de acarretar em elevados custos, principalmente se o sistema envolver pontos de medição móveis. Neste caso, a adoção de um sistema de comunicação sem fios é, indubitavelmente, a melhor escolha.

A adoção de um sistema de comunicação sem fios traz, no entanto, um problema adicional. Em uma rede cabeada de sensores, os fios de conexão também são responsáveis pela alimentação dos nós. Não havendo mais conexão fiada até os nós sensores, estes passam a necessitar de uma fonte de energia local. Se esta fonte for uma bateria, sua troca periódica implicará em custos e problemas de logística, especialmente se o número de nós sensores for elevado e/ou, os mesmos localizarem-se em pontos de difícil acesso. Neste caso, o tempo de vida da bateria precisa ser maximizado, exigindo ainda mais que o sistema do nó sensor consuma o mínimo possível de energia. Se o nó utilizar fontes alternativas de energia para se alimentar (solar, vibracional, cinética, térmica, etc.) ou a própria energia fornecida pela antena de leitura (tele-alimentação), haverá muito pouca energia disponível, impondo requisitos de redução de consumo ainda mais elevados do que no caso de alimentação por baterias.

As exigências de miniaturização dos sensores, aliadas aos requisitos de baixo consumo e integração aos circuitos de condicionamento de sinal, conversão analógico-digital e comunicação, impulsionou o desenvolvimento dos sensores CMOS de

gás. Udrea e Gardner (UDREA; GARDNER, 2002) definem cinco abordagens básicas de projeto de sensores CMOS de gás, são eles:

1. Sensor químico-resistivo: baseia-se na alteração da condutividade de uma camada de óxido metálico ou de polímero, na presença de um gás. Os sensores de óxido metálico são mais estáveis, mas operam em temperatura elevada. Por outro lado, sensores de polímero podem trabalhar sob temperaturas mais baixas (inferiores a 200 °C) (SUEHLE *et al.*, 1993). Quando implementados em tecnologia CMOS, os aquecedores são feitos em polisilício e implementados acima de uma fina membrana isolante a fim de reduzir as perdas de energia. Sua fabricação requer vários passos adicionais ao processo CMOS convencional, impactando diretamente nos custos de fabricação.
2. Sensor químico-capacitivo: baseia-se na variação da capacitância de um polímero (isto é, sua constante dielétrica ou espessura) quando exposto a um gás. A mudança na capacitância pode ser melhor detectada quando medida de forma diferencial tendo um capacitor fixo como referência. O capacitor pode ser fabricado lateralmente com dois eletrodos interdigitais, sobre os quais uma camada de polímero é depositada (BALTES *et al.*, 1998) ou pode ter um arranjo vertical no qual o segundo eletrodo é um metal poroso, permitindo que as moléculas do gás o penetrem. A operação deste sensor envolve ciclos de absorção e adsorção, o que requer sua exposição à temperaturas elevadas ciclicamente. Em um sensor CMOS isto é geralmente implementado por uma resistência de aquecimento posicionada junto ao sensor, de forma semelhante ao sensor químico-resistivo.
3. Sensor de ressonância: baseia-se na alteração da frequência de ressonância de um cantilever de silício de acordo com a massa das moléculas do gás absorvido por uma camada sensível de polímero localizada na ponta do cantilever (ZHOU *et al.*, 2003). Diferentes tipos de gases podem ser distinguidos pelas diferentes massas moleculares absorvidas. Em geral, tais sensores utilizam atuadores piezoelétricos, atuadores termomecânicos também podem ser empregados (LANGE *et al.*, 1998). Em ambas as abordagens, a frequência de ressonância resultante decai de forma aproximadamente linear com o aumento da massa absorvida no cantilever. Um importante requisito no projeto desses sensores é otimizar o sistema de medição de

forma melhorar a relação sinal-ruído e reduzir a interferência entre o atuador e o transdutor piezoresistivo (RONCAGLIA *et al.*, 2000).

4. Microcalorímetro: detecta a mudança de sua temperatura de funcionamento causada pela reação química ocasionada em um material ativo pela introdução de um gás. Por esta razão, microcalorímetros geralmente trabalham em temperaturas muito elevadas, tipicamente acima de 250 °C, o que dificulta sua integração com a tecnologia CMOS (ZANINI *et al.*, 1995). Por operar em temperatura elevada, a estabilidade térmica e a confiabilidade do sensor em longo prazo deve ser cuidadosamente considerada.
5. chemFET: detecta a mudança na tensão de limiar de uma porta FET especificamente projetada para esse propósito. As portas mais comumente empregadas são a catalítica (Pd, Pt, Ir) (BRIAND *et al.*, 2000), a polimérica (COVINGTON *et al.*, 2001) ou a suspensa (CUNNINGHAM *et al.*, 2001). O chemFET de porta suspensa é baseado em uma fenda de ar entre uma camada de metal e uma camada de isolante, associada a uma entrada que permita às moléculas do gás entrar e preencher a fenda. A presença do gás altera a constante dielétrica do meio isolante, bem como a tensão de limiar da porta. ChemFETs de porta catalítica requerem temperaturas de pelo menos 180 °C para operar. Por esse motivo, para reduzir a potência consumida, esses sensores são geralmente fabricados como uma estrutura suspensa em membranas de silício. O ChemFET de porta polimérica é capaz de operar à temperatura ambiente e costuma ser a estrutura cuja implementação é mais atrativa devido à facilidade em se fazer a deposição de película polimérica sobre o substrato de silício. Todavia, polímeros são geralmente dependentes da temperatura e a sensibilidade deste tipo de sensor ainda é um problema.

Mais informações sobre a atual tecnologia de sensoriamento de gases podem ser encontradas em (LIU *et al.*, 2012).

2.3.1 Sensores à Nanotubos de Carbono

Os nanotubos de carbono (CNTs), descobertos em 1991 por Sumio Iijima (IJIMA, 1991), são tubos de carbono grafitico (grafeno) em escala molecular que apresentam

algumas propriedades únicas. Podem ser divididos em duas categorias: os nanotubos de carbono de parede única (SWCNTs, do inglês *Single-Walled Carbon Nanotubes*) e os nanotubos de paredes múltiplas (MWCNTs, do inglês *Multi-Walled Carbon Nanotubes*). Um nanotubo de carbono de parede única pode ser compreendido como uma folha de grafite enrolada em cilindro com alta relação de aspecto. O seu diâmetro é da ordem de alguns nanômetros e o seu comprimento pode variar de dezenas de nanômetros a alguns milímetros (Figura 2.4). Um CNT de paredes múltiplas é semelhante a um CNT de parede única, porém, com mais de uma parede de carbono em seu interior.

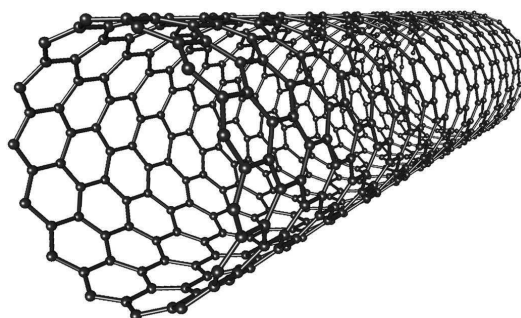


Figura 2.4 – Nanotubo de carbono de parede única (SWCNT).

Devido a sua estrutura molecular única, os nanotubos de carbono estão entre os materiais mais rígidos e mais fortes conhecidos (TREACY *et al.*, 1996), e estão entre os condutores térmicos mais eficientes (BERBER *et al.*, 2000) além de apresentarem várias propriedades elétricas e ópticas inovadoras. Estas características únicas tornam os nanotubos de carbono potencialmente úteis em uma ampla variedade de aplicações em nanotecnologia, sensores, atuadores, eletrônicas e ópticas (FUNG *et al.*, 2005, 2005; KONG *et al.*, 2000; SIN *et al.*, 2006).

Um CNT pode ser metálico ou semicondutor, de acordo com uma propriedade chamada *quiralidade*. A quiralidade, representada por um par de índices (n, m) que definem o chamado o *vetor quiral* (DRESSELHAUS *et al.*, 1995; SAITO *et al.*, 1992), é ilustrada na Figura 2.5. Os números inteiros n e m denotam o número de vetores unitários ao longo de duas direções no reticulado cristalino do grafeno. Se $m = 0$, a estrutura dos nanotubos é do tipo *zigzag* e se $n = m$, a estrutura é do tipo *armchair*. Caso contrário, sua estrutura é do tipo *quiral*. Em um SWNT, se $(n - m)$ é um múltiplo de três o nanotubo é do tipo metálico, caso contrário, semicondutor.

Sensores convencionais, tais como os baseados na tecnologia CMOS têm de lidar com o problema da baixa sensibilidade na temperatura ambiente. Por outro lado, pesquisas

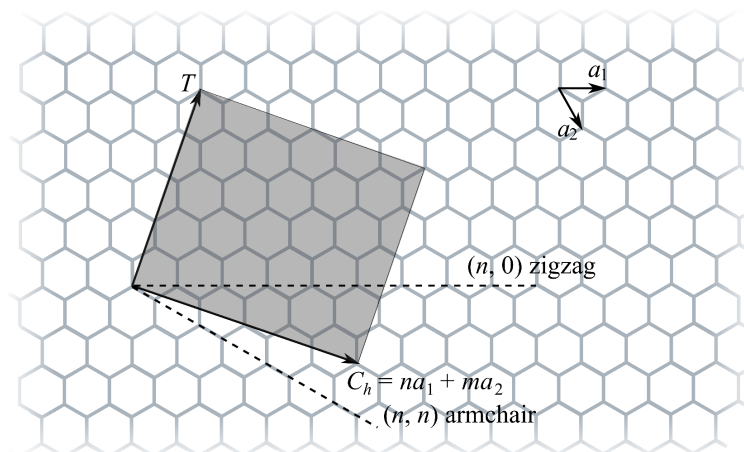


Figura 2.5 – Representação da quiralidade de um SWCNT. A direção do eixo central do nanotubo e o comprimento de sua célula unitária são representados pelo vetor T . O comprimento vetor quiral, C_h , representa a distância entre dois pontos equivalentes na parede do nanotubo.

envolvendo nanotubos de carbono têm demonstrado que suas propriedades elétricas são altamente sensíveis a quantidades extremamente pequenas de gases, tais como o álcool, amônia (NH_3), dióxido de carbono (CO_2) e óxido de nitrogênio (NO_x), mesmo na temperatura ambiente, enquanto que outros materiais como óxidos metálicos precisam ser aquecidos por um aquecedor adicional, a fim de funcionar normalmente. Esta sensibilidade elevada elimina a necessidade de tecnologias auxiliares como pré-concentração, simplificando sua construção e permitindo que os mesmos sejam produzidos com baixo custo, dimensões e peso reduzidos (LIU *et al.*, 2012). Adicionalmente, os nanotubos de carbono também superam 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 (THAI *et al.*, 2011). Ademais, ao contrário dos sensores de óxido metálico, que exigem técnicas de microfabricação, fornecimento de energia e eletrônica complementar, sensores CNT são mais simples de se fabricar e podem responder como simples impedâncias, além de possuírem boa resistência contra corrosão e uma melhor largura de banda (MEHDIPOUR *et al.*, 2010).

Tanto os nanotubos de parede única quanto os de parede múltipla mostram-se adequados a detecção de gases. Yang *et al.* empregaram SWCNTs na construção da antena de uma etiqueta RFID passiva, a fim de tornar a resposta da etiqueta sensível à presença de gases tóxicos (YANG *et al.*, 2009). Outro sensor de gases (CO_2 e NH_3) sem fio, alimentado passivamente, utilizando MWCNTs ao invés de SWCNTs, foi

desenvolvido por Ong *et al.* (ONG *et al.*, 2002). No projeto, uma etiqueta passiva do tipo ressonante (RLC) foi revestida por uma película isolante (SiO_2) e uma película sensível aos gases a base de nanotubos de carbono (MWCNTs) e dióxido de silício (SiO_2). A absorção de dos gases pela película de MWCNT- SiO_2 altera sua permissividade e a condutividade, conseqüentemente, muda a frequência de ressonância da etiqueta.

Quando empregados como materiais sensores, CNTs podem ser decorados com nanopartículas (NPs) a fim de aumentar sua sensibilidade e seletividade (GELAMO *et al.*, 2009). Nanopartículas de metais como Pd, Al, Pt, Sn e Rh tem sido empregadas para decorar CNTs, permitindo a detecção seletiva de gases como H_2 , NH_3 (SAVU *et al.*, 2012), NO_2 (KIM *et al.*, 2006), CH_4 (LU *et al.*, 2004), H_2S e CO (STAR *et al.*, 2006). Outra solução para aumentar a sensibilidade e seletividade dos nanotubos de carbono é combina-los com outros materiais sensores. Seong J. Kim reporta em (KIM, 2010) um sensor para detecção de gás de vapor de álcool baseado num filme composto de SWCNT e silano, sendo capaz de detectar concentrações inferiores a 0,1% de álcool no ar. Em (WISITSORAAT *et al.*, 2007) Wisitsoraat e Sberveglieri propõem um sensor de filme fino de MWCNT- SnO_2 para a detecção de CO, etanol e NO_2 .

Outra aplicação de sensores de gás a nanotubos de carbono é na detecção de descargas parciais geradas pela decomposição do hexafluoreto de enxofre (SF_6). Detectar a ocorrência de descargas parciais é um método efetivo de avaliar a condição de um disjuntor a gás isolante. Descargas parciais geradas pela decomposição do SF_6 provocam o aumento da condutividade dos CNTs, indicando a alteração da concentração do gás no disjuntor (DING *et al.*, 2005).

Os sensores de gás a nanotubos de carbono do tipo químico-resistivo podem ser construídos, basicamente, por duas abordagens distintas:

- Sensores em filme fino: consiste na deposição de um composto à base de nanotubos de carbono entre um par de eletrodos formando um filme fino cujo valor da resistência estará associado à concentração do(s) gás(es) alvo.
- Nanossensores: consiste na deposição de uma pequena quantidade de nanotubos alinhados entre dois microeletrodos de forma que cada extremidade de cada nanotubo toque em um dos eletrodos, conectando-os.

Sensores de filme fino são geralmente os mais simples de serem construídos, podendo ser fabricados por técnicas de deposição química ou de impressão (THAI *et al.*, 2011; RIDA LI YANG, 2010). Suas dimensões vão, tipicamente, de uma fração de centímetros à alguns centímetros. O principal problema deste tipo de sensor é que o filme sensível é mais susceptível a reter contaminantes, inclusive moléculas dos próprios gases alvo. Esses contaminantes alteram a resposta do sensor reduzindo sua sensibilidade e necessitam de algum processo de limpeza específico para serem removidos, tal como aquecimento, por exemplo.

Nanossensores são mais complexos de serem construídos. Seus eletrodos são feitos por processo de microfabricação e a deposição dos nanotubos alinhados entre os eletrodos é comumente feita por processo de dielectroforese (DEP) (SEICHEPINE *et al.*, 2012). As dimensões totais do sensor podem ser reduzidas a algumas dezenas micrometros. Sua área mínima os torna menos susceptíveis a reter contaminantes e mais fáceis de serem limpos, o que pode ser feito de forma puramente elétrica pela aplicação de um pulso de corrente entre os eletrodos, gerando o aquecimento dos nanotubos e a expulsão das moléculas externas ao sensor. Adicionalmente, conforme explicado na Seção 2.3.1, nanotubos de carbono podem ainda ser decorados com nanopartículas (NPs) a fim de aumentar sua sensibilidade e seletividade aos gases de interesse.

A capacidade de miniaturização e integração dos nanossensores de gás a nanotubos de carbono aliada a seu baixo consumo os torna extremamente adequados ao sistema de detecção de gases utilizando etiquetas RFID passivas que aqui se propõe realizar. Entretanto, a fabricação dos nanossensores, bem como dos nanotubos decorados para detecção seletiva de gases, é complexa e exige um apurado domínio de técnicas que ultrapassam o foco deste trabalho.

O uso de nanotubos de carbono na fabricação de sensores passa pela escolha do tipo de nanotubo a ser empregado, os de parede simples (SWCNT) ou de parede múltipla (MWCNT). A princípio, os sensores à MWCNT devem ser menos sensíveis do que os baseados em SWCNTs, já que a corrente medida (e o ruído associado) deve passar através de todo o volume de um MWCNT incluindo todas as paredes internas, ao passo que apenas a fração de corrente que flui através da parede exterior sofre a maior variação devido à reação com os gases. No entanto, estudos das propriedades elétricas MWCNT (MOSHKALEV *et al.*, 2008) revelaram que para distâncias inferiores a $1 \mu\text{m}$, a redistribuição

de corrente entre as camadas gráficas é pequena, ou seja, para MWCNTs conectados lateralmente e separação curta entre eletrodos a maior fração de corrente passa através da parede mais externa. Em termos de configuração sensora, isto pode efetivamente transformar um MWCNT curto e conectado lateralmente, em um CNT de parede simples de grande diâmetro, proporcionando uma maior relação sinal/ruído na detecção de gases. Um nanossensor para gases de N₂, Ar e O₂ baseado em MWCNTs decorados com titânio utilizando o princípio acima descrito foi concebido por Gelamo *et al.* (GELAMO *et al.*, 2009).

2.4 Sensores RFID Para a Detecção de Gases: Estado da Arte

A fabricação dos sensores de gás a nanotubos de carbono é bastante simples quando comparada com a dos sensores CMOS convencionais. O método mais simples, e talvez o mais explorado em aplicações de baixo custo consiste simplesmente em depositar uma fina camada de polimérica à base de nanotubos de carbono entre dois eletrodos metálicos por impressão (RIDA LI YANG, 2010; BACCARELLI *et al.*, 2012; YANG *et al.*, 2009). Sensores de CNT são também simples de se utilizar, comportando-se como impedâncias cujos parâmetros se relacionam com os gases medidos. Além disso, são capazes de operar à temperatura ambiente e consomem bem menos energia que os demais sensores de gás (WANG; YEOW, 2009). Todas essas características tornam esse tipo de sensor o mais vantajoso para aplicações portáteis e de ultrabaixo consumo, tais como os sensores RFID passivos.

O primeiro sensor passivo sem fio baseado em CNT relatado foi implementado por Keat G. Ong *et al.* (ONG *et al.*, 2002). Conforme citado na Seção 2.3.1, o sensor destina-se à detecção de gases de CO₂ e NH₃, consistindo num circuito ressonante revestido por uma película isolante (SiO₂) e uma película sensível aos gases composta de MWCNT e dióxido de silício (SiO₂). A absorção de dos gases pela película de MWCNT-SiO₂ altera sua permissividade e a condutividade, conseqüentemente, muda a frequência de ressonância da etiqueta. Entretanto, a estrutura proposta, além de não se tratar de um RFID propriamente dito, ainda tem sua aplicabilidade limitada, uma vez que opera em baixa frequência (cerca de 18,5 MHz), magneticamente acoplada, o que reduz sua máxima distância de leitura à uma dezena de centímetros.

A primeira implementação de uma etiqueta sensora UHF passiva para a detecção de gases utilizando um sensor de nanotubos de carbono foi reportada por Li Yang *et al.* em (YANG *et al.*, 2009). Trata-se de uma etiqueta RFID sem chip implementada em papel, empregando técnicas de impressão previamente validadas em (YANG *et al.*, 2007). O sensor foi depositado na etiqueta por impressão, com auxílio de uma impressora piezoelétrica (Dimatix DMCLCP-11610), utilizando uma tinta composta por SWCNT da CarbonSolutions (CARBONSOLUTIONS, 2014) e DMF (dimetilformamida, $(\text{CH}_3)_2\text{NCH}$). A etiqueta projetada consiste basicamente numa antena dipolo, um pequeno circuito em microfita e o sensor de CNT como elemento central. O circuito foi ajustado para operar na banda de frequência UHF do padrão RFID europeu (868 MHz). Verificou-se que, na frequência de trabalho, a impedância do sensor na ausência de gás era de $(51,6 - j6,1) \Omega$ ao ar livre, mudando para $(97,1 - j18,8) \Omega$ quando exposto ao gás de amônia. A alteração na impedância descasa a antena gerando um aumento na potência do sinal refletido para a antena do leitor de 10,8 dBi, permitindo a detecção remota da presença do gás.

Uma etiqueta sensora sem fio para a detecção de amônia com sensor baseado em filmes finos de nanotubos de carbono impressos em papel foi proposto por Baccarelli *et al.*. Trata-se de uma etiqueta sem chip, formada por um circuito sintonizado para a frequência de 868 MHz. Um retificador à diodo é utilizado para dobrar a frequência do sinal de entrada. O sinal resultante é então aplicado a uma ponte de Wheatstone contendo um sensor CNT resistivo em cada um dos braços, em antiparalelo. A saída diferencial da ponte alimenta a antena de saída. Na ausência de gás, a ponte permanece em equilíbrio e o sinal na antena de saída é idealmente nulo. Na presença de gás, a ponte sai do equilíbrio e o sinal de 1736 MHz é irradiado pela antena de saída. Uma vez que a resistência dos sensores de CNT está diretamente relacionada com a concentração do gás de amônia, a amplitude do sinal irradiado pela etiqueta, diretamente proporcional ao desequilíbrio da ponte, será tanto maior quanto maior for a concentração de NH_3 detectada (BACCARELLI *et al.*, 2012).

Outro sensor sem fio baseado em nanotubos de carbono foi proposto por Hoseon Lee *et al.* (LEE *et al.*, 2011). Assim como o sensor de Baccarelli (BACCARELLI *et al.*, 2012), não se trata de uma etiqueta RFID propriamente dita, uma vez que não há o elemento de identificação única. O sensor proposto consiste basicamente numa antena conectada

a uma malha ressonante da qual o sensor CNT faz parte. Havendo a presença de gás de amônia a frequência de ressonância da malha se altera, o que pode ser detectado pelo sinal refletido para o leitor. O sensor foi construído a partir de um polímero composto de SWCNT e PABS (poli(ácido m-aminobenzeno sulfônico)), que apresenta boa sensibilidade e seletividade ao gás de amônia. O polímero foi então depositado por impressão sobre um par de eletrodos metálicos previamente gravados em uma etiqueta de papel espesso, juntamente com os demais componentes da malha ressonante implementados em microfita. A etiqueta foi submetida a um sinal de RF varrido entre 4 GHz e 6 GHz e os ensaios realizados para diferentes concentrações de gás de amônia (0 ppm, 50 ppm, 75 ppm e 100 ppm) e para o gás disperso de forma não controlada por um frasco de amônia de uso doméstico. Observou-se que a frequência de ressonância da etiqueta decaiu cerca de 120 MHz da frequência original (4,6 GHz) quando exposta ao gás disperso de forma não controlada e com uma taxa de cerca de 112 kHz/ppm para os ensaios à concentração controlada. Durante os ensaios, após cada exposição de cerca de 18 minutos, o sensor foi descontaminado usando gás de nitrogênio antes do ensaio seguinte.

Outro sensor sem fio baseado em nanotubos de carbono foi proposto por Hoseon Lee *et al.* (LEE *et al.*, 2011). Assim como o sensor de Baccarelli (BACCARELLI *et al.*, 2012), não se trata de uma etiqueta RFID propriamente dita, uma vez que não há o elemento de identificação única. O sensor proposto consiste basicamente numa antena conectada a uma malha ressonante da qual o sensor CNT faz parte. Havendo a presença de gás de amônia a frequência de ressonância da malha se altera, o que pode ser detectado pelo sinal refletido para o leitor. O sensor foi construído a partir de um polímero composto de SWCNT e PABS (poli(ácido m-aminobenzeno sulfônico)), que apresenta boa sensibilidade e seletividade ao gás de amônia. O polímero foi então depositado por impressão sobre um par de eletrodos metálicos previamente gravados em uma etiqueta de papel espesso, juntamente com os demais componentes da malha ressonante implementados em microfita. A etiqueta foi submetida a um sinal de RF varrido entre 4 GHz e 6 GHz e os ensaios realizados para diferentes concentrações de gás de amônia (0 ppm, 50 ppm, 75 ppm e 100 ppm) e para o gás disperso de forma não controlada por um frasco de amônia de uso doméstico. Observou-se que a frequência de ressonância da etiqueta decaiu cerca de 120 MHz da frequência original (4,6 GHz) quando exposta ao gás disperso de forma não controlada e com uma taxa de cerca de 112 kHz/ppm para os ensaios à concentração

controlada. Durante os ensaios, após cada exposição de cerca de 18 minutos, o sensor foi descontaminado usando gás de nitrogênio antes do ensaio seguinte.

A primeira implementação de uma etiqueta passiva compatível com os padrões RFID existentes e integrada a um sensor de gás baseado em nanotubos de carbono foi reportada por Cecilia Occhiuzzi *et al.* em (OCCHIUZZI *et al.*, 2011b) e (OCCHIUZZI *et al.*, 2011a). A etiqueta foi construída a partir de um chip RFID passivo comercial produzido pela NXP (NXPSEMICONDUCTORS, 2015) conectado a um indutor em anel acoplado indutivamente a uma antena dipolo em cobre, tendo um filme polimérico à base de SWCNT como elemento casador entre as impedâncias do indutor e da antena. O protótipo, operando em 915 MHz, foi capaz de detectar a presença de amônia pela alteração do casamento chip-antena, provocando uma diferença de cerca de 10% na potência necessária à ativação da etiqueta, em relação ao estado inicial (sem amônia). Em contrapartida, a exposição da etiqueta ao gás de amônia provocou alterações irreversíveis no sensor. Isto sugere que tal abordagem necessite ainda de aprimoramentos, do contrário a etiqueta exigiria algum tratamento de descontaminação após cada detecção. Outro ponto crítico parece ser o casamento entre a antena e o anel indutivo com o chip, cuja regularidade depende diretamente da reprodutibilidade do sensor polimérico com as mesmas características elétricas.

Informações adicionais sobre o processo de fabricação de sensores de nanotubos de carbono por impressão podem ser encontradas em (YUN *et al.*, 2008), (RIDA LI YANG, 2010) e (THAI *et al.*, 2011).

2.4.1 Análise das Soluções Existentes

Conforme exposto na seção anterior, todas as soluções existentes para a detecção de gases utilizando etiquetas sensoras passivas baseiam-se ou na alteração dos parâmetros de um circuito ressonante associado à antena (etiquetas sem chip) ou na modulação direta da impedância da antena da etiqueta. De maneira geral, enquadram-se na categoria de sensores acoplados analogicamente, descrita na Seção 2.2.4. Embora num primeiro momento essa solução possa ser vantajosa quanto à simplicidade e os custos envolvidos, ela impõe algumas limitações. Dentre elas, pode-se citar:

- **Incompatibilidade com os padrões RFID atuais:** exceto a solução proposta

por Cecilia Occhiuzzi (OCCHIUZZI *et al.*, 2011b), as etiquetas desenvolvidas por Keat G. Ong (ONG *et al.*, 2002), Li Yang (YANG *et al.*, 2009), Baccarelli (BACCARELLI *et al.*, 2012) e Hoseon Lee (LEE *et al.*, 2011) não seguem nenhum dos atuais padrões RFID. Por essa razão, os leitores atualmente no mercado são incapazes de lê-los. Sua adoção implicaria na necessidade de se desenvolver e comercializar leitores dedicados, o que limitaria sua aplicação e acarretaria em custos adicionais.

- **Precisão limitada:** uma vez que a informação sobre a presença e concentração do gás está em uma impedância associada à antena, a comunicação desta informação se dá de forma analógica, isto é, na frequência de ressonância da etiqueta sensora (ONG *et al.*, 2002; LEE *et al.*, 2011), na potência do sinal devolvido ao leitor (BACCARELLI *et al.*, 2012; YANG *et al.*, 2009) ou na potência do sinal de ativação da etiqueta (OCCHIUZZI *et al.*, 2011b). Nos sistemas em que a informação está na potência do sinal devolvido ao leitor ou na potência do sinal de ativação da etiqueta tem-se uma maior sujeição ao ruído, problema especialmente notável em ambientes industriais, mas que vem se tornando cada vez mais comum também em ambientes domésticos devido à grande difusão de equipamentos que empregam fontes chaveadas de baixa qualidade e de lâmpadas fluorescentes compactas (DOLARA; LEVA, 2012). Na prática, a adoção desses sistemas acaba requerendo também outra etiqueta (não sensora) a poucos centímetros de distância da etiqueta sensora para servir como referencial de comparação para o leitor (JIA *et al.*, 2008; SIDEN *et al.*, 2007). Sistemas em que a informação está na frequência de ressonância são mais robustos ao ruído do canal, entretanto estão sujeitos a outras fontes de imprecisão tais como variações das condições do ambiente que afetam não somente o próprio sensor como também os demais componentes da malha ressonante, especialmente quando impressos em papel. Além disso, como a concentração do gás altera a frequência de ressonância, é necessário reservar uma janela espectral adequada para cada etiqueta na mesma zona de leitura. Para uma área coberta por muitos sensores a faixa espectral total reservada pode se tornar bastante larga, gerando problemas com outros sistemas existentes. No sistema desenvolvido por Baccarelli (BACCARELLI *et al.*, 2012), por exemplo, observou-se uma variação de 120 MHz a partir da frequência original de 4,6 GHz em um dos ensaios realizados. Isto significa que se 10 sensores como estes estivessem numa

mesma zona de leitura, uma faixa de pelo menos 1,2 GHz deveria ser reservada para monitora-los.

- **Inadequação para múltiplos sensores:** A inclusão de múltiplos sensores numa mesma etiqueta sem chip envolveria separação em frequência ou separação de domínio. Na separação por domínio, um dos sensores estaria associado à amplitude do sinal e o outro à frequência de ressonância da malha. Isto implica que um sensor deveria ter a resposta puramente resistiva à variável medida enquanto o outro uma resposta puramente reativa. Todavia, o que foi observado nos trabalhos anteriores é que sensores a nanotubos de carbono apresentam variação tanto resistiva quanto reativa na presença de gás (ONG *et al.*, 2002; YANG *et al.*, 2009; LEE *et al.*, 2011; OCCHIUZZI *et al.*, 2011a), inviabilizando tal solução. Na separação em frequência cada sensor estaria associado a uma malha ressonante numa frequência distinta das demais e todas as malhas compartilhariam da mesma antena. Por alocar cada sensor em uma faixa de frequência distinta, esta solução acabaria recaindo no mesmo problema descrito no item anterior, quando múltiplas etiquetas de frequência de ressonância variável ocupam a mesma zona de leitura. Deve-se ressaltar ainda que ambas as soluções podem ser inviáveis para uso simultâneo com sensores mais complexos, como acelerômetros ou giroscópios, por exemplo.
- **Inexistência de um identificador único:** Etiquetas operando na mesma frequência dentro da mesma zona de leitura são diferenciadas pelo leitor mediante protocolos de gestão de colisão. A adoção de tais protocolos implica na existência de um identificador único para cada etiqueta e em um circuito na etiqueta capaz de implementar o protocolo e reconhecer seu identificador único. Com exceção da solução proposta em (OCCHIUZZI *et al.*, 2011b), que utiliza uma circuito integrado RFID comercial, as demais soluções não possuem chip para agregar tal funcionalidade, só podendo ser diferenciadas pelo leitor mediante frequências de operação distintas, o que acarreta, mais uma vez, numa faixa espectral de operação tanto maior quanto mais sensores forem cobertos pela mesma zona de leitura.
- **Ajuste estático:** O ajuste de um sistema de medição é o conjunto de operações realizadas num sistema de medição para que ele forneça as indicações correspondentes aos valores dados da grandeza a medir (ISO, 2008). Num sistema

eletrônico de medição, essas operações podem envolver o ajuste da diferença de potencial ou corrente sobre o sensor, tensão referencial e o valor do ganho do amplificador associado ao sinal do sensor (quando existir). Uma vez ajustado o sistema de medição precisa ser calibrado. O processo de calibração, neste caso, consiste basicamente na realização de ensaios prévios em condições controladas e a comparação dos resultados obtidos com os de um instrumento referencial. Os parâmetros matemáticos que devem ser aplicados à resposta do sensor para que a sua leitura se aproxime àquela dada pelo instrumento de referência são “parâmetros de calibração do sistema de medição”. Naturalmente, tanto os parâmetros de ajuste quanto os de medição variam de um sensor para o outro, ainda que sejam do mesmo tipo e tenham sido produzidos da mesma forma devido à variações no processo de produção e nos próprios valores dos componentes do circuito. Além disso, o ajuste de cada sistema de medição pode precisar ser refeito de tempos em tempos a fim de minimizar os erros medição inseridos pela deterioração dos componentes do sistema e do próprio sensor. Por essa razão, cada etiqueta sensora possui um conjunto particular de valores para esses parâmetros que devem ser aplicados na leitura dos sensores. Em todas as etiquetas sensoras estudadas na Seção 2.2.4 o ajuste do sistema de medição para cada etiqueta foi feito de maneira manual e envolvia ou a mudança de algum parâmetro físico de caráter permanente (como a alteração de distâncias entre componentes ou do comprimento da antena), ou a alteração de parâmetros próprios da comunicação como a potência emitida pelo leitor ou a frequência de comunicação. Enquanto o ajuste por meio de alterações de caráter permanente tem a desvantagem de não poder ser desfeito num eventual reajuste dos sistema, a mudança dos parâmetros de comunicação exige que cada unidade leitora conheça previamente os parâmetros atuais de ajuste de cada sensor, além dos de calibração. Isto significa que um leitor não poderá ler corretamente uma etiqueta sensora até que todos os parâmetros referentes à essa etiqueta tenham sido informados a ele por um ente externo.

- **Inexistência de uma memória de usuário:** Uma memória integrada a cada etiqueta, passível de acesso remoto pela unidade leitora, agrega um importante recurso. Informações como o número e tipo de sensores disponíveis, bem como seus parâmetros de calibração e ajuste, podem ser registradas diretamente em cada

etiqueta, permitindo que o leitor calcule corretamente as grandezas amostradas, sem que haja a necessidade de um registro prévio de tais parâmetros do lado do leitor. Esse recurso é especialmente valioso se a leitura da etiqueta sensora precisar ser feita por diferentes equipamentos sem acesso a um banco de dados central. Além disso, a memória também pode ser utilizada para armazenar o histórico das medidas realizadas ao longo de um dado intervalo. Esse recurso pode ser utilizado, por exemplo, na cadeia de distribuição de produtos, ficando cada unidade da cadeia responsável por ler e registrar na etiqueta os valores coletados pelos sensores. Mais uma vez, apenas a solução de Occhiuzzi dispõe desse recurso.

2.5 Conversores A/D Para Aplicação em Sensores RFID

Uma boa maneira de identificar os tipos de conversores A/D mais adequados para à aplicações de sensoriamento RFID é a partir da análise e comparação de um grande número de implementações destes conversores. Neste sentido, um levantamento de dados foi realizado a partir do relatório gerado por Boris Murmann (MURMANN, 2015) que reúne os dados de mais de 400 conversores analógico/digitais publicados nos últimos 18 anos na Conferência Internacional de Circuitos de Estado Sólido (*IEEE International Solid-State Circuits Conference - ISSCC*) e no Simpósio de Integração em Muito Larga Escala (*VLSI Symposium*). No intuito de identificar as implementações de melhor eficiência energética os conversores reportados foram agrupados por ano de publicação e classificados quanto a sua figura de mérito (FoM) e tipo. O resultado desse levantamento é apresentado na Figura 2.6.

A análise da Figura 2.6 revela que desde 2007, ano após ano, os conversores de maior eficiência energética são os do tipo Aproximação Sucessiva (SAR) (CRANINCKX; PLAS, 2007), seguidos pelos tipos *Pipeline* e *Sigma-Delta*. Mais especificamente, exceto pelo conversor proposto por Patil *et al.* (PATIL *et al.*, 2015), todos os conversores A/D que obtiveram uma figura de mérito inferior a 7 fJ por passo de conversão são do tipo Aproximação Sucessiva baseados em redistribuição de carga por capacitores chaveados, cuja primeira implementação foi proposta por McCreary e Gray (MCCREARY; GRAY, 1975). Embora o marco de 7 fJ/Passo-de-conversão seja puramente arbitrário nesta análise, não sendo ele próprio uma exigência para a adequação a aplicação em etiquetas

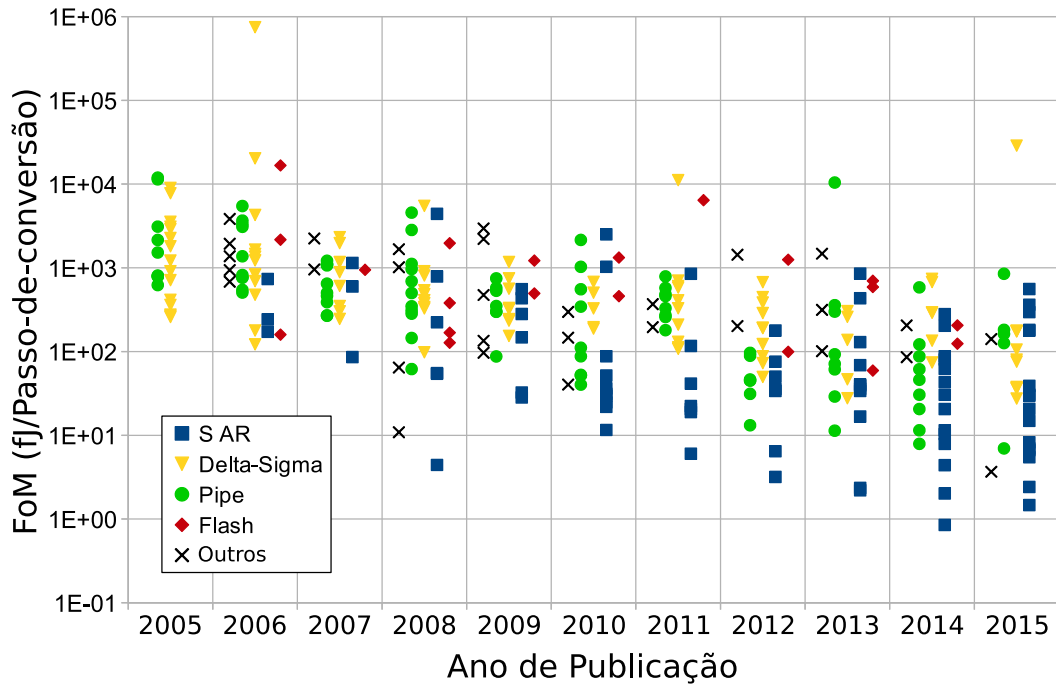


Figura 2.6 – Figura de mérito (FoM) dos conversores A/D reportados no ISSCC e no Simpósio VLSI ao longo dos últimos 10 anos (ZURITA *et al.*, 2016).

RFID sensoras, este limiar evidencia o potencial de economia de energia desse tipo de conversor analógico/digital.

Por outro lado, um aspecto importante de sistemas microeletrônicos é o processo de fabricação utilizado. Por essa razão, um novo levantamento foi realizado com base no mesmo relatório. Desta vez, tomando-se os conversores A/D do tipo CMOS publicados desde 1997 até 2015, agrupando-os por tecnologia de fabricação e classificados quanto a sua figura de mérito (FoM) e tipo. O resultado desse levantamento é apresentado na Figura 2.7.

Os conversores A/D mais eficientes publicados no Simpósio VLSI e no ISSCC desde 2008 estão listados com maiores detalhes na Tabela 2.1.

Conforme a Tabela 2.1, praticamente todos os conversores de mais alta eficiência energética foram implementados em tecnologia CMOS igual ou superior a 90 nm. Uma exceção notável é o conversor proposto por Jeong *et al.* (JEONG *et al.*, 2015), um A/D do tipo Aproximação Sucessiva à capacitores chaveados de 8 bits ($ENOB = 7,5$) com uma figura de mérito inferior a 7 fJ/passos-de-conversão, de baixíssimo consumo (cerca de 120 nW), implementado em 180 nm, uma tecnologia relativamente antiga. A elevada economia de energia deste conversor é obtida reciclando-se a carga utilizada na conversão anterior pelo capacitor de maior peso e a reutilizando nas conversões seguintes, evitando

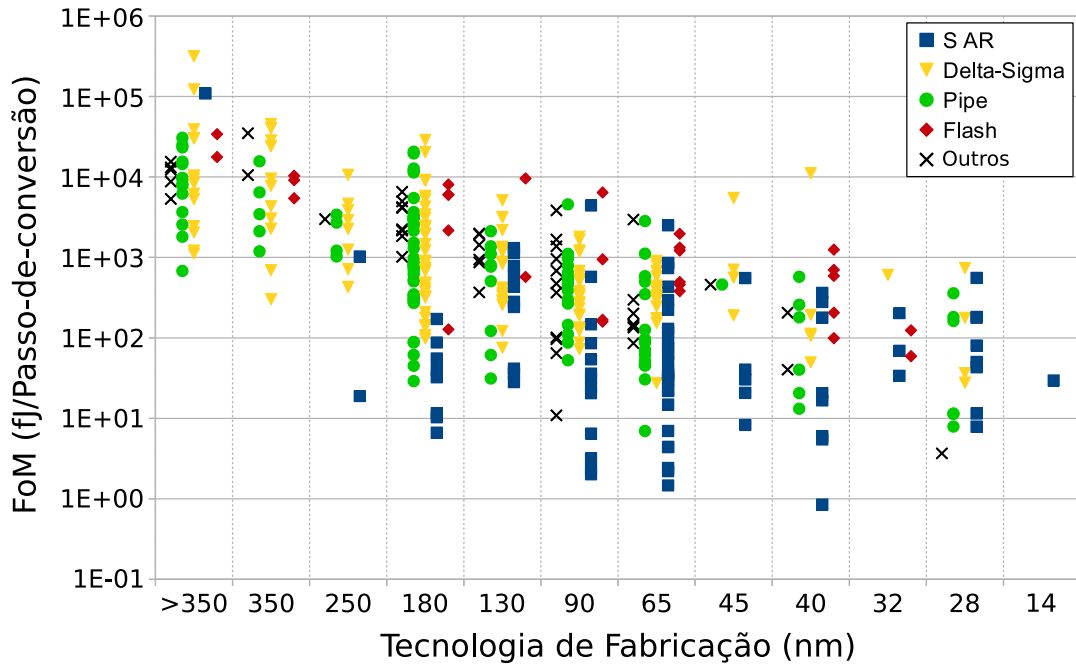


Figura 2.7 – Figura de mérito (FOM) dos conversores A/D reportados no ISSCC e no Simpósio VLSI em função da tecnologia de fabricação. Apenas implementações em processo CMOS foram consideradas (ZURITA *et al.*, 2016).

o chaveamento desnecessário do respectivo capacitor e poupando ciclos de conversão.

Tabela 2.1 – Conversores A/D mais eficientes publicados no Simpósio VLSI e no ISSCC desde 2008

Ref.	Tipo	FOM (fJ/passos-de-conv.)	fs (MHz)	P (uW)	ENOB	Tecn. (nm)
(ELZAKKER <i>et al.</i> , 2008)	SAR	4,4	1,00	1,90	8,7	65
(SHIKATA <i>et al.</i> , 2011)	SAR	6,3	1,10	1,20	7,5	40
(HARPE <i>et al.</i> , 2012)	SAR	6,5	4,00	17,44	9,4	90
(TAI <i>et al.</i> , 2012)	SAR	3,2	0,10	0,17	9,1	90
(HARPE <i>et al.</i> , 2013)	SAR	2,2	0,04	0,10	10,1	65
(LIU; HSIEH, 2013)	SAR	2,4	0,50	0,50	8,7	90
(CHEN; HSIEH, 2014)	SAR	2,0	0,25	0,20	8,6	90
(HARPE <i>et al.</i> , 2014)	SAR	4,4	0,03	0,35	11,3	65
(TAI <i>et al.</i> , 2014)	SAR	0,9	0,20	0,08	8,9	40
(PATIL <i>et al.</i> , 2015)	Asinc.	3,7	80,00	24,00	6,4	28
(LIU <i>et al.</i> , 2015)	SAR	2,4	0,08	0,11	9,1	65
(JEONG <i>et al.</i> , 2015)	SAR	6,6	0,10	0,12	7,5	180
(HARPE <i>et al.</i> , 2015)	SAR	1,5	0,10	0,09	9,2	65
(DING <i>et al.</i> , 2015)	SAR	5,5	6,40	46,00	10,4	40

Deve-se ainda notar que um conversor A/D adequado para aplicações de sensoriamento RFID deve não apenas apresentar uma reduzida figura de mérito como também um baixo consumo de energia. Algumas soluções tal como o conversor assíncrono proposto em

(PATIL *et al.*, 2015) ou o conversor *pipeline* proposto em (LIM; FLYNN, 2015) alcançam uma figura de mérito bastante reduzida mediante taxas de amostragem elevadas e com um consumo de energia bem mais elevado do que outras soluções similares com taxas de amostragem mais baixas.

Por fim, a partir da análise dos dois levantamentos apresentados, parece claro que o conversor A/D do tipo Aproximação Sucessiva a capacitores chaveados é o mais adequado para aplicações de ultra baixo consumo, tal como em etiquetas RFID sensoras, especialmente se essas etiquetas forem passivas. De fato, a adequação de tais conversores é confirmada pela implementação reportada em (BRENK *et al.*, 2011). Nela, um conversor analógico-digital de 8 bits do tipo Aproximação Sucessiva à capacitores chaveados foi projetado para integrar um sensor de temperatura a uma etiqueta RFID passiva. A etiqueta sensora, operando na faixa UHF, foi capaz de comunicar-se e realizar medidas a 6,5 metros de distância da antena do leitor.

Capítulo 3

Interface de Sensoriamento para Etiquetas RFID Passivas

Conforme exposto no capítulo anterior, as soluções atualmente existentes ao sensoriamento de gases por etiquetas RFID passivas possuem uma série de limitações e inconvenientes de ordem técnica e comercial. Propõe-se aqui uma solução que agregue a capacidade de sensoriamento de gases a etiquetas RFID passivas capaz de superar os problemas identificados nas soluções até então existentes.

3.1 Introdução

Em linhas gerais, a maior parte das limitações e inconvenientes identificados em todas as soluções estudadas no capítulo anterior advém da forma como a capacidade sensora é agregada a etiqueta RFID. Nelas a presença do gás afeta a sensibilidade da antena receptora ou a frequência de ressonância da etiqueta. A alteração da frequência de ressonância da etiqueta torna a solução incompatível com os padrões RFID atualmente em vigor, além de dificultar a inclusão de mais de um sensor na mesma etiqueta. Por outro lado, a mudança da sensibilidade da antena receptora, embora compatível com os padrões RFID atuais, não reduz a dificuldade em incluir múltiplos sensores além de reduzir a distância de comunicação com o leitor e degradar a relação sinal/ruído, afetando diretamente a precisão da leitura do sensor. Além disso, ambas as soluções impõem sérias dificuldades ao processo de ajuste e calibração estáticos, um grande inconveniente em sistemas de instrumentação.

Para superar os problemas identificados, propõe-se primeiramente que o circuito sensor seja associado não ao *front-end* analógico da etiqueta, mas ao núcleo digital da etiqueta (o

front-end analógico deve ser mantido otimizado e em conformidade com os padrões RFID em vigor). Para isso, um sistema capaz de fazer a interface entre múltiplos sensores de gás e o núcleo digital é proposto e projetado. Por fim, propõe-se também a mudança do tipo de sensor de gás adotado nas soluções até então existentes. Conforme será explicado na seção seguinte, essa mudança afeta diretamente o sistema.

A solução proposta é detalhada ao longo deste capítulo. Uma análise das restrições de energia e tempo de resposta, principais limitantes do sistema, é apresentada inicialmente de forma a auxiliar a compreensão do problema e das escolhas feitas posteriormente.

3.2 Sistema Proposto

O núcleo de uma etiqueta RFID é o sistema responsável pela implementação das funcionalidades do padrão RFID adotado. Este núcleo pode facilmente ser projetado para acrescentar o suporte ao controle de um sistema externo tal como o que aqui se propõe. Entretanto, a integração de sensores a sistemas digitais envolve, ao menos, um conversor analógico/digital, exceto para sensores de resposta naturalmente binária tal como o sensor de violação de lacre (SWEDBERG, 2015), ou sensores de detecção de passagem por valor limiar (THINFILM, 2016) (embora o circuito de condicionamento de sinal deste último possa ser também considerado como um conversor A/D de um único bit). Para possibilitar a medição da concentração de um determinado gás, e não apenas a detecção de sua presença no entorno do sensor, é necessário adotar um conversor analógico digital de múltiplos bits de resolução. Naturalmente, quanto mais elevada for a resolução desse sensor, tanto maior será a exatidão possível de ser alcançada por esse sistema.

Entretanto, as limitações de energia intrínsecas à etiquetas RFID passivas, conforme exposto na Seção 2.1.3, exigem que o conversor A/D adotado possua características de eficiência energética bem acima daquelas apresentadas por implementações convencionais, especialmente quando essas características são acompanhadas pela exigência simultânea de velocidade de operação imposta pelas limitações de tempo discutidas na Seção 2.1.2. Nesse sentido, o levantamento realizado na Seção 2.5 permitiu identificar com boa segurança o tipo de conversor A/D mais adequado ao cumprimento desses requisitos.

Um dos problemas identificados nas soluções atualmente existentes ao sensoriamento

de gases utilizando etiquetas RFID passivas é o tipo de sensor adotado. Todas elas empregam alguma variante de sensor de filme fino de nanotubos de carbono. Embora o processo de produção deste tipo de sensor relativamente simples e possa ter custos bem reduzidos em larga escala, ele possui inconvenientes relevantes: uma vez contaminados tornam-se pouco sensíveis ao gás de interesse. A recuperação da sensibilidade requer geralmente algum processo de limpeza tipicamente laboratorial como a exposição em N_2 sob pressão ou o aquecimento de todo o sensor a temperaturas elevadas em uma estufa (o que pode destruir a etiqueta ou limitar sua vida útil). Ainda assim, observa-se nesses sensores uma espécie de efeito memória que se traduz na queda de sua sensibilidade após a limpeza em relação a sensibilidade original. A solução proposta para esse problema é adotar outro tipo de sensor de gás. Este outro sensor, detalhado no Capítulo 7, embora também se baseie em nanotubos de carbono, não apresenta as desvantagens de contaminação dos sensores de filme fino e podem ser limpos eletricamente.

Possuir um sensor de temperatura integrado é também um importante recurso tanto pela capacidade de sensoriamento da temperatura em si, quanto pela possibilidade que esta informação agrega à melhoria da precisão na medição das demais grandezas. Assim como os sensores de gás a nanotubos de carbono, outros sensores também sofrem influência da temperatura na resposta às grandezas medidas. Ter a informação da temperatura na qual os demais sensores estão operando dá a capacidade à unidade leitora de aplicar correções aos valores lidos (parte do processo de calibração), melhorando a precisão das medidas realizadas.

Uma vez identificada a necessidade da adoção de um conversor A/D para o sistema proposto e definido o tipo dos sensores que serão empregados, torna-se evidente a necessidade de se incluir no sistema um circuito de condicionamento de sinal dos sensores para o conversor A/D. De maneira geral, as mesmas restrições impostas ao conversor analógico/digital também se aplicam ao circuito de condicionamento de sinal, isto é, ele deve consumir o mínimo de energia possível e entregar o sinal condicionado na saída a tempo do A/D ainda poder digitalizá-lo e enviar o valor correspondente ao núcleo digital da etiqueta antes que o tempo limite de resposta se esgote. Valores mais precisos dos limites de energia e tempo dependem do padrão RFID a ser adotado, conforme previamente explicado nas Seções 2.1.3 e 2.1.2.

Por fim, o suporte a múltiplos sensores requer um multiplexador capaz de comutar a

entrada do circuito de condicionamento de sinal entre cada um dos sensores. É também conveniente que esse mesmo circuito tenha o suporte a limpeza dos sensores, uma vez que essa tarefa também estará sujeita a multiplexação. O diagrama de blocos de uma etiqueta RFID genérica integrada ao sistema de sensoriamento, ora proposto, é apresentado na Figura 3.1

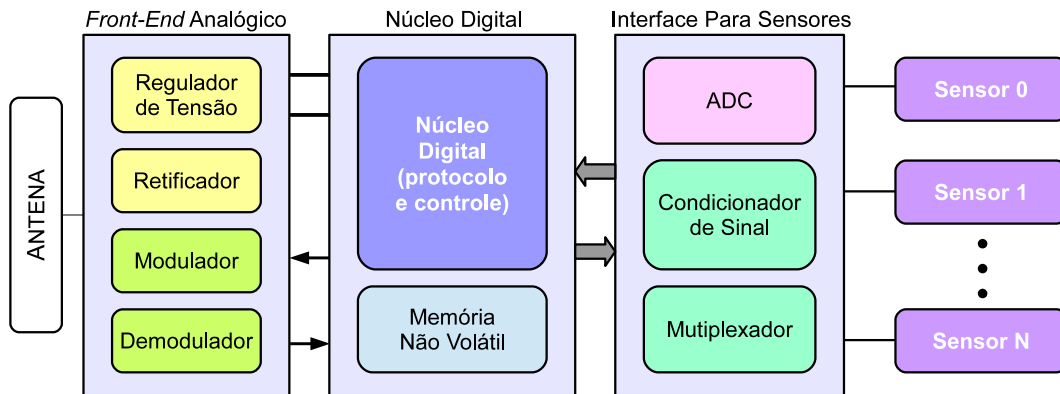


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema proposto para a etiqueta sensora.

Dos três macroblocos constituintes da etiqueta, os identificados como *Front-End* Analógico e Núcleo Digital constituem uma etiqueta RFID convencional, sendo o macrobloco Interface Para Sensores o sistema proposto. Os dois primeiros macroblocos não serão detalhados no escopo deste trabalho, já que não sofrem alterações em relação aos de uma etiqueta convencional, salvo pela mínima alteração provocada pelo acréscimo das portas de entrada e saída de dados ao Núcleo Digital para possibilitar sua comunicação com a Interface Para Sensores.

Em linhas gerais, o sistema proposto pode ser integrado tanto a etiquetas RFID HF quanto UHF, uma vez que seu princípio de funcionamento não depende da frequência de comunicação do sistema, como é o caso das soluções identificadas na Seção 2.4. Contudo, a operação no padrão UHF impõe restrições mais elevadas ao consumo de energia e tempo de resposta da etiqueta. O cumprimento dessas restrições requer, muito provavelmente, o acesso a tecnologias de fabricação CMOS superiores a 130 nm, não disponíveis ao laboratório ao qual este trabalho está vinculado. Por essa razão, a adoção de etiquetas RFID na banda UHF para a validação do sistema proposto limitaria a implementação de todo o sistema ao nível de simulação.

Por outro lado a adoção de etiquetas RFID HF para a validação do sistema impõe restrições mais brandas ao consumo de energia, embora ainda sejam bastante severas quando comparadas a sistemas convencionais. Para frequência de operação de 13,56 MHz

dois padrões distintos estão previstos em norma: ISO/IEC 14443 e ISO/IEC 15693. As principais diferenças entre eles dizem respeito aos métodos de modulação empregados e a potência mínima do campo de interrogação requerido pela etiqueta. Tendo em vista que o padrão ISO/IEC 15693 impõe restrições aos tempos de resposta da etiqueta quase tão severos quanto o EPC Class1 Gen2 para UHF, preferiu-se adotar o padrão RFID ISO/IEC 14443, também conhecido como NFC.

Tendo-se definido os blocos constituintes do sistema proposto e o padrão RFID adotado, é possível equacionar a relação entre os tempos de resposta de cada bloco e os tempos limite impostos pelo padrão ISO/IEC 14443:

$$T_{AFE} + T_{Core} + T_{ADC} + T_{SCC} + T_{MUX} + T_{Sens} \leq T_1 \quad (3.1)$$

sendo T_{AFE} é o tempo de resposta do *front-end* analógico para uma operação de transmissão, T_{Core} é o tempo necessário para que o núcleo digital da etiqueta complete todas as operações relativas à decodificação de comandos e ao controle da interface para sensores, T_{ADC} é o intervalo de tempo necessário para que o conversor A/D realize uma conversão (incluindo o tempo de amostragem/retenção), T_{MUX} é o tempo consumido pelo circuito multiplexador e T_{SCC} é o tempo consumido pelo circuito de condicionamento de sinal dos sensores para que ele apresente na saída o sinal condicionado correspondente ao sinal aplicado em sua entrada pelo circuito multiplexador, T_{Sens} é o tempo de resposta do sensor, isto é, o tempo necessário a partir de sua alimentação para que ele forneça uma saída correta em relação à grandeza de interesse. Finalmente, T_1 é o tempo máximo permitido pelo padrão ISO/IEC 14443 para que a etiqueta responda a um comando do tipo "leitura", ou seja, 4949 ms, conforme detalhado na Seção 2.1.2. Dada a complexidade do conversor A/D e a elevada restrição de consumo imposta ao circuito de condicionamento de sinal, é previsível que esses dois blocos sejam os maiores consumidores de tempo do sistema.

O diagrama de tempo da sequência completa de leitura de um sensor é apresentado na figura Fig 3.2.

Por fim, é importante ressaltar que a solução proposta pode ser inteiramente integrada num único chip de tecnologia híbrida. Esta realização consiste em implementar o circuito correspondente aos blocos da etiqueta RFID juntamente com o sistema proposto utilizando uma tecnologia, conforme fluxo de projeto convencional, e

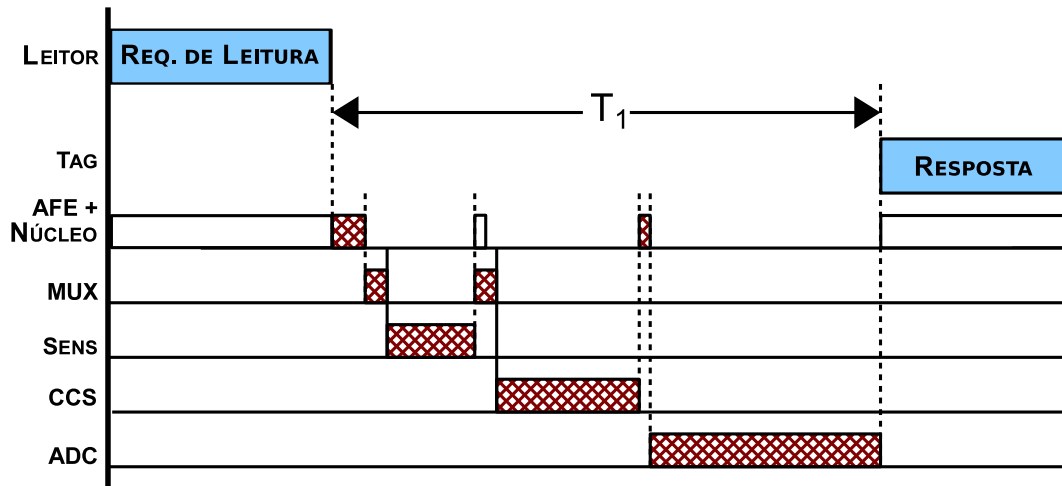


Figura 3.2 – Diagrama de tempo da sequência completa de leitura de um sensor. Apenas os intervalos hachurados são levados em conta na determinação do tempo total T_1 .

ao final, fabricar os nano-sensores de gás a nanotubos de carbono na superfície superior da pastilha, após a camada de passivação, utilizando o processo de dieletroforese (VAZ *et al.*, 2008; SEICHEPINE *et al.*, 2012). Essa técnica foi proposta e validada por Akinwande *et al.* (AKINWANDE *et al.*, 2008).

Nos capítulos seguintes o sistema proposto e os sensores de temperatura e gás que o integram são explorados mais detalhadamente.

Capítulo 4

Conversor Analógico/Digital

4.1 Introdução

Durante a revisão bibliográfica realizada no início deste projeto, foram examinadas diversas soluções para a implementação de um conversor A/D adequado a aplicações de ultra baixo consumo como é o caso de etiquetas RFID. Dentre todas as pesquisadas, as soluções mais adequadas foram baseadas em conversores de aproximação sucessiva por redistribuição de carga, conforme exposto na Seção 2.5. Este tipo de conversor foi proposto originalmente por McCreary e Gary, seu diagrama é apresentado na Figura 4.1 (MCCREARY; GRAY, 1975). Um sensor RFID passivo para a banda de UHF implementado com esse tipo de conversor demonstrou excelente desempenho, podendo ser lido e fazer medições a 6,5 m de distância da antena leitora (BRENK *et al.*, 2011).

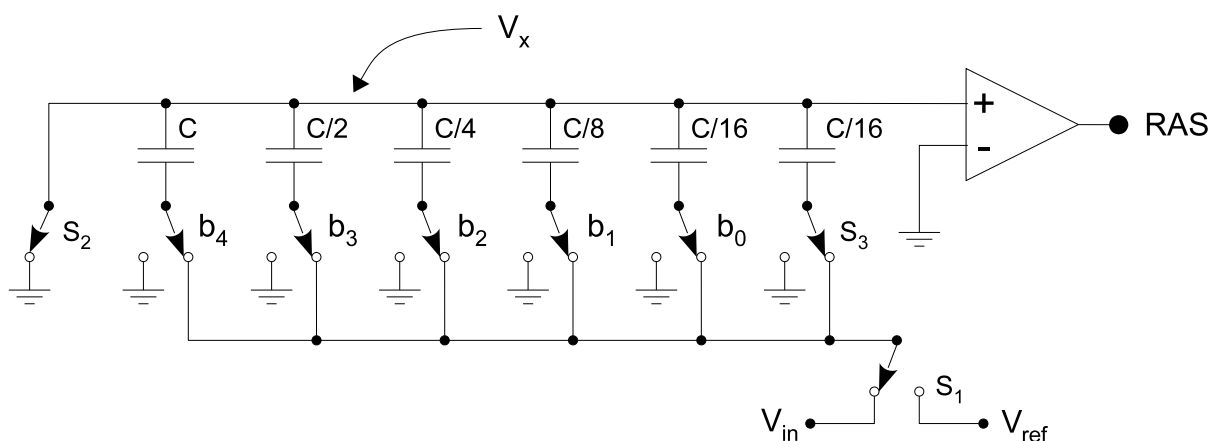


Figura 4.1 – Conversor A/D de aproximação sucessiva por redistribuição de carga.

A análise do ciclo de operação do conversor de aproximação sucessiva por redistribuição de carga original revelou pontos que poderiam ser aprimorados a fim de melhorar seu desempenho. No conversor original, ao passar do estado de Amostragem

para o de Retenção (vide Apêndice A), todas as chaves associadas aos capacitores precisam ser comutadas, ao mesmo tempo, de V_{in} para o terra. Em aplicações de baixo consumo, este tipo de operação é indesejável, pois a comutação de cada chave, entre diferentes níveis de tensão, dissipa energia.

A explicação para esse fenômeno está no fato de que, tratando-se da tecnologia CMOS, a implementação de tais chaves é feita geralmente por um par complementar de transistores MOS conectados em série, tal como ilustrado na Figura 4.2. O consumo estático deste tipo de chave é muito baixo visto que, para cada estado, um dos transistores estará em corte e seu canal agirá apenas como uma impedância de valor elevado. Por outro lado, durante a comutação de um estado para outro, haverá um intervalo de tempo em que ambos os transistores estarão conduzindo e o ramo entre os dois polos da chave se comportará como duas impedâncias de baixo valor em série. Nessa situação, dependendo da diferença de potencial entre os polos da chave e da resistência de canal de cada transistor, a corrente que os percorre poderá atingir níveis elevados, dissipando uma quantia significativa de energia.

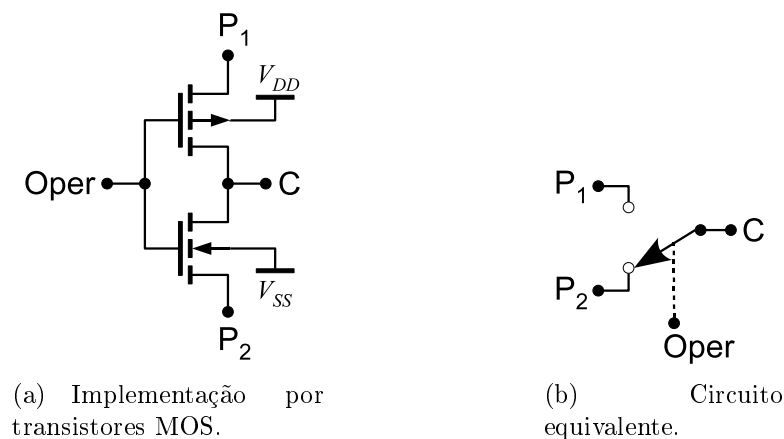


Figura 4.2 – Chave CMOS de dois polos.

Uma forma de minimizar esse problema, sugerida por Andrea Agnes (AGNES *et al.*, 2008), consiste em permutar as tensões V_{REF+} e V_{REF-} no circuito original. Nesta solução, ao passar do estado de Amostragem para o de Retenção, apenas a chave S_1 precisa ser comutada, poupando significativamente o consumo nesta etapa. Adicionalmente, esta solução minimiza outro problema relacionado ao chaveamento em circuitos MOS, a chamada “injeção de cargas” que degrada a precisão do conversor (SHEU; HU, 1984; WEGMANN *et al.*, 1987). Outro benefício resultante dessa mudança é que a chave S_3 , responsável por comutar o capacitor de ponderação, pode ser eliminada,

ficando o capacitor a conectado diretamente com a chave S_1 .

A modelagem em nível de transistores do circuito modelado na Figura 4.3 foi dividida em três partes: matriz capacitiva, comparador de baixo *offset* e registrador de aproximações sucessivas. A implementação de cada parte é detalhada nas seções seguintes, por fim, o conversor completo é relatado na Seção 4.5.

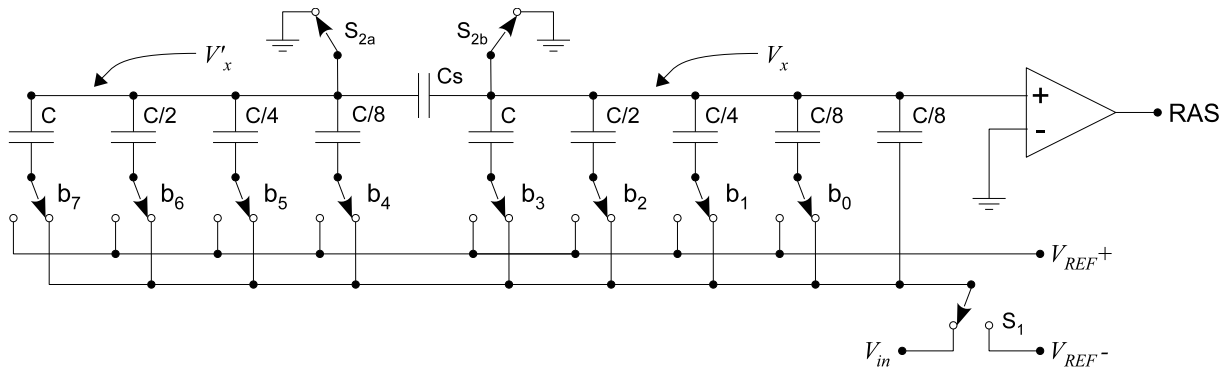


Figura 4.3 – Conversor A/D por redistribuição de carga adotado.

É importante salientar que o conversor A/D aqui relatado baseou-se em outra implementação de um conversor A/D de 8 bits, fabricado anteriormente, cuja micrografia é apresentada na Figura 4.4. A implementação anterior foi feita seguindo a mesma topologia e fabricada na mesma tecnologia e processo CMOS, o que permitiu o aperfeiçoamento do projeto, principalmente a redução das capacitâncias parasitas e a diminuição das cargas injetadas pelo circuito de chaveamento. O mesmo circuito integrado incluiu também o sensor de temperatura (destacado na parte superior esquerda da figura), detalhado no Capítulo 5.

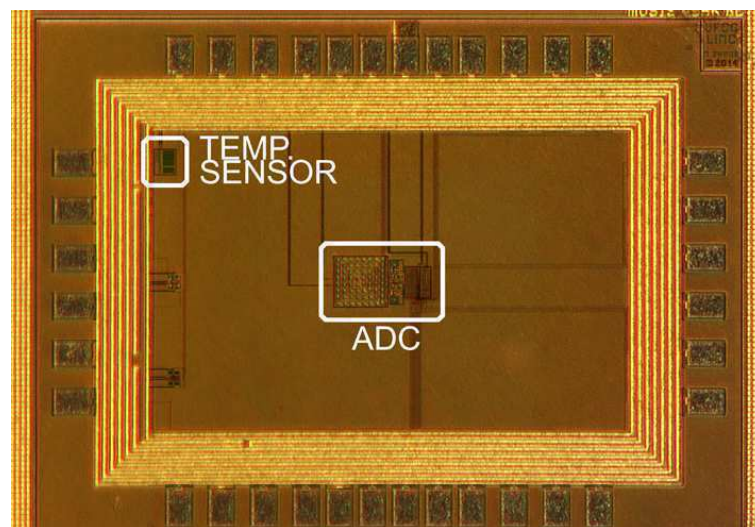


Figura 4.4 – Micrografia do microchip fabricado. Em destaque no centro da imagem, a matriz de capacitores do conversor A/D.

4.2 Matriz Capacitiva

Conforme detalhado na Seção A.1.2, a matriz capacitiva que compõe esse tipo de conversor integra tanto o conversor D/A quanto o circuito de amostragem e retenção (A/R). Por essa razão, a matriz capacitiva desse conversor é muitas vezes referida apenas por “conversor D/A”. De fato, na primeira implementação desse conversor (versão de 8 bits), a matriz capacitiva foi conectada ao registrador de aproximações sucessivas por meio de um circuito capaz de testa-la isoladamente como um conversor D/A. Esse recurso permitiu validar o conversor D/A empregado no ajuste de *offset* do Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor.

Além das alterações entre o circuito esboçado na Figura 4.3 em relação ao da Figura 4.1 já explicadas anteriormente, deve-se notar ainda outra mudança importante, a resolução do conversor, que saltou de 5 para 10 bits. Entretanto, ao migrar de um projeto de 5 bits para um de 10 bits, a topologia inicialmente seguida torna-se desvantajosa devido às dimensões requeridas para os capacitores associados aos bits de maior peso. Adotando-se o capacitor ligado a b_0 em 120 fF, por exemplo, o capacitor ligado a b_9 deveria ter 61,44 pF, o que requereria uma área de silício de $30976 \mu\text{m}^2$ apenas para esse capacitor. Por essa razão, optou-se por adotar a topologia escalonada, na qual um conversor de N bits é composto pela associação de dois conversores, um de M bits e outro de K bits, sendo $N = M + K$. Neste caso, dois conversores de 5 bits associados em cascata por um capacitor de escalonamento, C_s . Desta forma, o maior capacitor do circuito passa a ser de 1,92 pF.

Conforme Allen e Holberg (ALLEN; HOLBERG, 2002), o valor do capacitor de escalonamento é calculado por:

$$C_s = C_u \frac{2^{N/2}}{2^{N/2} - 1} \quad (4.1)$$

sendo C_u o valor do capacitor associado ao bit de peso 0, aqui referido como capacitor unitário.

Tal como qualquer circuito a capacitor chaveado, a matriz capacitiva que compõe o conversor está sujeita ao ruído térmico cuja potência é expressa por:

$$\sigma_T^2 = \frac{k_B T}{C_T} \quad (4.2)$$

sendo k_B a constante de Boltzmann expressa em Joules por Kelvin, T a temperatura absoluta e C_T a capacitância total. Neste circuito, todos os capacitores estão sujeitos a carga e descarga durante a mesma conversão, logo, o ruído térmico expresso na Equação 4.2 deve ser calculado em dobro. Por outro lado, a potência do ruído de quantização de um conversor analógico/digital de N bits é expressa por:

$$\sigma_Q^2 = \frac{V_{IR}^2}{12 \cdot 2^{2N}} \quad (4.3)$$

onde V_{IR} é a faixa de tensão de entrada do conversor A/D, isto é, $V_{IR} = V_{REF+} - V_{REF-}$. O dimensionamento adequado da capacitância unitária (C_U) deve ser feito de forma a obter um ruído térmico sempre inferior ao ruído de quantização. Sabendo-se que a capacitância total da matriz capacitiva pode ser calculada como:

$$C_T = C_U (2^{N/2} + 1) \quad (4.4)$$

pode-se calcular a capacitância unitária que gera um ruído térmico de potência menor que o ruído de quantização como sendo dada por

$$C_U \geq \frac{24 \cdot k_B T \cdot 2^{2N}}{V_{IR}^2 (2^{N/2} + 1)} \quad (4.5)$$

Aplicando-se $N = 10$ bits, $T = 300$ K e $V_{IR} = 500$ mV à Equação 4.5, obtém-se $C_U \geq 12,63$ fF, que é um valor bastante baixo, podendo ser facilmente satisfeito.

Adicionalmente, duas não idealidades adicionais devem ser consideradas: o descasamento das capacitâncias em decorrência das capacitâncias parasitas presentes ao longo de todas as conexões dos capacitores e o descasamento nas dimensões dos capacitores, decorrentes de imprecisões do processo de fabricação. As capacitâncias parasitas podem ser reduzidas por um bom leiaute e sua influência pode ser diminuída através do aumento da capacitância unitária. Da mesma maneira, o erro de descasamento nas dimensões pode ser minimizado através do aumento das dimensões das placas dos capacitores, o que também implica no aumento da capacitância.

Obteve-se após algumas simulações, capacitâncias parasitas da ordem de alguns fF com conexões de tamanho estimado àquelas necessárias ao posterior leiaute do circuito. Por essa razão, foi adotado $C_U \approx 120$ fF, reduzindo as capacitâncias parasitas a apenas uma pequena fração da capacitância total. Além disso, o novo valor é quase 10 vezes superior

ao mínimo valor definido pela Equação 4.5, dando uma boa margem de segurança entre o ruído térmico e o de quantização para um conversor de 10 bits.

O diagrama esquemático completo da matriz capacitiva é apresentado na Figura 4.5. O circuito completo foi modelado e simulado para a tecnologia IBM CMOS 0,18 μm (IBM-7HV) na qual foi posteriormente fabricado.

A fim de permitir uma melhor adequação do leiaute da matriz capacitiva à geometria em centroide comum, o capacitor unitário foi dividido em duas partes iguais de 60 fF, o que corresponde a duas áreas quadradas de cerca de 5,5 x 5,5 μm cada. Com isso, o capacitor de escalonamento (C_S) foi calculado em 123,87 fF. A técnica de leiaute em centroide comum foi empregada com o intuito de minimizar o problema de descasamento entre os valores relativos dos capacitores do circuito, uma das maiores fontes de imprecisão deste tipo de conversor. Nessa técnica, os componentes são distribuídos no leiaute de forma simétrica em torno de um ponto central de forma que eventuais descasamentos nas máscaras durante o processo de fabricação do microchip acarrete em um erro aproximadamente igual para todos os componentes, mantendo as relações proporcionais entre os seus valores. Da mesma forma, variações de dopagem e espessura dos dielétricos tendem a afetar de maneira similar os componentes circunvizinhos.

Além disso, os transistores NMOS das chaves complementares foram redimensionados de forma a minimizar as distorções inseridas pelo chaveamento na tensão de saída do conversor (V_O), tendo sido a relação da chave NMOS associada ao capacitor unitário estabelecida como 5/0,18. As chaves associadas aos bits b_3 e b_4 , isto é, TP_3/TN_3 e TP_4/TN_4 tiveram suas dimensões mantidas em relação a TP_2/TN_2 , pois se notou em simulação que a carga parasita injetada por dimensões maiores superava a redução das perdas de condução. O mesmo se fez para TP_9/TN_9 e TP_8/TN_8 em relação a TP_7/TN_7 .

O transistor *dummy* TN_{11} foi acrescentado com o objetivo de compensar a injeção de cargas introduzida pelas chaves de amostragem. Para que sua atuação na compensação da injeção de cargas seja efetiva, o transistor TN_{11} precisa ser comandado de forma sincronizada ao instante da injeção das cargas, o que requer algum atraso em relação ao comando direto da porta de passagem I_3 . Para gerar esse atraso, três inversores foram adicionados em série com o inversor ligado a TN_{10} .

No intuito de melhorar a regularidade da estrutura capacitiva, reduzindo o descasamento nas dimensões dos capacitores que formam o anel mais externo do conversor, um anel de capacitores *dummy* foi acrescentado (componente Cr no diagrama esquemático). No leiaute, esses capacitores passam a formar o anel mais externo da matriz de capacitores, garantindo a regularidade dos anéis internos.

Por fim, dois inversores de tensão (componente $V_INVERTER$ na Figura 4.5) foram necessários para assegurar o desligamento das chaves CMOS $I1$ e $I2$ durante a fase de redistribuição de carga, quando as tensões nos seus drenos podem se tornar negativas o suficiente para polariza-los na região de triódo ou mesmo de saturação caso fossem comandadas somente com tensões entre 0 e V_{DD} .

4.3 Comparador de Baixo *Offset*

Como comparador de baixo *offset* implementou-se o comparador no domínio do tempo (TDC), inicialmente proposto por Agnes *et al.* (AGNES *et al.*, 2008).

Ao invés de comparar as tensões de entrada utilizando um pré-amplificador e um *latch* tal como nas implementações convencionais, o comparador no domínio do tempo transforma primeiramente ambas as tensões de entrada para o domínio do tempo por meio de um gerador de rampa cujo diagrama é apresentado na Figura 4.6.

Quando o sinal de comparação (*compare*) está em ‘0’, o capacitor C_1 é carregado através de M_1 ao mesmo tempo que quaisquer cargas parasitas em R_1 remanescentes da conversão anterior (representadas pela capacitância parasita C_p) são descarregadas através de M_5 e a saída *cmpOut* é colocada em nível lógico baixo. Quando o sinal de comparação é levado para nível lógico alto, o transistor M_2 atua como uma chave fechada e M_4 passa a se comportar como uma fonte de corrente constante cuja corrente é proporcional à tensão de entrada V_{in} , descarregando o capacitor C_1 com taxa constante através das resistências $R_1 + r_{ds2} + r_{ds4}$. Quando a tensão na placa superior do capacitor C_1 atinge a tensão de limiar do transistor M_6 ele comuta, levando a saída *cmpOut* para nível lógico ‘1’.

O mesmo procedimento é realizado simultaneamente para ambas as entradas. O conversor tensão/tempo cuja tensão de entrada for mais elevada irá comutar a saída de ‘0’ para ‘1’ mais rapidamente que o outro. A comparação no domínio do tempo é então realizada por um simples *flip-flop* do tipo D, tal como pode ser visto no diagrama

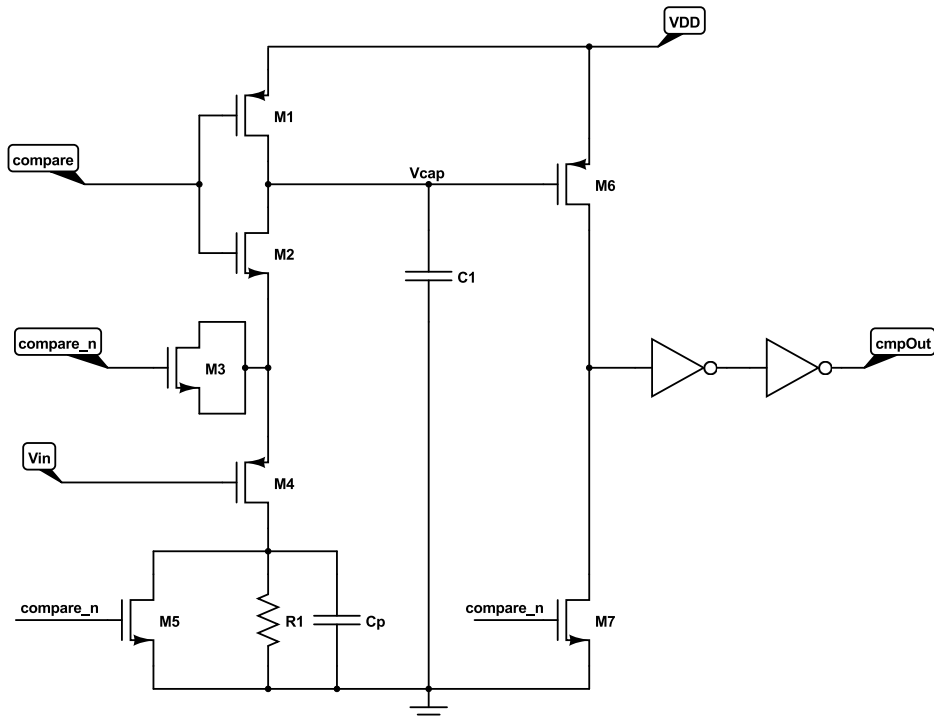


Figura 4.6 – Diagrama esquemático do conversor tensão-tempo implementado para compor o comparador no domínio do tempo.

completo do comparador mostrado na Figura 4.7.

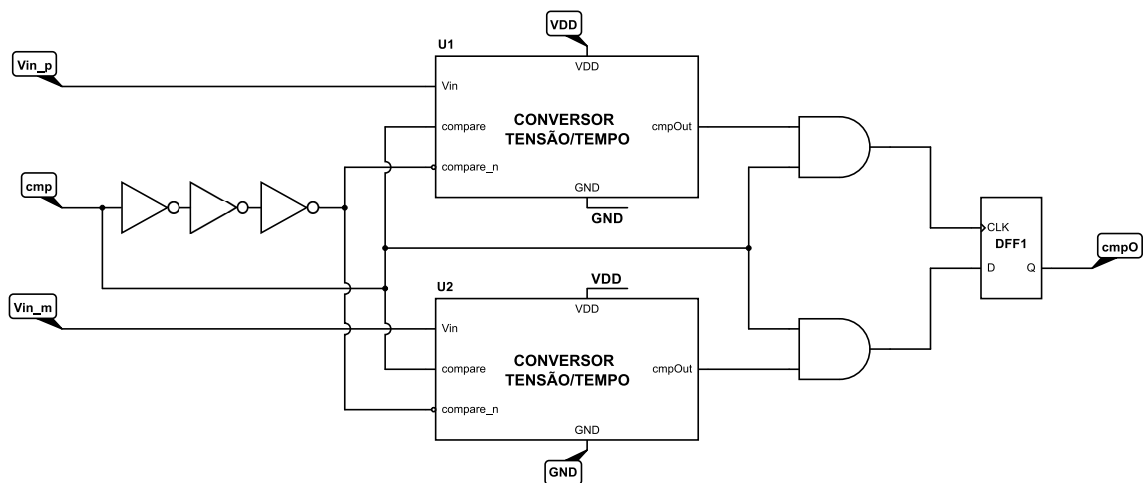


Figura 4.7 – Diagrama esquemático completo do comparador no domínio do tempo.

As principais vantagens deste comparador em relação aos comparadores convencionais é o baixíssimo consumo durante a comparação, consumo praticamente nulo após a comparação e a capacidade de comparar tensões de modo comum virtualmente nulas mesmo com alimentação simples (não simétrica).

Uma melhora feita em relação ao projeto original (AGNES *et al.*, 2008) foi a adição do transistor *dummy* M_3 , cujo papel é compensar as cargas parasitas induzidas pelo chaveamento de M_2 no sinal de entrada V_{in} .

Assumindo-se $r_{ds2} \ll R_1$ e $r_{ds4} \gg R_1$, a mínima diferença de tensão que o TDC é capaz de detectar pode ser calculada por (AGNES *et al.*, 2008):

$$\Delta V_{in} = \frac{\Delta t \cdot V_{R1}^2}{R_1 C_1 \Delta V_{out}} \quad (4.6)$$

sendo $\Delta V_{in} = V_{in_p} - V_{in_m}$, Δt o mínimo intervalo de tempo necessário entre as entradas do *flip-flop* para que ele funcione corretamente, V_{R1} a diferença de potencial em R_1 e ΔV_{out} a queda de tensão no capacitor.

A fim de minimizar o Δt , um *flip-flop* tipo D foi especialmente projetado para o comparador. Simulações pós-leiaute (com parasitas inclusos), revelaram $\Delta t \approx 26$ ps, o que é mais de 5 vezes mais rápido que a célula padrão equivalente da biblioteca. Para este projeto a resistência r_{ds2} não pode ser desprezada de forma que seu valor médio foi computado como parte de R_1 . O valor aproximado do capacitor C_1 foi 700 fF, de forma que o valor para o produto $R_1 C_1$ foi aproximadamente $0,87 \mu s$ e $V_{R1} \approx 180$ mV. O transistor M_6 foi dimensionado para operar em inversão forte, de forma que $\Delta V_{out} \approx 490$ mV. O valor resultante calculado para ΔV_{in} foi aproximadamente $20 \mu V$.

A simulação pós-leiaute revelou um valor praticamente igual, $\Delta V_{in} = 21 \mu V$. A razão do pequeno aumento em relação ao valor teórico deve-se a perda de linearidade na curva de descarga do capacitor C_1 na região próxima a da comutação de M_6 , conforme evidenciado na Figura 4.8 (curvas *Vcap (1)* e *Vcap (2)*). Essa perda de linearidade se deve a injeção de cargas através da capacitância de porta de M_6 ($C_{gs} + C_{gd} + C_{gb}$) decorrente da comutação. Seu efeito tende a ser tanto maior quanto maior for a capacitância de porta de M_6 frente à capacitância C_1 . Se por um lado a redução desse efeito requer a redução do produto $W \cdot L$ do transistor, por outro lado não se pode reduzir demasiadamente a largura do canal (L), sob pena de sofrer efeitos de canal curto, levando o transistor a operar com valores reduzidos de tensão limiar, diminuindo ΔV_{out}) e, conseqüentemente, reduzindo indesejavelmente o tempo de comparação e a mínima diferença detectável (ΔV_{in}).

Embora não seja possível notar na Figura 4.8, a diferença de $-30 \mu V$ aplicada na entrada do comparador provoca um pequeno atraso de cerca de 54 picossegundos no sinal de entrada *CLK* do *flip-flop* em relação ao sinal de entrada *D*. Essa diferença é mostrada na Figura 4.9, uma ampliação das formas de onda *DFE_CLK*, *DFE_D* e *cmpO* da Figura 4.8 no intervalo entre $1,026 \mu s$ e $1,028 \mu s$. Apesar disso, a precisão teórica deste comparador é de aproximadamente $108 \mu V$ devido ao ruído térmico associado a C_1 .

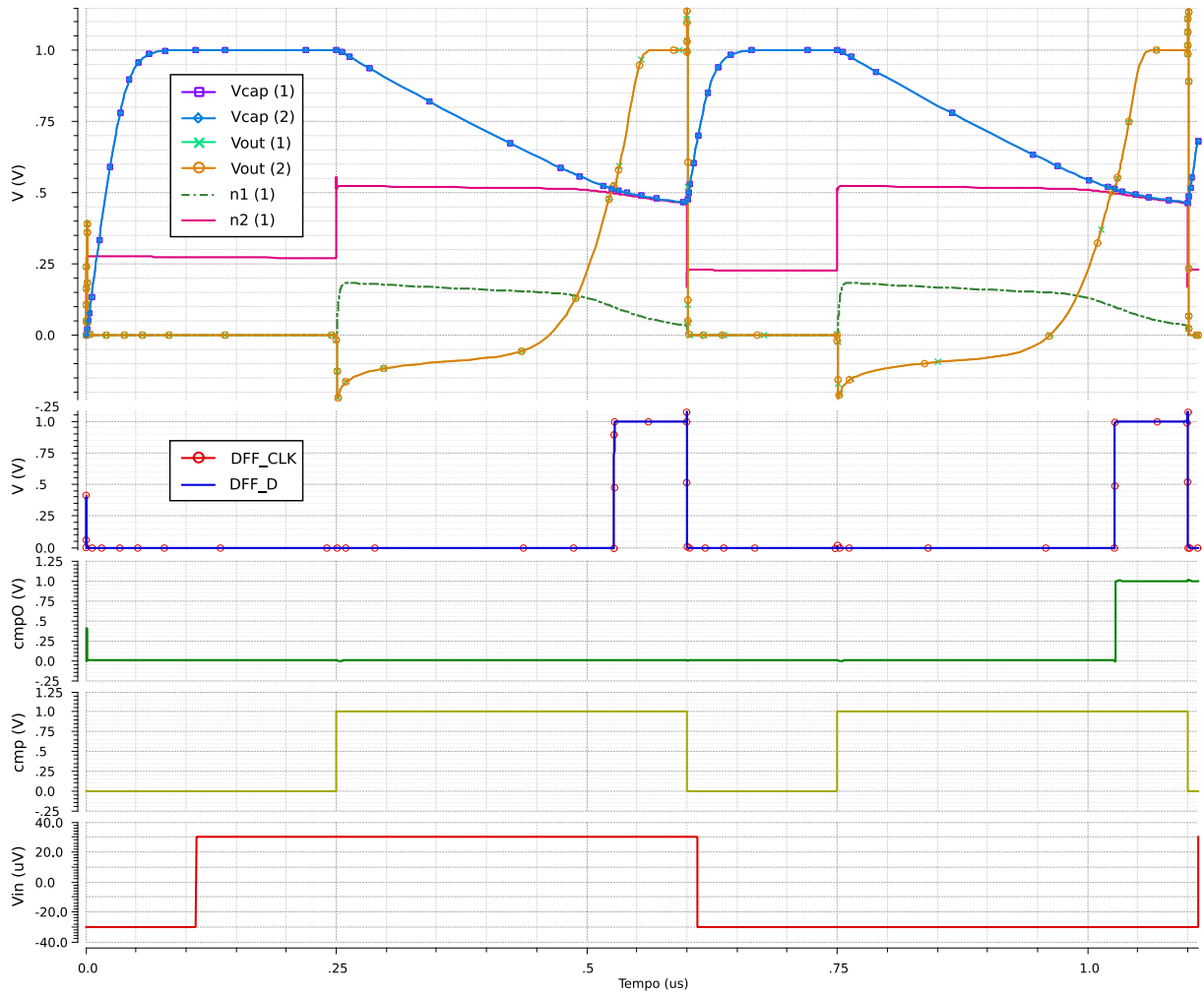


Figura 4.8 – Formas de onda dos sinais internos do Comparador no Domínio do tempo para uma entrada diferencial de $\pm 30\mu\text{V}$. Os números entre parêntesis na legenda indicam a qual dos conversores tensão/tempo as curvas se correspondem, U1 ou U2, conforme a Figura 4.7.

O leiaute do comparador projetado é apresentado na Figura 4.10. As quatro áreas quadradas maiores são os capacitores C_1 dos dois conversores tensão/tempo, divididos em duas partes cada de forma a melhorar sua distribuição em centroide comum. Da mesma forma, as quatro áreas retangulares sobre as quais os capacitores se sobrepõem são os resistores R_1 também divididos em duas partes e posicionados em centroide comum. Todos os demais componentes estão distribuídos de forma espelhada em torno da linha mediana horizontal, exceto alguns que compõem ao *flip-flop* de comparação (área central direita) para o qual a não simetria não afeta a precisão do comparador.

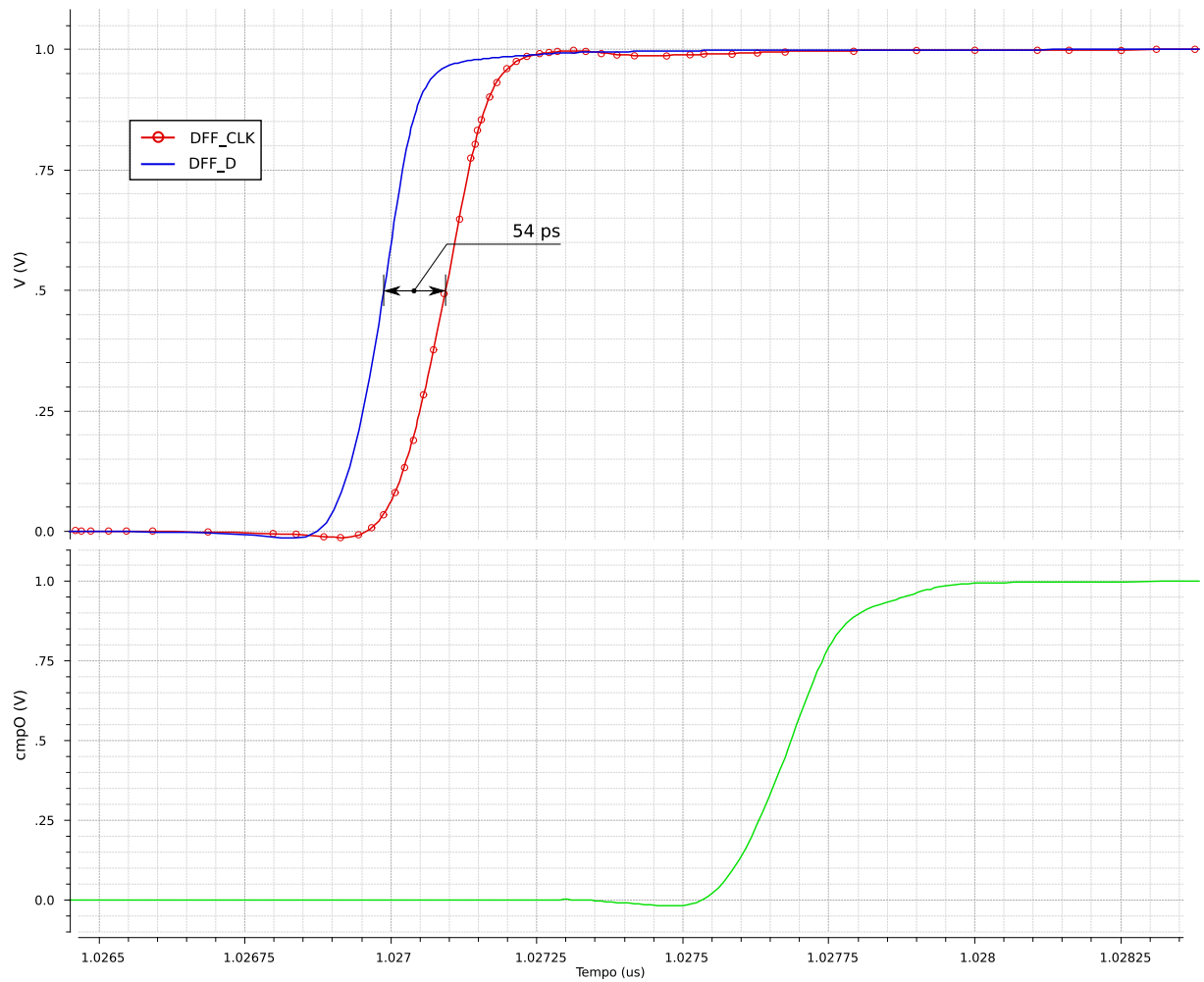


Figura 4.9 – Detalhe das formas de onda dos sinais de entrada no *flip-flop* de comparação no intervalo entre $1,026 \mu\text{s}$ e $1,028 \mu\text{s}$ quando a diferença de $-30 \mu\text{V}$ é detectada. Neste caso, um atraso de 54 ps foi observado entre os dois sinais.

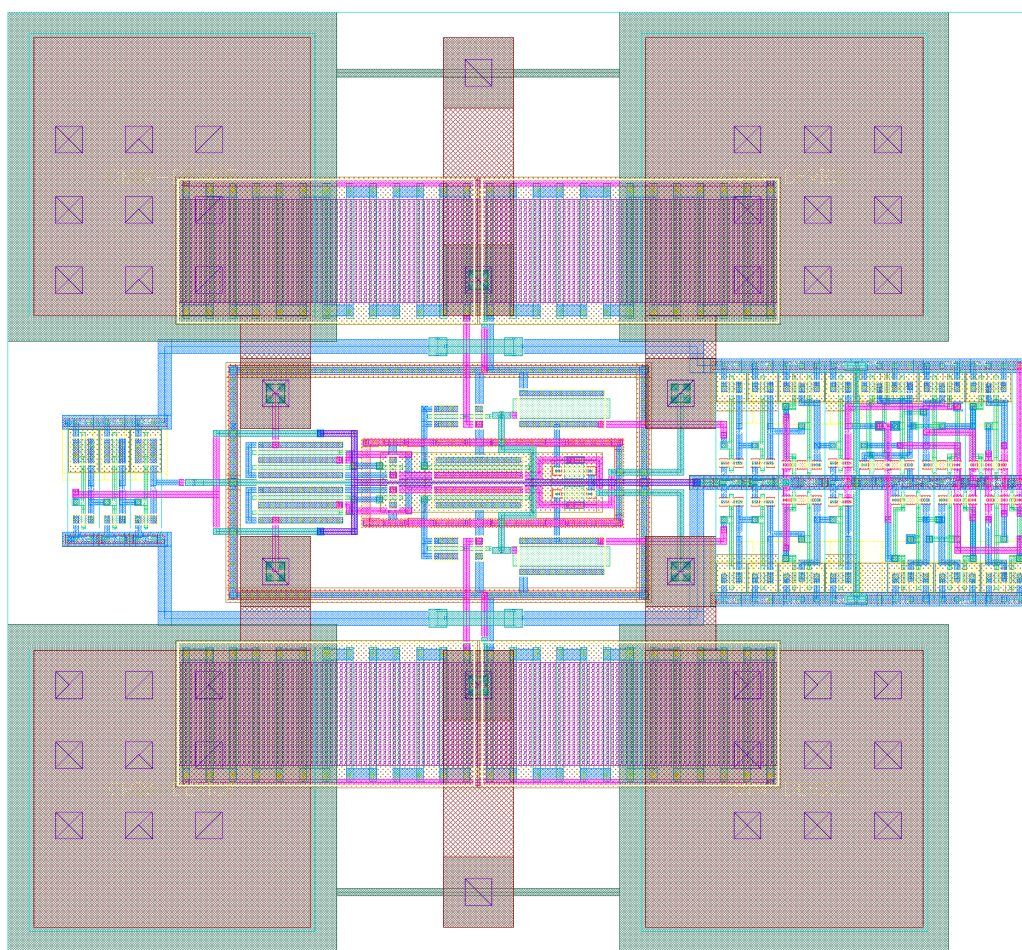


Figura 4.10 – Leiaute do comparador no domínio do tempo.

4.4 Registrador de Aproximações Sucessivas

O circuito de controle gerador da sequência de sinais de aproximações sucessivas para o conversor D/A e do sinal de comparação para o TDC foi implementado a partir de *latches*, *flip-flops* tipo D, e portas elementares, conforme o diagrama da Figura 4.11.

Todos os componentes digitais utilizados foram expressamente projetados e customizados para essa aplicação (*full-custom design*) a fim de poupar o máximo possível de energia. Nenhuma biblioteca externa de componentes digitais foi utilizada. Embora o diagrama da Figura 4.11 não evidencie, nem todos os *flip-flops*, *latches* e portas lógicas possuem o mesmo dimensionamento e implementação. Simulações revelaram que as saídas b_7 a b_9 , por exemplo, deveriam comandar entradas cuja capacitância parasita era significativamente maior do que as demais. Por essa razão, as portas *NOR7* a *NOR9* foram projetadas com transistores de maior porte do que os empregados nas portas *NOR0* a *NOR6*. Da mesma forma, o *flip-flop FF16*, para o qual o *reset* não é necessário, foi otimizado eliminando os componentes internos de implementação do circuito de *reset*, necessário aos demais *flip-flops* do circuito. Outra diferença notável está entre implementação dos *flip-flops* e dos *latches*. Enquanto os *flip-flops* foram implementados utilizando a abordagem clássica, baseada em portas *NAND*, os *latches* foram implementados com base em portas de transmissão CMOS (SICARD, 2007). O sistema completo totalizou 484 transistores MOS.

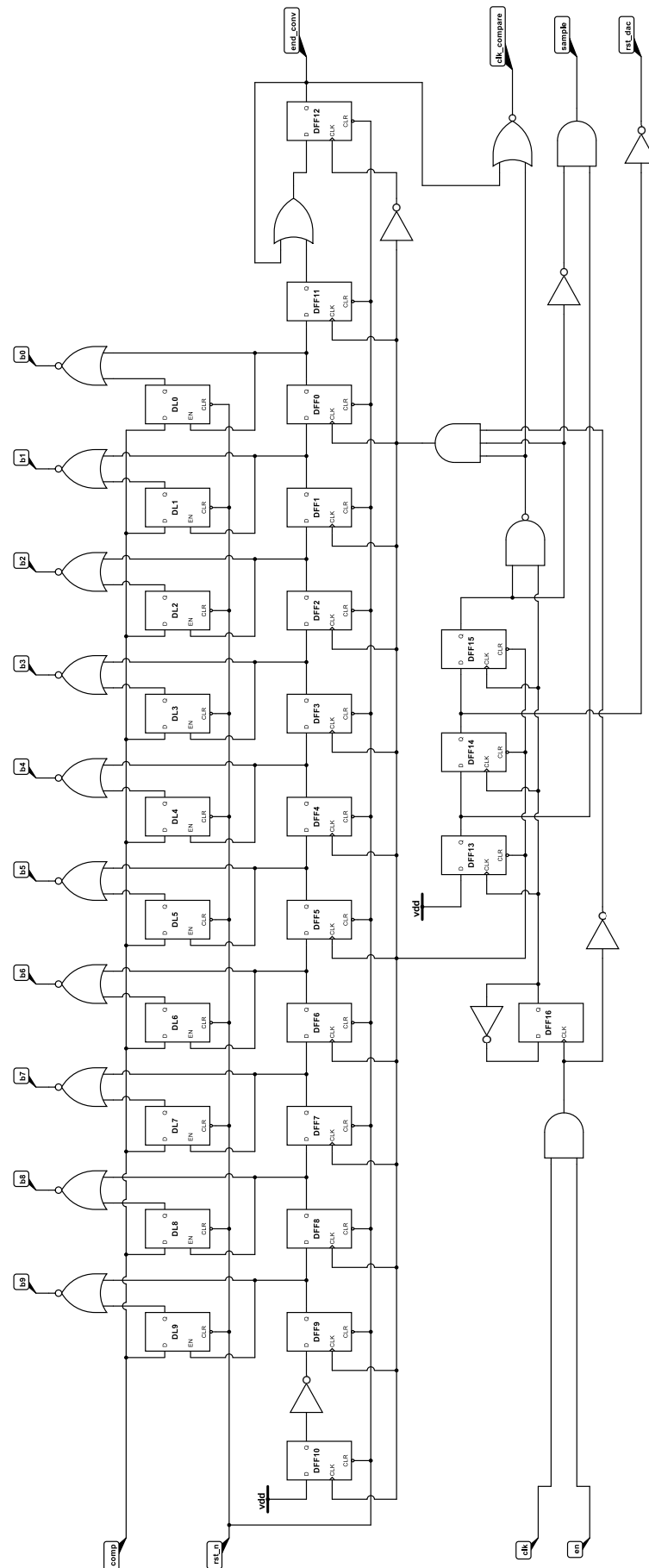


Figura 4.11 – Diagrama esquemático do circuito de controle do conversor A/D.

4.5 Conversor A/D Completo

Na integração dos componentes do conversor A/D, a entrada $Vref_p$ do comparador foi conectada a um *pad* para poder ser ligada externamente (pino V_{ofs}). A intenção é permitir a compensação de eventuais erros de *offset* introduzidos por assimetria ou imperfeições entre os componentes dos dois conversores tensão/tempo que constituem o comparador.

O leiaute completo do conversor A/D de 10 bits é apresentado na Figura 4.12. Tal como se pode notar, o eixo de simetria do Comparador no Domínio do Tempo foi posicionado sobre o eixo de simetria da matriz capacitiva de forma a reduzir o impacto de eventuais erros de alinhamento das máscaras durante o processo de fabricação. Assim como previsto, o posicionamento das chaves de comando dos capacitores da Matriz Capacitiva próximo dos capacitores correspondentes reduziu o comprimento das interconexões entre as chaves e os capacitores, mas aumentou o das chaves com o circuito de comando (compreendido dentro da grande área retangular do lado esquerdo da figura).

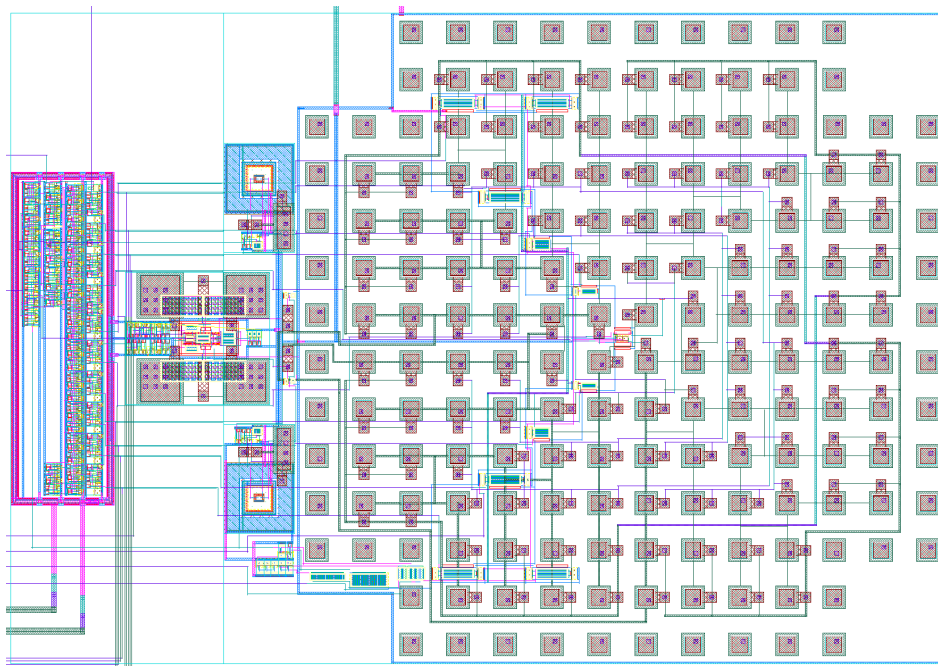


Figura 4.12 – Leiaute completo do conversor A/D de 10 bits. As chaves dos capacitores da matriz foram posicionadas próximas aos seus respectivos capacitores a fim de minimizar as capacitâncias parasitas introduzidas pelas trilhas de conexão.

Foi projetado um circuito integrado contendo o circuito completo do conversor, *pads* de entrada e saída digital, (saídas $b_0..b_9$ e $endConv$ e entradas clk e rst) *pads* de entrada analógica ($Vref_p$, $Vref_m$, V_{in} e V_{ofs}). Além disso, foram mantidos os terras digital e

analogico isolados, o circuito dos *pads* alimentados por uma linha dedicada e alimentações isoladas para as partes digitais e analógicas do conversor. O leiaute completo do circuito integrado contendo o novo conversor projetado é apresentado na Figura 4.13.

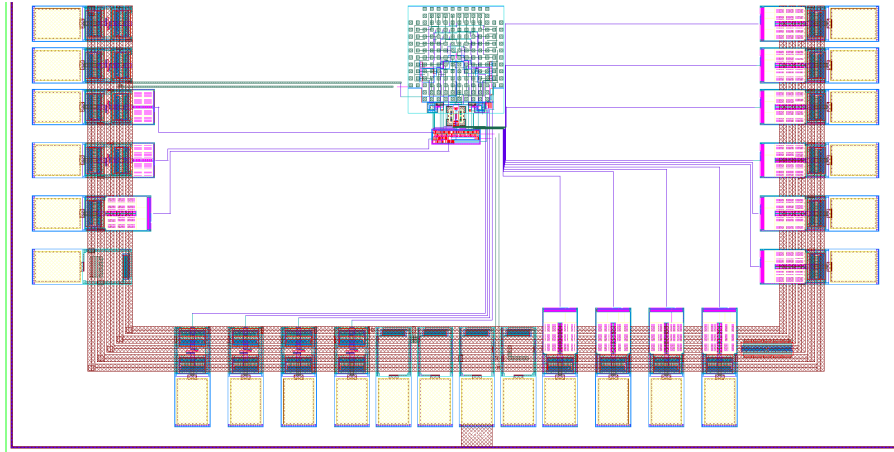


Figura 4.13 – Leiaute do segundo circuito integrado enviado para fabricação. No centro o conversor A/D de 10 bits.

4.6 Resultados Obtidos

Assim como foi feito com o conversor A/D anterior, a análise do funcionamento do conversor parte da observação dos principais sinais referentes à sua operação mediante um valor conhecido aplicado na entrada. Os sinais referentes à conversão do valor $V_{in} = 350$ mV, com os referenciais V_{ref+} e V_{ref-} iguais a 600 mV e 100 mV, respectivamente, são apresentados na Figura 4.14. Nesta simulação o conversor foi alimentado com 1,0 V e a frequência utilizada para o sinal de relógio foi 2,78 MHz.

Conforme previsto em teoria, após a descida do sinal de controle da chave de amostragem, smp , o valor da tensão na saída do DAC deve assumir $DAC_Out = -V_{in} + V_{ref-}$, ou seja, 250 mV neste caso. O que se nota no gráfico é que a tensão DAC_Out vai para cerca de -247 mV, um erro de 3 mV portanto. Em seguida, a chave associada a b_9 é comutada fazendo-se $ADC_Out = 200h$. Nesta situação o valor teórico para a saída do DAC é $DAC_Out = -V_{in} + V_{ref-} + (V_{ref+} - V_{ref-})/2$, ou seja, 0 V, o que coincide com o apresentado no gráfico (salvo por uma pequena tensão na ordem de microvolts que não pode ser notada pela escala). Meio período de relógio depois o comparador recebe o comando de comparação ($clkCmp$). A tensão na saída do DAC é então comparada com

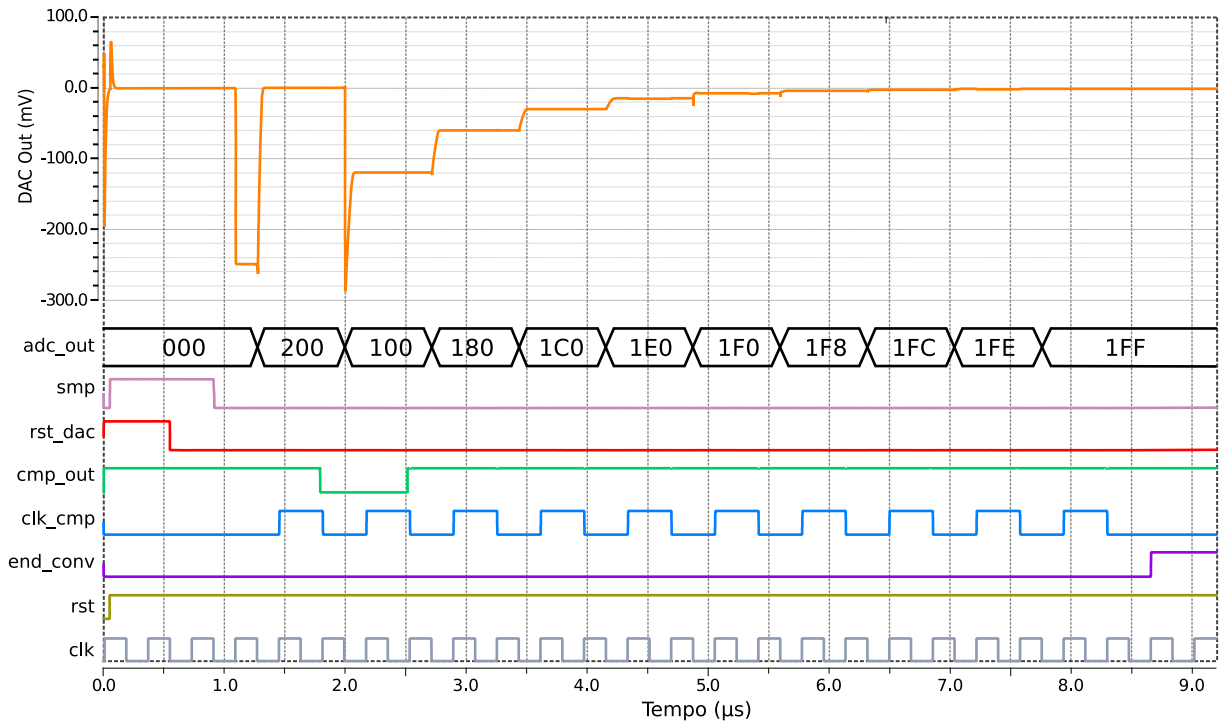


Figura 4.14 – Resposta do conversor A/D de 10 bits simulado para uma entrada de 350 mV com $V_{ref+} = 600$ mV e $V_{ref-} = 100$ mV. As capacitâncias parasitas do leiaute foram consideradas na simulação.

0 V e o resultado é entregue alguns nanossegundos depois na saída *CmpOut*. Conforme pode-se notar a saída da comparação é ‘0’, indicando que o valor da saída *DAC_Out* foi considerado superior a zero. Com esse resultado da comparação, o Registrador de Aproximações Sucessivas comuta a chave associada a b_9 novamente para ‘0’ e refaz o mesmo procedimento para a chaves b_8 a b_0 , obtendo porém ‘1’ como resposta do comparador para todas elas. O que se observa é que a tensão na saída do DAC, a cada passo, aproxima-se mais de 0, conforme previsto em teoria. Ao final, o sinal de fim de conversão, *endConv*, é colocado em nível lógico ‘1’ sinalizando o valor $ADC_Out = 1FFh(511)$ como resposta do conversor, o que condiz com o esperado.

Nota-se ainda que os ruídos de chaveamento no sinal de saída do conversor D/A (*DACOut*) praticamente inexistem, um requisito importante quando se eleva a resolução do conversor A/D. Isto demonstra a eficácia alcançada pelo redimensionamento dos componentes do Comparador no Domínio do Tempo. Da mesma forma, o ruído decorrente da atuação da chave de amostragem também foi severamente minimizado, graças ao circuito de compensação de injeção de cargas acrescentado na matriz capacitiva (transistor TN_{11} e inversores). A redução dos picos de transição nos degraus de tensão da forma de onda do sinal de saída do D/A em relação àquela do

projeto anterior também revela a melhora feita no dimensionamento das chaves de comando dos capacitores da matriz.

A determinação das características de Não Linearidade Diferencial (DNL) e Não Linearidade Integral (INL) do novo A/D foi feita por simulações do comportamento estático do conversor. Para isso foram determinadas as respostas do conversor para 16384 valores de tensão de entrada distintos cobrindo linearmente a faixa de tensões entre V_{ref+} e V_{ref-} . Ambas as características estão representadas na Figura 4.15. Os máximos valores de DNL foram $+0,562$ LSB e $-0,125$ LSB. Os valores máximos de INL foram $+0,698$ LSB e $-0,886$ LSB.

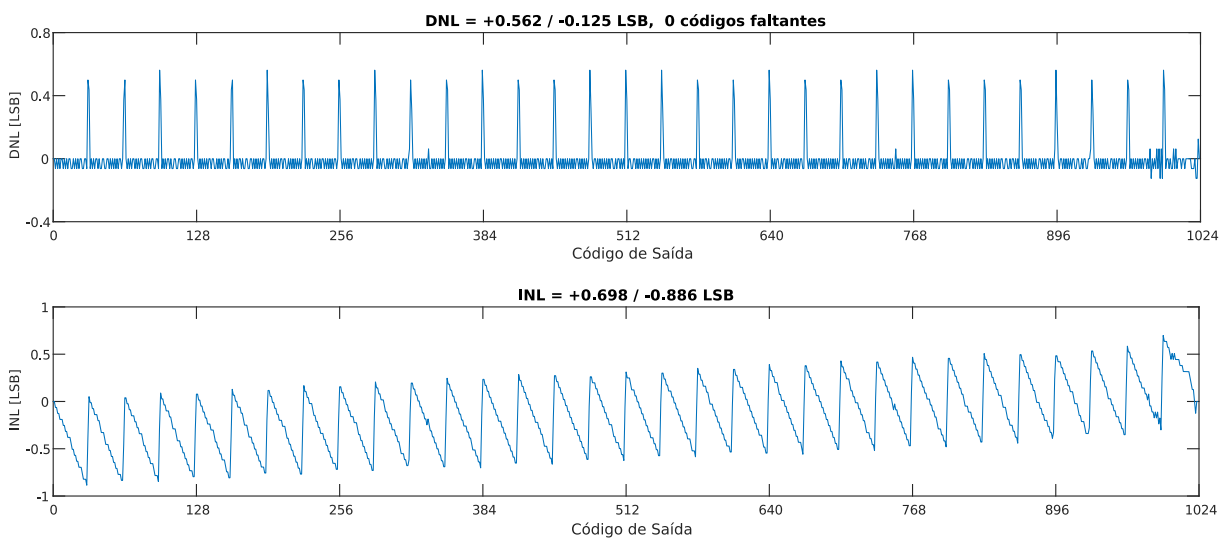


Figura 4.15 – DNL e INL simulados para o conversor A/D de 10 bits projetado.

O consumo médio simulado foi $7,29 \mu\text{W}$, sendo $4,3 \mu\text{W}$ consumidos pela parte analógica (Matriz Capacitiva e Comparador) e $2,99 \mu\text{W}$ pela parte digital (Registrador de Aproximações Sucessivas e Inversores de Tensão).

Para a caracterização do comportamento dinâmico do conversor operando a 118.000 amostras por segundo, foram realizadas transformadas de Fourier (FFT) nas respostas do conversor para duas senoides nas frequências de 2,918 kHz (frequência inferior a um décimo da frequência de Nyquist) e 44,841 kHz (frequência próxima a frequência de Nyquist), amostradas com em 65536 pontos cada e normalizadas para 0 dB. Na simulação, ambas as senoides tiveram seu valor médio definido em 350 mV e suas amplitudes em 500 mV de forma a exercitarem toda a faixa de tensões de entrada para $V_{ref+} = 600$ mV e $V_{ref-} = 100$ mV. O espectro de saída para os dois casos é apresentado nas Figuras 4.16 e 4.17.

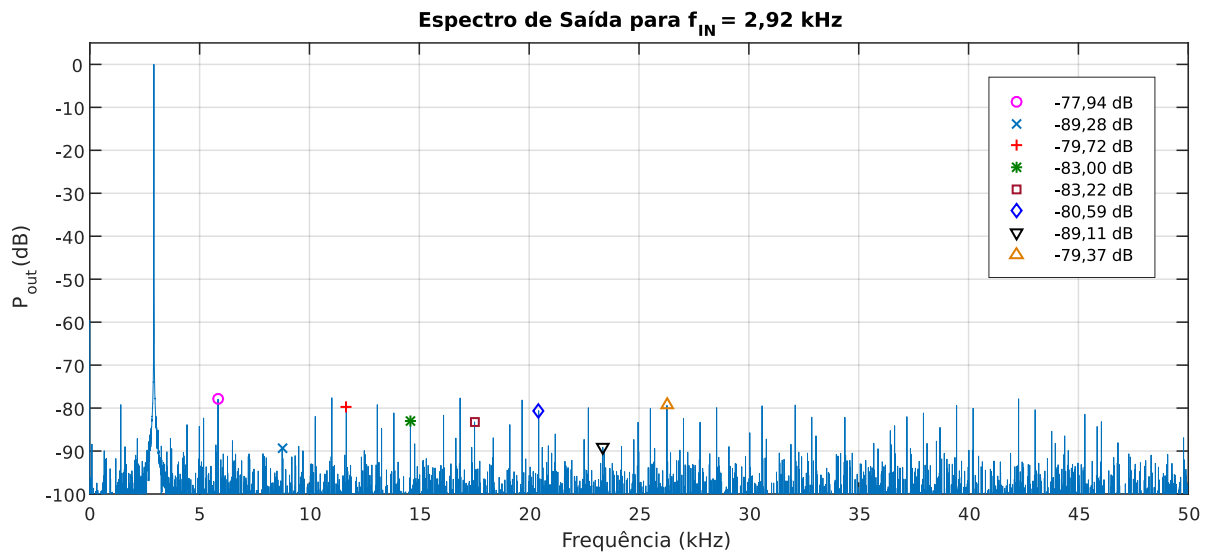


Figura 4.16 – Resposta em frequência do conversor A/D de 10 bits para um sinal de entrada de 2,918 kHz amostrado a 100 kHz.

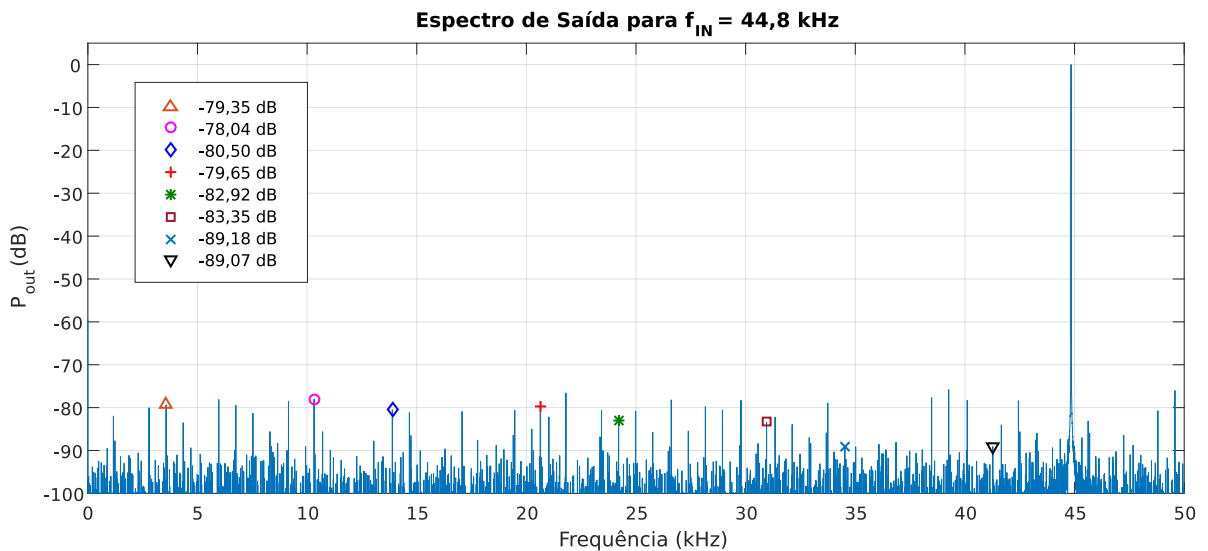


Figura 4.17 – Resposta em frequência do conversor A/D de 10 bits para um sinal de entrada de 44,8 kHz amostrado a 100 kHz.

Com base na resposta em frequência foram calculados os parâmetros dinâmicos do conversor, conforme apresentado na Tabela 4.1. Para o cálculo da Distorção Harmônica Total (THD) foram levadas em conta as harmônicas de 2ª a 5ª ordem.

Tabela 4.1 – Características dinâmicas do segundo conversor A/D projetado.

Parâmetro	Valor para	Valor para
	$f_{IN} = 2,92$ kHz	$f_{IN} = 44,81$ kHz
SNDR	58,93	59,24
SNR	59,05	59,36
THD	-74,82	-74,83
SFDR	77,94	78,04
ENOB	9,50	9,55

Por fim, a Figura de Mérito do conversor foi calculada utilizando a equação (WALDEN, 1994):

$$FoM = \frac{PWR}{f_S \cdot 2^{ENOB}} \quad (4.7)$$

para a qual PWR é o consumo do conversor em Watts e f_S a taxa de amostragem em Hz. O resultado para $f_S = 118$ kHz, $PWR = 7,29 \mu\text{W}$ e $ENOB = 9,5$ é 85,32 fJ por passo de conversão.

O projeto do circuito integrado contendo o conversor foi fabricado na mesma tecnologia e processo do projeto anterior, isto é IBM7HV. Sua micrografia é apresentada na Figura 4.18.

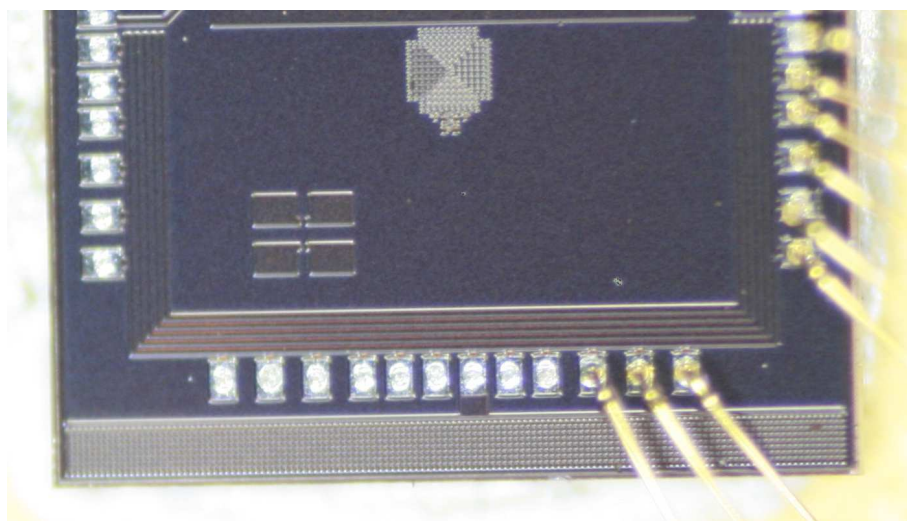


Figura 4.18 – Micrografia do segundo circuito integrado fabricado.

Até o momento da redação deste texto, circuito integrado ainda não pode ser testado adequadamente. Testes preliminares de caracterização estática indicam um consumo

médio de $8,02 \mu W$ para uma alimentação de 1,0 V e 2,8 MHz de frequência de relógio. Ensaios para a determinação do DNL e INL ainda não foram realizados, bem como os necessários para caracterização dinâmica.

4.7 Conclusão

O segundo conversor projetado apresentou características estáticas e dinâmicas bem superiores às do primeiro projeto. Enquanto a Figura de Mérito do primeiro conversor projetado foi de 313 fJ por passo de conversão, este último obteve 85,32 fJ por passo de conversão, ou seja, uma melhora na eficiência de quase quatro vezes. Se comparada à Figura de Mérito do conversor fabricado, essa diferença sobe para mais de 8,6 vezes. Embora seja prevista uma queda nas métricas do conversor fabricado em relação aos previstos em simulação, espera-se que os cuidados adicionais com os quais este segundo conversor foi feito, decorrentes da experiência ganha com o primeiro projeto, acarretem em disparidades menores do que aquelas observadas no primeiro circuito integrado.

Por fim, deve-se notar que o conversor projetado pode se comunicar de forma síncrona ou assíncrona com o núcleo digital da etiqueta RFID. Se interfaceado de forma síncrona, o núcleo digital da etiqueta pode controlar a resolução do conversor simplesmente interrompendo o sinal de relógio no momento correspondente à resolução desejada, uma vez que sua temporização é determinística e ela é sempre realizada do bit de maior peso para o de menor peso, sendo a saída atualizada durante a sequência de conversão. Ao operar com resolução reduzida, o conversor irá consumir menos energia e a etiqueta poderá ser lida a maiores distâncias. Esse recurso pode ser utilizado, por exemplo, para criação de dois modos de operação da etiqueta, o modo de detecção e o modo de medição. No modo de detecção o conversor A/D opera com baixa resolução, de forma que o valor medido apenas indicará a presença ou não do gás no local. No modo de medição o conversor A/D é utilizado com resolução máxima e o resultado passa a indicar a concentração do gás medida no local. Esse último modo irá requerer o aumento da potência do campo leitor, a aproximação do leitor à etiqueta ou o armazenamento de mais energia antes da operação (requerendo mais tempo para executar a tarefa).

Capítulo 5

Sensor de Temperatura em Tecnologia CMOS

5.1 Introdução

A escolha do sensor foi feita com base na exigência de baixo consumo, sendo esta a diretriz primaz nos critérios de seleção do sensor a ser adotado. Adicionalmente, a capacidade de integração do sensor aos processos de fabricação de circuitos integrados já estabelecidos é também uma característica desejável, tanto pela simplificação do sistema quanto pela eliminação de, ao menos, dois terminais do circuito integrado que seriam necessários para a conexão com o sensor.

Com base nos critérios acima expostos, adotou-se o sensor proposto por Filanovsky e Allam (FILANOVSKY; ALLAM, 2001). Seu princípio de funcionamento baseia-se em dois diferentes efeitos presentes na corrente de dreno de dispositivos MOS. Desprezando-se o efeito da modulação da largura do canal, a corrente de dreno de um dispositivo MOS polarizado na região de saturação pode ser expressa por (ALLEN; HOLBERG, 2002):

$$I_D = \frac{\mu C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (5.1)$$

sendo μ a mobilidade dos portadores majoritários e V_T a tensão de limiar, ambos inversamente proporcionais à temperatura. A redução da mobilidade dos portadores ocasiona a redução da corrente de dreno. Por outro lado, a redução da tensão de limiar aumenta a corrente de dreno. Segundo Filanovsky e Allam (FILANOVSKY; ALLAM, 2001), para a maioria das atuais tecnologias CMOS, existe um ponto de polarização dos transistores para o qual os efeitos da mobilidade dos portadores e do limiar de tensão cancelam-se mutuamente em uma vasta faixa de temperaturas. Este ponto é chamado

‘ponto de polarização ZTC’ (do inglês, *Zero Temperature Coefficient*). Conhecendo-se o ponto de polarização ZTC de um transistor é possível projetar uma fonte de corrente constante independente da temperatura de forma bastante simples. Filanovsky e Lim demonstram que se essa corrente constante for aplicada em outro dispositivo MOS operando como diodo, a queda de tensão em V_{GS} será (FILANOVSKY; LIM, 2002):

$$V_{GS} = V_{GSF} + \alpha_{VT}T \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DF}}} \right) \quad (5.2)$$

sendo V_{GSF} e I_{DF} a tensão de porta-fonte e a corrente de dreno de polarização do transistor correspondentes ao seu ponto de equilíbrio térmico e α_{VT} o coeficiente de temperatura da tensão de limiar.

Dessa forma, fica estabelecida uma relação linear entre a temperatura e a tensão de porta-fonte do transistor conectado como diodo. Seguindo-se essa abordagem é possível implementar sensores de temperatura lineares com correntes de polarização muito baixas em processos CMOS comuns. Para tanto, basta arbitrar-se baixos valores para a relação W/L do transistor da fonte de corrente. Brenk *et al.* implementaram um sensor de temperatura deste tipo com a corrente de referência na ordem de 30 nA em tecnologia CMOS 0,13 μm (BRENK *et al.*, 2009).

5.2 Determinação do Ponto ZTC

Para projetar esse sensor o primeiro passo é conhecer o ponto ZTC do transistor na tecnologia adotada (IBM7HV). Com esse intuito, um transistor PMOS com $W=220$ nm e $L=60$ μm foi caracterizado em simulação utilizando o circuito representado na Figura 5.1. Foram determinadas as curvas da corrente de dreno (I_D) em função da tensão de porta-fonte (V_{gs}) para temperaturas entre -50 a 150 graus Celsius, com passo de 25 graus Celsius, conforme esboçado na Figura 5.2.

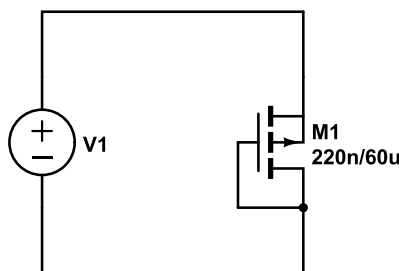


Figura 5.1 – Circuito de caracterização do transistor PMOS para determinação do ponto ZTC.

A análise da Figura 5.2 revela que para o transistor em questão, na tecnologia CMOS7HV ($0,18 \mu\text{m}$) da IBM, o ponto ZTC encontra-se em cerca de 12 nA , o que corresponde a uma tensão de polarização na porta de cerca de 720 mV . Entretanto o ponto ZTC em transistores PMOS não é tão bem definido quanto em transistores NMOS. Conforme se pode notar na Figura 5.2 as curvas correspondentes a temperaturas mais elevadas tendem a se interceptar em pontos de corrente ligeiramente mais elevada do que as de temperatura mais baixas. Como se espera que esse sensor seja empregado na maior parte do tempo em temperaturas bem abaixo de $150 \text{ }^\circ\text{C}$, adotou-se o ponto ZTC ligeiramente mais baixo que o mediano de forma a minimizar o desvio na faixa de temperatura de maior uso, no caso o par 10 nA , 700 mV . Outra alternativa seria empregar um transistor NMOS em lugar do PMOS, contudo, isso implicaria ou no aumento da corrente de trabalho ou no aumento da largura do transistor. Tendo em vista que a redução do consumo é a diretriz principal do projeto e que mesmo o transistor PMOS adotado já possui um L bastante elevado, optou-se por tentar primeiramente a solução PMOS.

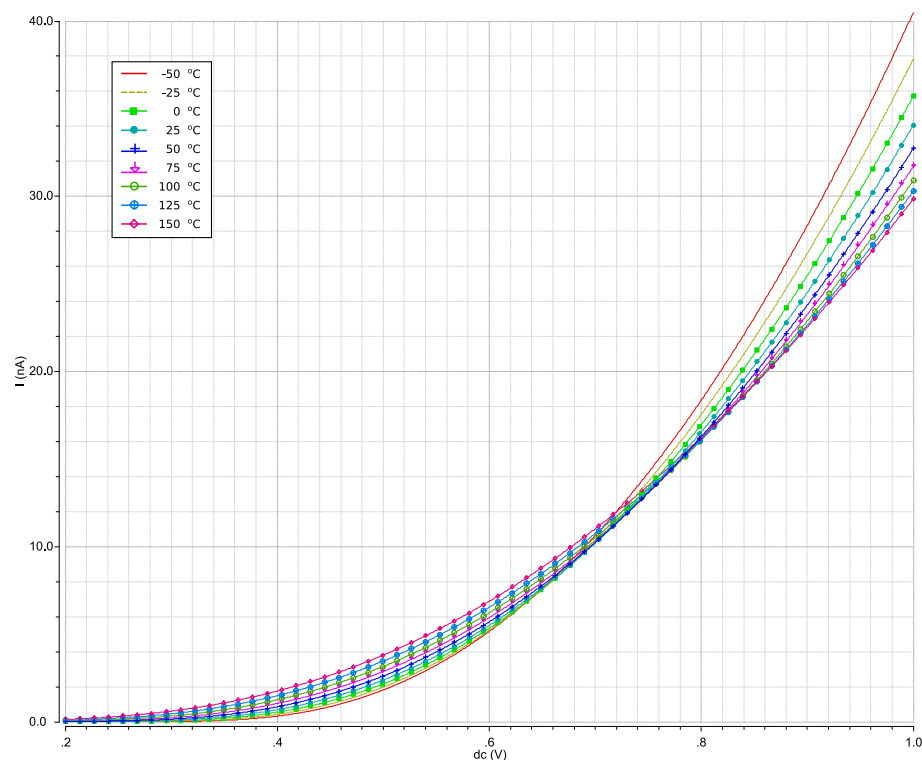


Figura 5.2 – Curvas I_d x V_{gs} para um transistor PMOS com $W = 220 \text{ nm}$ e $L = 60 \mu\text{m}$ caracterizado para temperaturas de $-50 \text{ }^\circ\text{C}$ a $150 \text{ }^\circ\text{C}$.

Uma vez determinado o ponto ZTC, foi possível projetar o sensor de temperatura, conforme mostrado na Figura 5.3. O transistor M_1 foi polarizado no ponto ZTC de forma

a atuar como uma fonte de corrente termicamente estável. Por sua vez, o NMOS M_0 , conectado como diodo, age como sensor de temperatura, tendo sua tensão de porta-fonte (V_{sen}) dependente da temperatura, de acordo com a Equação 5.2 (FILANOVSKY; LIM, 2002).

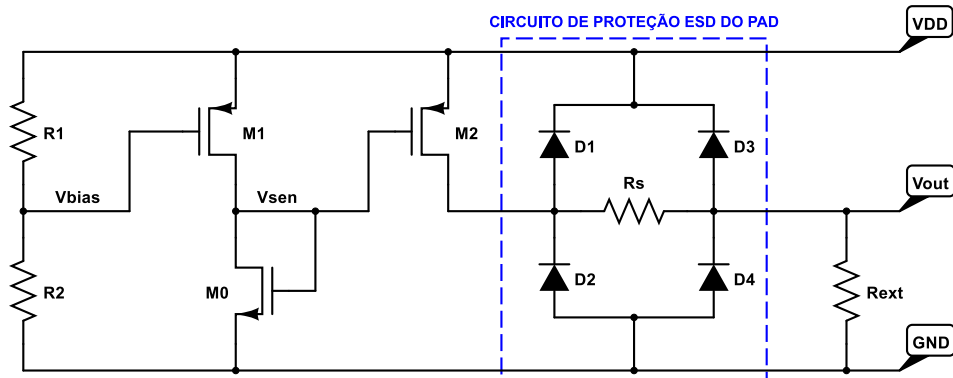


Figura 5.3 – Sensor de temperatura projetado. O resistor de polarização de M_2 , R_{ext} é externo ao circuito integrado.

Deve-se notar que o transistor M_2 não faz parte do sensor propriamente dito. Seu papel no circuito é atuar como *buffer* de saída para a tensão V_{sen} , uma vez que a corrente no ramo que atravessa os canais de M_0 e M_1 é extremamente baixa para excitar o *pad* de saída do circuito integrado e instrumentos externos de medição. Isto só é necessário para poder validar o sensor proposto, uma vez que sua saída precisará ser medida por instrumentos externos ao circuito integrado. Na ocasião da implementação completa do sistema de sensoriamento de gás para etiquetas RFID, esse transistor poderia ter suas dimensões reduzidas drasticamente ou mesmo ser eliminado, dependendo das características do circuito de condicionamento de sinal. Por essa razão, o terminal de dreno de M_2 foi deixado em aberto de forma a permitir a medição do consumo do sensor de forma independente dele. Ao mesmo tempo, a polarização do dreno de M_2 por um resistor externo permite também reduzir as distorções na resposta do sensor introduzidas pelo *buffer* de saída, já que o resistor pode ser deixado à parte do ambiente de ensaio térmico do sensor.

O leiaute do sensor projetado é mostrado na Figura 5.4. Embora a relação de valores de R_1 e R_2 que define a tensão de polarização V_{bias} seja teoricamente indiferente à faixa de temperaturas de trabalho, optou-se por implementar os resistores em polisilício dopado P+, cujo coeficiente de variação térmica é o mais baixo disponível pelo processo de fabricação. Os dois resistores podem ser identificados no leiaute como as duas grandes áreas retangulares do lado esquerdo. A área retangular do lado direito superior

é o transistor M_2 , no lado direito inferior transistor M_0 , elemento sensor. Entre os transistores M_0 , M_2 e os resistores, pode-se notar o transistor M_1 , estendendo-se verticalmente. Por fim, um anel do tipo *moat* foi colocado ao redor de todo o sensor a fim de isolá-lo de eventuais correntes parasitas de circuitos adjacentes. As dimensões totais do circuito são aproximadamente $63 \mu\text{m}$ por $74 \mu\text{m}$.

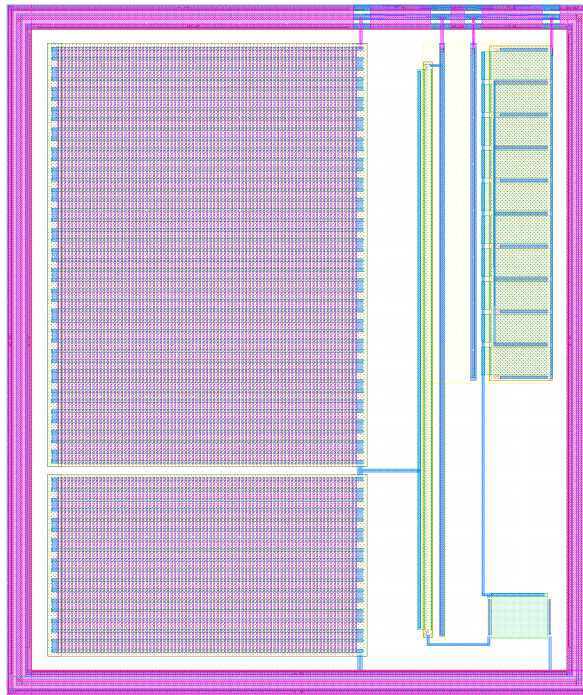


Figura 5.4 – Leiaute do sensor de temperatura projetado.

5.3 Resultados Obtidos

5.3.1 Resultados Simulados

O circuito do sensor de temperatura cujo projeto foi apresentado na seção anterior foi simulado na faixa de temperaturas de interesse, isto é, de -50 a 150 graus Celsius, sendo observadas a tensão de saída e a corrente de dreno em M_1 . O resultado dessa simulação é apresentado na Figura 5.5.

Mesmo polarizado ligeiramente fora do ponto ZTC a resposta do sensor mostrou-se bastante linear (linha contínua entre 45 mV e 270 mV) conforme se pode notar pela comparação com a curva referencial (linha com marcadores circulares). Considerando-se o intervalo entre -50 e 130 graus Celsius, a máxima variação observada é inferior a 3 mV , o que corresponde a uma precisão de cerca de $2,5$ graus Celsius. A curva com marcadores

quadrados corresponde a corrente de dreno de M_1 no mesmo intervalo de temperaturas, apresentando uma variação de cerca de 8% dentro do intervalo de 200 graus Celsius. Por fim, a resposta externa do sensor (V_{out}) à temperatura é apresentada na Figura 5.6. A simulação foi feita adotando $R_{ext} = 3,3 \text{ k}\Omega$.

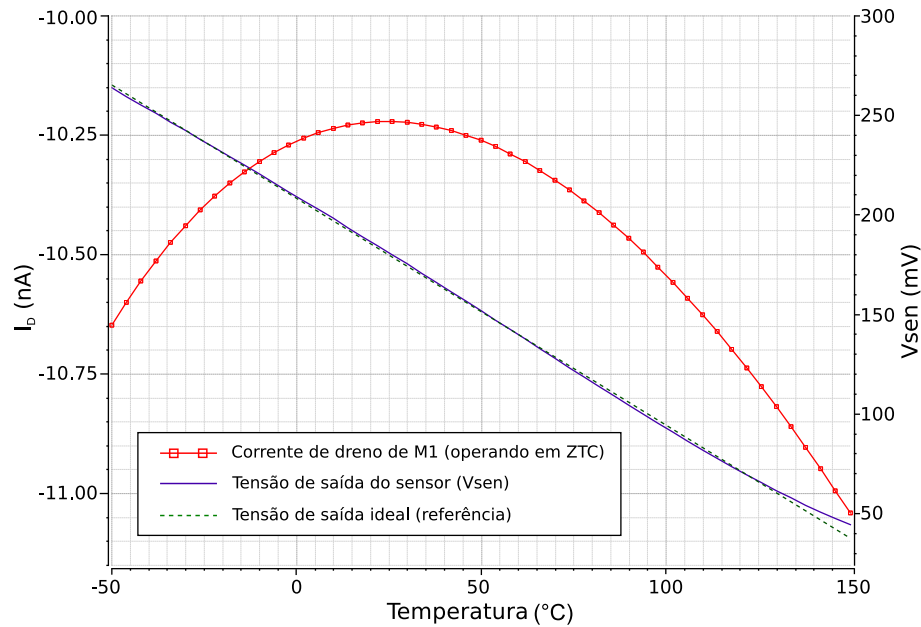


Figura 5.5 – Curvas da resposta interna do sensor projetado. A linha contínua corresponde a tensão no nó interno V_{sen} enquanto que a curva refere-se a corrente de dreno de M_1 . A linha tracejada representa o que seria a resposta perfeitamente linear.

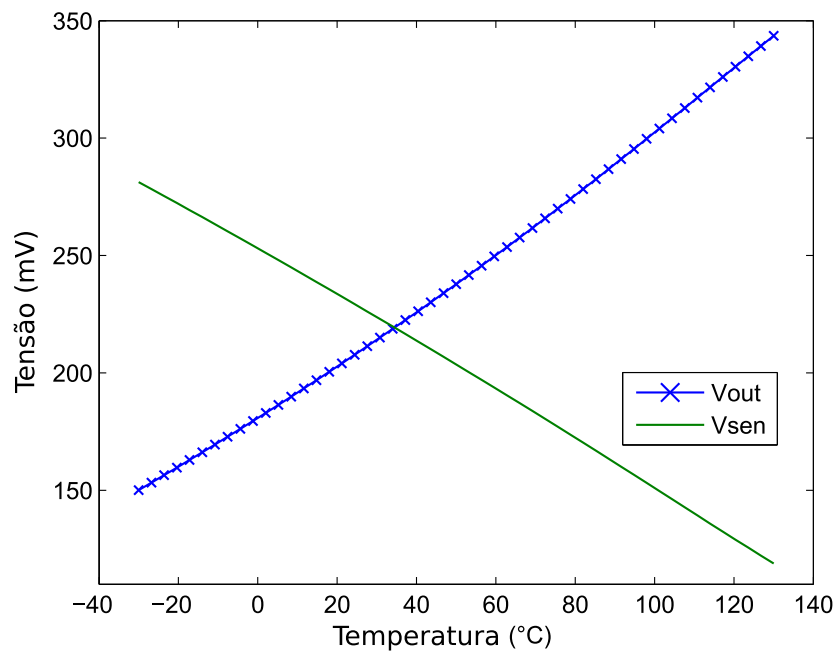


Figura 5.6 – Tensão de saída do sensor projetado (V_{out}) considerando a resposta interna (V_{sen}) amplificada por M_3 em função da temperatura.

5.3.2 Resultados Medidos

O sensor projetado foi fabricado em tecnologia CMOS 180 nm, processo IBM7HV, por meio do programa de pesquisa da MOSIS (*MOSIS Research Program*), no mesmo circuito integrado em que o primeiro conversor analógico/digital (ADC de 8 bits) foi fabricado. A micrografia da região do o microchip que contém o sensor é mostrada na Figura 5.7. A micrografia foi composta com a imagem do leiaute para exibir as camadas mais internas já que apenas as conexões do sensor com os *pads* puderam ser visualizadas com o microscópio utilizado.

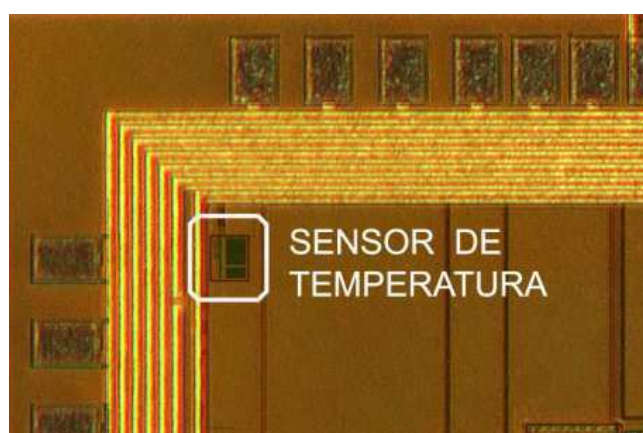


Figura 5.7 – Micrografia da região do circuito integrado onde o sensor de temperatura foi posicionado. A micrografia foi composta com a imagem do leiaute para exibir as camadas mais internas.

O posicionamento do sensor nas proximidades dos *pads* vértice superior esquerdo foi arbitrada para reduzir eventuais distorções causadas por conexões longas sob efeito da temperatura e, ao mesmo tempo, para deixá-lo afastado da região do conversor A/D, mais propensa a correntes espúrias de substrato em razão do chaveamento das portas lógicas do Registrador de Aproximações Sucessivas. Pelo mesmo motivo, o *pad* de saída do sensor foi posicionado em meio a outros *pads* de interface analógica e afastado dos *pads* de entrada e saída digital.

O sensor fabricado foi testado para diferentes temperaturas entre $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $130\text{ }^{\circ}\text{C}$. Os testes foram divididos em duas partes: testes de resfriamento, para temperaturas abaixo de $24\text{ }^{\circ}\text{C}$ (temperatura ambiente) e testes de aquecimento para temperaturas acima de $24\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Para aquecer o sensor a temperaturas acima de $24\text{ }^{\circ}\text{C}$, um resistor cerâmico de 20 W, atuando como fonte de calor, foi acoplado ao lado inferior do encapsulamento do

circuito integrado utilizando pasta térmica para melhorar o contato térmico entre as duas partes. O arranjo é mostrado na Figura 5.8. Do lado oposto do resistor de aquecimento foi acoplado um termopar (tipo K) conectado a um instrumento referencial de medição. A massa total do arranjo é relativamente grande, o que proporciona uma resposta lenta, mas também bastante estável quando o equilíbrio térmico é estabelecido. O arranjo foi colocado no interior de uma pequena caixa de poliestireno fechada de forma não hermética.

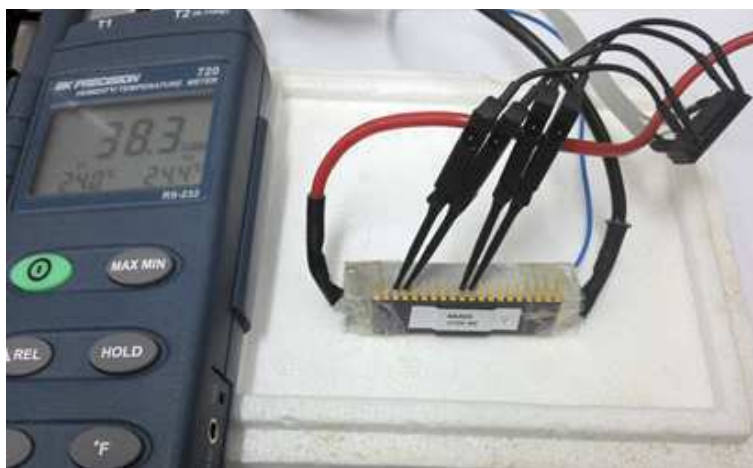


Figura 5.8 – Arranjo implementado para o ensaio térmico do sensor fabricado.

Primeiramente foram realizados os testes de resfriamento. Para isso, a caixa de poliestireno contendo o sensor de temperatura foi colocada no interior de um refrigerador comercial. Refrigerador foi ajustado para diferentes temperaturas e as medidas tomadas após cada estabilização térmica. O papel da caixa de poliestireno durante esses testes foi o de assegurar um ambiente termicamente mais estável para o sensor, uma vez que a atmosfera interna de um refrigerador comercial típico costuma ser bastante turbulenta devido a circulação forçada de ar frio. Durante esses testes nenhuma corrente foi aplicada à resistência de aquecimento. A temperatura mais baixa alcançada foi $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Os testes de aquecimento foram realizados após o fim dos testes de resfriamento. Para esses testes, a caixa contendo o arranjo com o sensor foi removida do refrigerador. Após a estabilização térmica com a temperatura ambiente, uma sequência progressiva de degraus de corrente foi aplicada à resistência de aquecimento. Cada degrau de corrente foi mantido até que se observasse o equilíbrio térmico quando então as medidas eram tomadas. A temperatura mais alta testada foi $130\text{ }^{\circ}\text{C}$. Embora o sensor tenha sido projetado para poder operar até a $150\text{ }^{\circ}\text{C}$, evitou-se temperaturas acima de $130\text{ }^{\circ}\text{C}$ para

evitar o desolamento da tampa cerâmica do encapsulamento que protege o microchip. A resposta do sensor de temperatura medida é apresentada na Figura 5.9.

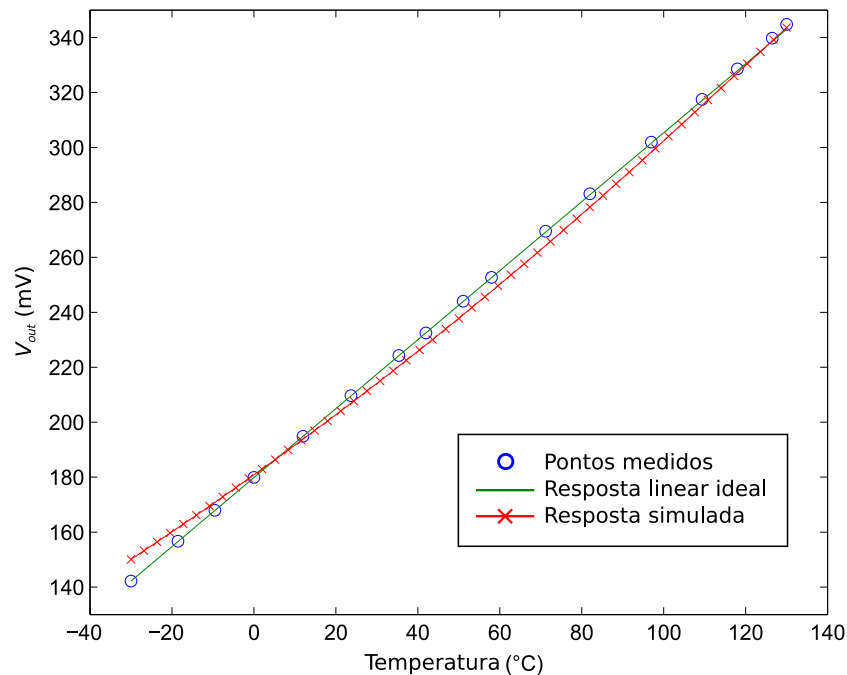


Figura 5.9 – Tensão de saída em função da temperatura para o sensor fabricado. Os círculos representam os pontos medidos empiricamente, a reta contínua indica a resposta perfeitamente linear e a curva com marcadores em cruz representa a resposta prevista por simulação.

Conforme se pode notar, a resposta empírica do sensor de temperatura é ainda mais linear do que aquela prevista em simulação. Como em simulação o desvio observado na resposta do sensor em relação a um referencial linear se deve principalmente devido a uma pequena variação no ponto ZTC de M_1 , acredita-se que essa melhora se deva a uma fortuita variação de processo na fabricação do transistor.

O erro entre a curva de temperatura do sensor testado e a resposta linear ideal dentro da faixa de testes ($-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $130\text{ }^{\circ}\text{C}$) é representada na Figura 5.10. O maior erro observado ocorre em $130\text{ }^{\circ}\text{C}$, sendo de aproximadamente $1,8\text{ }^{\circ}\text{C}$, ou $1,38\%$. O erro absoluto é inferior a $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ para temperaturas abaixo de $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ e menor do que $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ for temperaturas entre $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $115\text{ }^{\circ}\text{C}$.

O consumo do sensor ainda não pode ser medido com boa precisão, pois os instrumentos disponíveis para os ensaios são incapazes de medir correntes menores do que 100 nA , sendo esse limite o valor registrado, o que implica num consumo estimado de 100 nW , já que a tensão de alimentação é 1 V . O valor previsto em teoria é 110 nW .

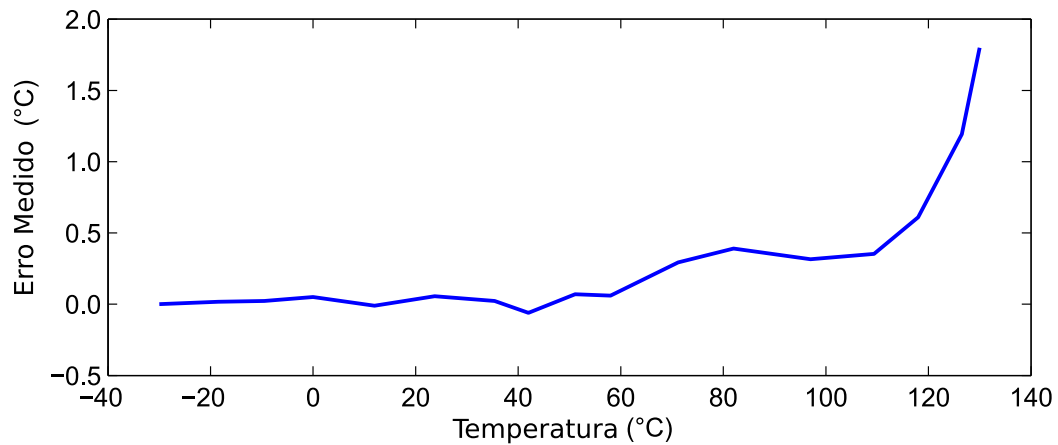


Figura 5.10 – Erro medido entre a curva de temperatura do sensor testado e a resposta linear ideal dentro da faixa de -30 a 130 °C.

5.4 Conclusão

O sensor de temperatura projetado foi fabricado e testado com excelentes resultados empíricos. A resposta do sensor fabricado foi ainda mais linear do que aquela prevista em simulação, o que comprova o acerto das decisões de projeto tomadas. Além disso, a corrente de trabalho extremamente reduzida do sensor torna desprezíveis as distorções de medida causadas pelo aquecimento dos próprios componentes, além do benefício direto de economia de energia. A potência consumida por esse sensor é tão baixa que torna seguro afirmar que o mesmo pode ser adotado em etiquetas RFID sensoras HF ou UHF sem impactos significativos nas distâncias de leitura.

Capítulo 6

Condicionador de Sinal Para Sensores à Nanotubos de Carbono

6.1 Introdução

A capacidade de ajuste remoto permite que a unidade leitora possa corrigir o ajuste da etiqueta sensora sem a necessidade de contato ou intervenção física, um recurso valioso em casos em que a etiqueta está em pontos de difícil acesso ou encerrada no interior de um compartimento lacrado, por exemplo. Isso também permite a eliminação de terminais de acesso e componentes de ajuste externos (tais como resistores ou *trim-pots*) no caso de uma implementação completa em silício, o que aumenta o potencial de miniaturização do sistema. Em alguns casos, o ajuste do sistema de medição de um sensor pode ser utilizado para otimizar a faixa de leitura para uma aplicação particular, ajustando seus limites à faixa de valores possíveis da aplicação em questão. Uma vez ajustado, os parâmetros do ajuste podem ser memorizados na etiqueta para a realização das medições futuras.

O sinal de tensão relativo a leitura de um dos sensores entregue pelo bloco Multiplexador precisa ser corretamente tratado antes de ser entregue ao conversor A/D. Dois tratamentos básicos foram previstos, o ajuste de zero e o ajuste de ganho, ambos programáveis de maneira a poderem ser alterados remotamente pela unidade leitora da etiqueta RFID.

O ajuste de zero de um sistema de medição é o ajuste que tem como objetivo tornar a saída do sistema nula quando a grandeza que se deseja medir for nula (ISO, 2008).

Em um sistema de medição eletrônico, uma forma bastante comum de implementar esse ajuste é compondo-se o sensor em um arranjo do tipo Ponte de Wheatstone, conforme ilustrado na Figura 6.1(a). Neste arranjo, a tensão de resultante (V_s) do divisor formado

pelo resistor R_p e pelo sensor (R_s) é comparada com a tensão referencial (V_{ref}) resultante do divisor formado por R_1 e R_2 . O ajuste de zero nesse arranjo resume-se a ponderar R_1 e R_2 de forma a igualar a tensão V_{ref} à tensão V_s quando a grandeza medida pelo sensor for nula. Nessa situação resultante será $VM = V_s - V_{ref} = 0$. Caso a resistência do sensor cresça com o aumento da grandeza medida, a tensão resultante irá se elevar proporcionalmente ao aumento da grandeza. Caso contrário, o aumento da grandeza provocará uma elevação negativa em VM .

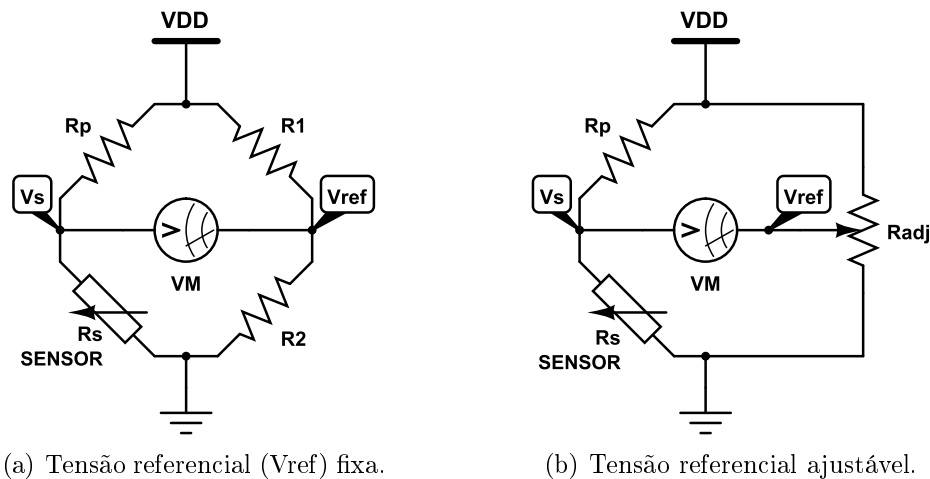


Figura 6.1 – Sensor em um arranjo do tipo Ponte de Wheatstone.

Apesar deste arranjo permitir o ajuste de zero de maneira bastante simples, esse ajuste requer a alteração dos valores dos componentes do braço direito da ponte (resistores R_1 e R_2), o que comumente é feito substituindo por um *trim-pot* ou potenciômetro, conforme a Figura 6.1(b). Em ambos os casos, o ajuste requer interferência manual direta. Na solução adotada, a tensão referencial é gerada por meio de um conversor D/A a capacitores chaveados, permitindo que o ajuste de zero possa ser programado pela entrada digital *ZeroAdj* de 8 bits, podendo assumir valores entre V_{ref-} e V_{ref+} .

Além disso, como o sistema completo de medição, neste caso, integra a unidade leitora, parte do ajuste pode ser feito na etiqueta e a outra parte pelo leitor. Essa estratégia permite que “zero” da grandeza para o sistema etiqueta corresponda não ao zero real da grandeza, mas a um valor mínimo pré-determinado, coerente com uma aplicação específica.

O segundo ajuste feito pelo circuito de condicionamento de sinal, ajuste de ganho, é realizado por um amplificador de instrumentação de ganho programável. O diagrama completo do circuito de condicionamento de sinal dos sensores é apresentado na Figura

6.2.

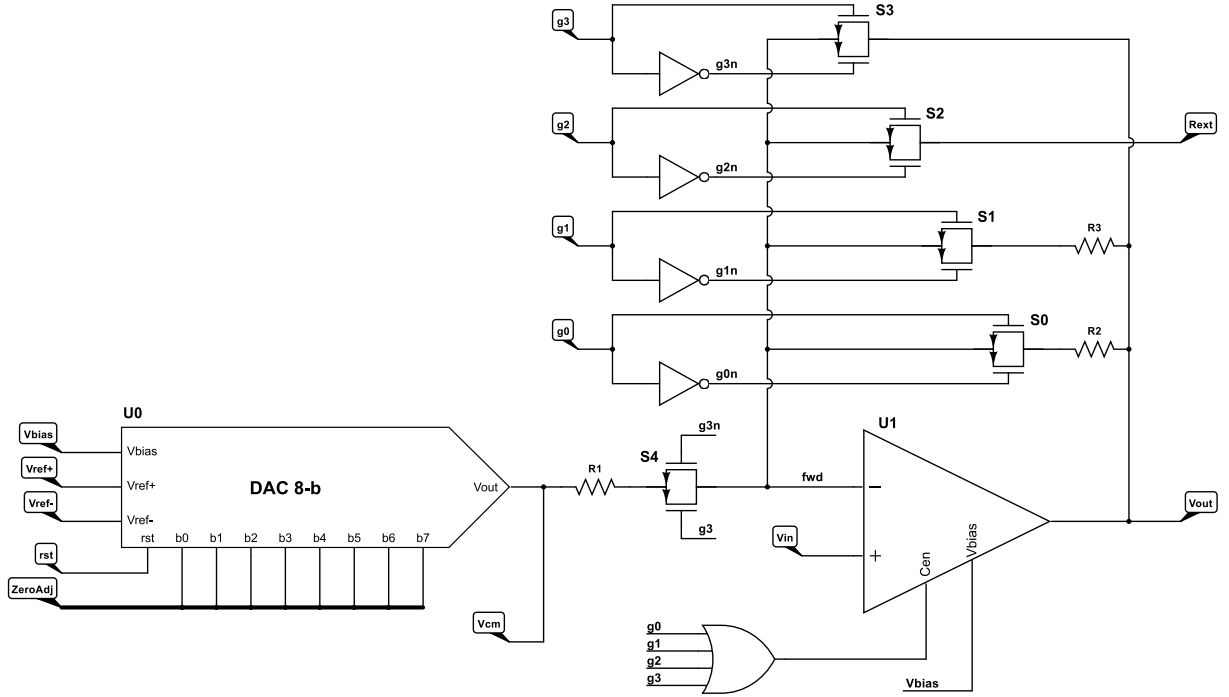


Figura 6.2 – Diagrama esquemático do circuito de condicionamento do sinal dos sensores.

Na Figura 6.2 é possível identificar o amplificador de instrumentação (componente U_1) com o respectivo circuito de controle de ganho por realimentação formado pelos resistores R_1 a R_3 , os quatro inversores lógicos e as chaves S_0 a S_4 , implementadas por portas de transmissão CMOS. O circuito proposto prevê cinco valores de ganho distintos, controlados (ou programados) pelas entradas digitais g_0 a g_3 que compõem a palavra digital $gain$. Para $gain = 0001_2$ e $gain = 0010_2$, o ganho em corrente contínua será definido pelos resistores R_1 a R_3 conforme a equação

$$Av_{1,2} = \left(1 + \frac{R_{(N+1)} + R_{on_N}}{R_1 + R_{on_4}} \right) \quad (6.1)$$

para a qual N é o valor decimal da palavra de ganho ($gain$), $R_{(N+1)}$ é o valor do resistor associado ao ganho e R_{on_N} é a resistência de condução da chave S_N .

Para $gain = 0100_2$, o ganho será definido por R_1 e pelo resistor externo (R_e) conectado entre o terminal R_{ext} e a saída V_{out} . Esse resistor de ganho externo ao circuito de condicionamento de sinais pode ser tanto deixado externo ao circuito integrado quanto internamente posicionado nas vizinhanças do próprio circuito. A primeira alternativa permite a adoção de ganho arbitrário que pode facilmente ser de valor elevado, uma vez que grandes valores de resistência não costumam ser um problema na

escala de circuito. Por outro lado, essa alternativa implica em dois *pads* adicionais no circuito integrado, o que inclui o próprio terminal de saída do amplificador de instrumentação, diretamente ligado à entrada do conversor A/D. Externar este terminal pode ter impacto considerável no ruído do sistema, degradando o sinal medido. É uma escolha perfeitamente válida em um circuito de caracterização mas para uma solução final essa desvantagem deve ser cuidadosamente ponderada. Em contrapartida, a colocação do resistor R_g no próprio circuito integrado traz a vantagem de poupar os dois *pads* externos e reduzir o ruído, mas também elimina a possibilidade de um ajuste arbitrário do ganho associado e pode ter impacto significativo na área de silício caso o valor da resistência seja muito elevado. Para essa configuração, o ganho pode ser calculado conforme a equação

$$Av_3 = \left(1 + \frac{R_e + R_{on2}}{R_1 + R_{on4}} \right) \quad (6.2)$$

O ganho unitário é obtido com a palavra $gain = 1000_2$ que fecha a chave S_3 e abre a chave S_4 , colocando o amplificador na configuração de seguidor de tensão. Para ganho máximo a palavra $gain$ deve ser zero, fazendo com que as chaves S_0 a S_3 fiquem abertas e o amplificador passe a operar em malha aberta. Nessa situação, o circuito interno de compensação em frequência do amplificador não é mais necessário e pode ser desligado, o que é feito com auxílio da porta OU de quatro entradas conectadas a palavra de ganho.

O ajuste de *offset* do amplificador, correspondente ao ajuste de zero do sensor, é implementado pelo conversor digital/analógico de 8 bits (DAC-8b), cuja tensão de saída é definida pela palavra digital $ZeroAdj$ de oito bits. Mais uma vez, buscando-se minimizar o consumo de energia, adotou-se um conversor D/A a capacitores chaveados (também chamado conversor D/A por redistribuição de carga). A tensão de *offset* do circuito, identificada como V_{cm} , é ligada a um terminal de mesmo nome para ser futuramente conectada a um *pad* externo do circuito integrado de teste para fins de caracterização. A entrada V_{bias} refere-se à tensão de polarização comum ao amplificador de instrumentação e ao amplificador interno de saída do conversor D/A. As entradas analógicas V_{ref+} e V_{ref-} referem-se às tensões referenciais superior e inferior do conversor D/A, podendo inclusive assumir valores acima e abaixo dos de alimentação. Por fim, a entrada rst destina-se ao *reset* do conversor, devendo ser ativada por um breve período antes de da programação do *offset* para garantir que qualquer carga residual ou parasítica nos

capacitores do conversor seja eliminada a fim de não distorcer o valor analógico da tensão de saída desejada.

O projeto de cada um dos componentes do sistema será discutido em mais detalhes nas seções seguintes.

6.2 Amplificador de Instrumentação de Ganho e *Offset* Programáveis

Ao contrário da análise bibliográfica sobre conversores A/D, não foi possível identificar em todas as fontes pesquisadas uma convergência em torno de uma topologia de amplificadores de instrumentação que se mostre mais indicada ao uso em etiquetas RFID sensoras.

Amplificadores de instrumentação baseados nas três topologias clássicas, isto é, à três amplificadores, à realimentação de corrente ou à realimentação resistiva caracterizam-se por apresentar uma excelente linearidade e elevada capacidade de ganho mas, por outro lado, apresentam eficiência energética limitada. Seu consumo tipicamente está na faixa de dezenas de μW a dezenas de mW . Amplificadores de Instrumentação de topologia *chopper*, em contrapartida, apresentam uma elevada eficiência energética, mas não a mesma linearidade das topologias clássicas e seu ganho DC é tipicamente da ordem de 20 dB (10 V/V), só alcançando o valor máximo para sinais de frequência na ordem de dezenas ou centenas de Hertz. Adicionalmente, na topologia *chopper* o ganho em corrente alternada é definido por uma relação entre capacitâncias que são, por sua vez, chaveadas por um circuito de controle. Por essa razão, a implementação do recurso de ganho programável requer ou a mudança da frequência de chaveamento dos capacitores ou a mudança mesma das capacitâncias. Tais soluções implicam em problemas com injeção de cargas parasitas, elevação do *offset* residual e da potência do ruído no sinal de saída. A melhor solução, portanto, parece depender da aplicação de destino.

Para uma etiqueta sensora RFID cuja aplicação requiera o monitoramento contínuo de sinais variantes no tempo com frequência igual o maior que alguns Hertz, como sinais biológicos, por exemplo, o amplificador de instrumentação em topologia *chopper* parece ser o mais indicado. Um exemplo de aplicação desse tipo pode ser visto em (YEAGER *et al.*, 2010), uma etiqueta sensora RFID UHF para a faixa de 900 MHz. Nela um amplificador em topologia *chopper* é utilizado para amplificar o sinal de um termopar que é então

aplicado em um conversor A/D. A etiqueta completa foi capaz de operar a 3 m de distância da antena leitora.

Para etiquetas sensoras cuja aplicação requeira o monitoramento intermitente de sinais em momentos pontuais, o amplificador de instrumentação em uma das três topologias clássicas parece ser a melhor solução. Um exemplo da aplicação de um amplificador de topologia clássica em um sistema de sensoriamento sem fio pode ser visto em (BULT *et al.*, 1996).

O sistema que se propõe neste trabalho não se destina a monitoração contínua no tempo mas a medições da concentração de gases em momentos pontuais. Por outro lado, as resistências dos sensores de nanotubos de carbono projetados devem assumir um valor entre 100 k Ω e 300 k Ω com variação de 0,001% a 20% mediante a exposição ao gás alvo, conforme explicado em maiores detalhes no Capítulo 7. Assumindo o pior caso, isto é, $R_S = 100 \text{ k}\Omega$ e $\Delta R_S = 0,001\%$, se o sensor for polarizado por resistor de *pull-up* tal como na Figura 6.1, com $R_P = 200 \text{ k}\Omega$ e $V_{DD} = 1,2 \text{ V}$, a menor variação do sinal do sensor será de 2,67 μV . Como a faixa de tensões de entrada do conversor A/D projetado é de 500 mV (valores inferiores podem ser utilizados, mas com perda de linearidade), o ganho correspondente para o amplificador é de 106,57 dB, bem acima do ganho típico de um amplificador *chopper* em corrente contínua. Por essas razões uma topologia clássica foi adotada.

Dentre as três topologias clássicas, a de realimentação de corrente é que apresenta a menor eficiência energética, tendo sido por isso descartada. Entre as topologias a três amplificadores e à realimentação resistiva (dois amplificadores), a última opção é a mais eficiente em termos de consumo. Em contrapartida, essa topologia apresenta uma baixa rejeição de modo comum (CMRR) e ruído muito elevado para altos ganhos, o que a torna dificilmente empregável para ganhos acima de 60 dB. Dessa forma, a topologia clássica a três amplificadores se mostra a mais adequada para a solução proposta. O diagrama esquemático da sua implementação clássica é apresentado na Figura 6.3.

Algumas variações da topologia a três amplificadores foram estudadas na tentativa de implementar o amplificador de instrumentação com as características adequadas, isto é, impedância de entrada elevada, ganho da ordem de 107 dB, baixíssimo consumo (menor que 10 μW), tensão de alimentação não simétrica e não superior a 1,2 V. Por tratar-se de um projeto que tem a limitação de consumo como sua principal diretriz, a

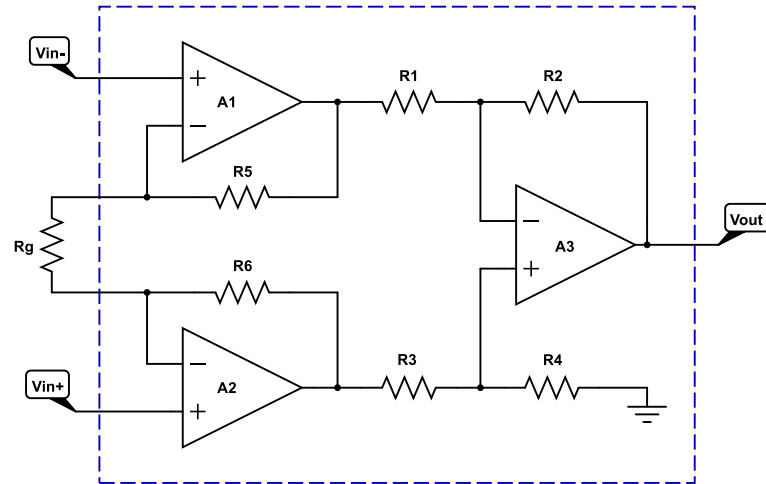


Figura 6.3 – Diagrama esquemático da topologias a três amplificadores do amplificador de instrumentação clássico.

implementação do amplificador utilizando transistores operando na região sub-limiar é uma escolha bastante natural. Contudo, amplificadores de ganho muito elevado operando na região sub-limiar costumam requerer transistores com a largura do canal bastante elevada ou mesmo W e L simultaneamente elevados. Tais características são inconvenientes para o leiaute e podem dar origem ao descasamento não desprezível do par diferencial. Por essa razão, decidiu-se testar as duas alternativas (implementação em inversão forte e em sub-limiar) a fim de estabelecer de forma mais segura uma boa solução.

Partindo primeiramente das implementações em inversão forte, tentou-se a solução baseada em amplificadores de um estágio na entrada e tipo Miller na saída, mas ela não se mostrou capaz de cumprir os requisitos de ganho e consumo. A solução baseada em três amplificadores do tipo Miller operando em inversão forte atendeu aos requisitos de ganho e impedância de entrada mas apresentou um consumo muito mais elevado do que a especificação. Além disso, ambas as implementações necessitam resistores de valor elevado para atender ao ganho especificado sem elevar demasiadamente o consumo. Esta afirmação pode ser melhor compreendida analisando-se o ganho deste amplificador cuja equação é expressa por (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010):

$$V_{out} = \Delta V_{in} \left(1 + \frac{2R_{56}}{R_g} \right) \frac{R_{24}}{R_{13}} \quad (6.3)$$

sendo $R_{56} = R_5 = R_6$, $R_{13} = R_1 = R_3$ e $R_{24} = R_2 = R_4$, conforme a Figura 6.3. Dessa forma, um ganho muito elevado requer o aumento das relações R_{56}/R_g e R_{24}/R_{13} , o que não pode ser feito reduzindo-se muito R_{13} sob pena de sobrecarregar os estágios de

saída dos amplificadores A1 e A2 com cargas de impedância muito baixas nem reduzindo-se muito R_g a ponto de torna-lo próximo a resistência de condução da própria porta de transmissão CMOS que precisará chaveá-lo juntamente com outras resistências para controlar o ganho. A consequência natural é o aumento das resistências de R_{24} e R_{56} . Quando assumem valores muito altos, tais resistores requerem uma grande área de silício para serem implementados, o que se soma ainda a área dos capacitores de compensação dos três amplificadores, resultando numa grande área total ocupada somente pelo amplificador de instrumentação.

Naturalmente, refazer as soluções anteriores utilizando amplificadores com transistores operando na região sub-limiar seria uma alternativa válida, mas não livraria o problema da área ocupada pelos resistores. Buscou-se então uma alternativa que permitisse reduzir o número de resistores e ainda fosse capaz de atender aos requisitos. A implementação baseada no Amplificador Diferencial de Diferenças, proposto inicialmente por Sackinger e Guggenbuhl (SACKINGER; GUGGENBUHL, 1987) mostrou-se uma alternativa atrativa. Seu diagrama esquemático é mostrado na Figura 6.4.

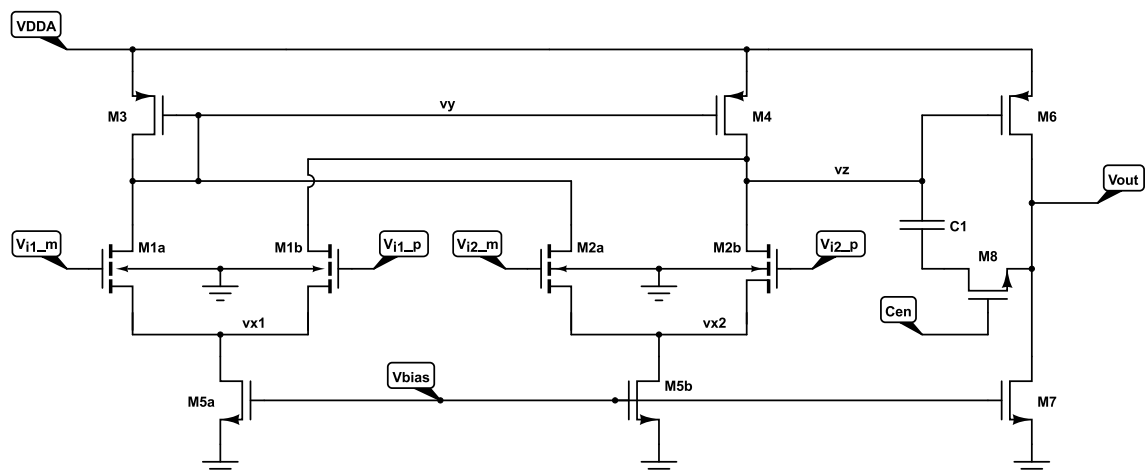


Figura 6.4 – Diagrama esquemático do amplificador operacional projetado.

De maneira abstrata, o Amplificador Diferencial de Diferenças (ADD) pode ser entendido como uma variante da topologia a três amplificadores ilustrado na Figura 6.3. Neste caso, os dois amplificadores que compõem o primeiro estágio (A1 e A2) são implementados pelo par de amplificadores diferenciais formados pelos transistores $M_{1a,b}$, $M_{2a,b}$, M_3 , M_4 e $M_{5a,b}$. Ao mesmo tempo, o espelho de corrente formado pelos transistores M_3 e M_4 vincula os dois pares diferenciais do primeiro estágio, forçando uma saída única, tal como faria o estágio de entrada diferencial do terceiro amplificador (A3)

na implementação clássica. Por fim, os transistores M_6 e M_7 formam o estágio de saída tal como também o faria o estágio de saída do terceiro amplificador na implementação clássica. Como os resistores de realimentação interna existentes na implementação clássica não possuem equivalentes diretos no ADD, o controle do ganho pode ser implementado por uma realimentação externa, tal como ilustrado na Figura 6.5.

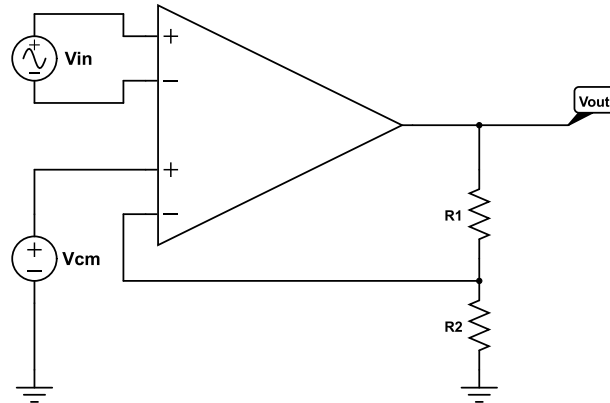


Figura 6.5 – Implementação do amplificador de instrumentação a partir do amplificador diferencial de diferenças.

Nessa situação, o ganho do amplificador de instrumentação será dado por:

$$A_v = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (6.4)$$

Naturalmente a configuração como *buffer* não inversor, útil para a determinação do *slew rate*, correspondente a $A_v = 1$, implica em $R_1 = 0$ na Equação 6.4, independentemente do valor de R_2 , ou seja, pode ser obtida conectando-se diretamente a saída (V_{out}) à entrada V_{in-} e eliminando-se R_2 . Da mesma forma como se faria em um amplificador operacional comum.

Contrariamente à implementação clássica na qual amplificadores de dois estágios são ligados em cascata multiplicando-se os ganhos, o amplificador de instrumentação implementado a partir do Amplificador Diferencial de Diferenças possui apenas dois estágios entre as entradas e a saída. A realização de um amplificador de ganho elevado nessas condições requer que os próprios transistores de amplificação tenham o ganho elevado. Essa condição pode ser satisfeita sem que um consumo de corrente elevado seja necessário, projetando o amplificador para operar com os transistores na região sub-limiar.

Admitindo-se que os pares diferenciais do Amplificador Diferencial de Diferenças são perfeitamente casados, isto é, $M_{1a} = M_{1b} = M_{2a} = M_{2b}$ e que ambos são polarizados

pelo mesmo valor de corrente, ou seja, $M_{5a} = M_{5b}$ com um espelho de relação unitária ($M_3 = M_4$), pode-se concluir da análise de pequenos sinais que seu ganho total é dado por:

$$Av_{DC} = g_{m1}g_{m6} \left(\frac{1}{g_{ds1} + g_{ds3}} \right) \left(\frac{1}{g_{ds6} + g_{ds7}} \right) \quad (6.5)$$

Para transistores MOS operando em regime sub-limiar na região de saturação, a transcondutância pode ser calculada por:

$$g_m = \frac{I_D}{mV_T} \quad (6.6)$$

sendo m o parâmetro de inclinação sub-limiar e V_T a tensão termodinâmica. Da mesma forma, a resistência de dreno-fonte pode ser calculada como:

$$r_{ds} = \frac{\lambda_D I_D}{mV_T} \quad (6.7)$$

para a qual λ_D é o coeficiente de abaixamento de barreira induzido pelo dreno (DIBL). Aplicando as Equações 6.6 e 6.7 na Equação 6.5, e considerando que o parâmetro m entre transistores do mesmo tipo é aproximadamente igual, pode-se aproximar o ganho total do amplificador por:

$$Av_{DC} \approx \frac{1}{(\lambda_{D1} + 2\lambda_{D3})(\lambda_{D6} + \lambda_{D7})} \quad (6.8)$$

Como o efeito de abaixamento de barreira induzido pelo dreno está fortemente relacionado com a distância entre os terminais de dreno e fonte do transistor, o coeficiente λ_D , e conseqüentemente o ganho Av_{DC} pode ser dimensionado ajustando-se o valor de L . De maneira mais específica, o coeficiente λ_D é inversamente proporcional a L e a tensão entre dreno e fonte, V_{DS} .

Tendo o dimensionamento das medidas L dos transistores em função do ganho almejado como ponto de partida, diversas implementações foram tentadas para diferentes combinações de tensão de alimentação (V_{DD}), tensão de modo comum (V_{CM}) e correntes I_5 e I_6 . A melhor combinação de parâmetros não é evidente num primeiro momento devido às implicações que a melhora de uma característica traz sobre as demais. Ao final, duas implementações alcançaram bons resultados sendo reportadas a seguir.

Os parâmetros aproximados de dimensionamento da primeira implementação satisfatória do Amplificador Diferencial de Diferenças (Solução A) são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Parâmetros de dimensionamento da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças.

V_{DD} (mV)	V_{CM} (mV)	I_6/I_5 (nA/nA)	$M_{1,2}$	$M_{3,4}$	M_5	M_6	M_7	M_8	C_C (pF)	A_{vDC} (teórico)
925	425	1800/100	108/22	234/40	11/2	186/1,5	324/4,5	60/22	0,8	104 dB

Os dados de tensão nominal e correntes de polarização definem o consumo desta solução em $1,85 \mu\text{W}$, chegando a $2,0 \mu\text{W}$ se for alimentado com $V_{DD} = 1 \text{ V}$. O *slew rate* foi calculado adaptando-se para o caso do ADD o caso geral para amplificadores de dois estágios descrito por Palmisano *et al.* (PALMISANO *et al.*, 2001). Neste caso, considerando-se o arranjo ilustrado na Figura 6.6(a) para uma carga capacitiva C_L conectada na saída, o *slew rate* pode ser calculado como:

$$SR = \text{minimo} \left(\frac{I_5}{C_C}, \frac{I_6}{C_L + C_C} \right) \tag{6.9}$$

De outra forma, se o amplificador for conectado conforme o arranjo ilustrado na Figura 6.6(b) (equivalente ao arranjo da Figura 6.6(a) com $V_{cm} = 0 \text{ V}$), haverá uma corrente de polarização média igual a $I_5/2$ fluindo através dos dois transistores do par diferencial ligados a tensão de modo comum, por consequência, apenas a outra metade de I_5 estará disponível para a carga e descarga do capacitor de compensação C_C . Neste caso, a Equação 6.9 pode ser reescrita como:

$$SR = \text{minimo} \left(\frac{I_5}{2C_C}, \frac{I_6}{C_L + C_C} \right) \tag{6.10}$$

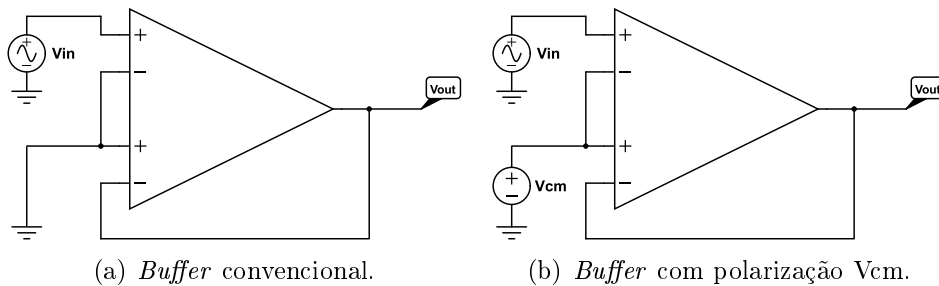


Figura 6.6 – Amplificador Diferencial de Diferenças em arranjo tipo *buffer*.

Este segundo arranjo é compatível com aquele descrito na Figura 6.2, razão pela qual a Equação 6.10 foi utilizada no dimensionamento do amplificador. Para os parâmetros

dados na Tabela 6.1, e considerando as duas capacitâncias de carga possíveis no projeto, isto é, 4 pF e 7,5 pF (relativas aos conversores A/D de 8 e 10 bits, respectivamente), o *slew rate* calculado foi 62,5 mV/ μ s para ambos os casos (o primeiro termo da Eq. 6.10 foi dominante nas duas situações).

O ganho teórico do amplificador, utilizado como ponto de partida do projeto, foi calculado pela equação 6.8 como sendo 103,6 dB. Embora esse valor esteja abaixo da especificação estabelecida (107 dB), ele apenas reflete a relaxação dos parâmetros dos transistores realizada após as simulações que indicaram o ganho adequado, conforme exposto na Seção 6.4.

Para um amplificador de dois estágios tipo Miller, a capacitância de compensação C_c pode ser calculada por:

$$C_C \approx \frac{g_{m1}}{2\pi \cdot GBW} \quad (6.11)$$

para a qual g_{m1} é a transcondutância do transistor de entrada M_1 e GBW é o produto ganho-largura de banda desejado. No caso do ADD, o transistor de entrada M_{1a} só contribui com metade do sinal de saída do primeiro estágio em relação ao equivalente Miller, por essa razão a Equação 6.11 pode ser reescrita para o ADD como:

$$C_C \approx \frac{g_{m1}}{4\pi \cdot GBW} \quad (6.12)$$

Dessa forma, para $GBW = 100$ kHz e $g_{m1} = 1$ μ A/V (obtido por simulação), o capacitor de compensação calculado foi $C_C \approx 796$ fF. Adotou-se $C_C = 800$ fF. Além disso, o amplificador foi projetado para um *offset* de saída igual a 400 mV que é o valor mediano da faixa de entrada do conversor A/D em operação nominal ($V_{ref-} = 150$ mV e $V_{ref+} = 650$ mV).

Finalmente, o transistor M_9 foi dimensionado de forma a atuar como pseudo-resistor quando $C_{en} = 1$ V, agindo juntamente o capacitor C_C na compensação de fase do amplificador. Seu dimensionamento foi feito com base nas simulações de resposta frequencial. O valor elevado de da largura do seu canal decorre da necessidade de se manter o valor da resistência de canal suficientemente alta mesmo para um valor elevado de tensão porta-fonte. Ao mesmo tempo, o controle desse transistor (via entrada C_{en}), permite desligar a compensação de fase caso o amplificador passe a operar em malha aberta, tornando sua resposta mais rápida nessa situação.

Os parâmetros aproximados de dimensionamento da segunda implementação satisfatória do Amplificador Diferencial de Diferenças (Solução B) são apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Parâmetros aproximados de dimensionamento da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças.

V_{DD} (mV)	V_{CM} (mV)	I_6/I_5 (nA/nA)	$M_{1,2}$	$M_{3,4}$	M_5	M_6	M_7	M_8	C_C (pF)	A_{vDC} (teórico)
950	450	600/400	35/2	30/2	45/2	24/1	52/1	2/24	1,2	83,7 dB

Conforme se pode notar, esta última implementação possui grandes diferenças em relação a Solução A. Primeiramente, o requisito de ganho foi relaxado no projeto de 107 dB para 80 dB. Esse ganho não atende o caso mais exigente de sensoriamento (variação da entrada de 0,001%, tipicamente obtida no sensoriamento do Nitrogênio) mas atende ao sensoriamento de gases mais reagentes ao sensor cuja resposta requer ganhos bem mais modestos (da ordem de 40 a 60 dB).

A redução do requisito de ganho teve impacto no dimensionamento de todos os componentes do amplificador. O primeiro benefício direto foi a redução drástica das dimensões dos transistores. Enquanto na Solução A a porta dos maiores transistores ($M_{3,4}$) ocupa uma área de aproximadamente $9360 \mu\text{m}^2$ ($234 \times 40 \mu\text{m}$), na Solução B essa área é de aproximadamente $90 \mu\text{m}$ (transistores $M_{5a,b}$, $45 \times 2 \mu\text{m}$). O segundo impacto notável foi o aumento da corrente de polarização do primeiro estágio que saltou de 100 nA na Solução A para 400 nA na Solução B.

O aumento de I_5 foi feito para melhorar o *slew rate* que na Solução A era limitado pelo primeiro estágio do amplificador. Na Solução A essa melhora é virtualmente inviável pois todos os transistores do primeiro estágio, que já são bastante grandes, teriam que ter seus comprimentos aumentados ainda mais. Em contrapartida ao aumento de I_5 , a corrente no segundo estágio foi reduzida em um terço, passando a ser de 600 nA. Embora essa redução tenda a limitar o *slew rate* ela permite reduzir o consumo total do amplificador, bem como as dimensões dos transistores do segundo estágio. Com a redução da corrente total de polarização, consumo total da Solução B é de apenas $1,33 \mu\text{W}$ em tensão nominal (950 mV), ou, $1,4 \mu\text{W}$ se alimentada com 1 V.

Adotou-se para essa implementação um produto ganho-largura de banda mais elevado, $GBW = 500 \text{ kHz}$. A capacitância de compensação calculada foi $C_C = 1,2 \text{ pF}$. O *slew rate* teórico para essa implementação, considerando $C_L = 4 \text{ pF}$ e $C_L = 7,5 \text{ pF}$ foi 115

mV/ μ s e 69 mV/ μ s, respectivamente. Desta vez, o segundo termo da Equação 6.10 foi predominante nos dois casos.

6.3 Conversor Digital/Analógico de 8 bits

Mais uma vez, buscando-se minimizar o consumo de energia, adotou-se um conversor D/A a capacitores chaveados (também chamado conversor D/A por redistribuição de carga), cujo diagrama geral é apresentado na Figura 6.7.

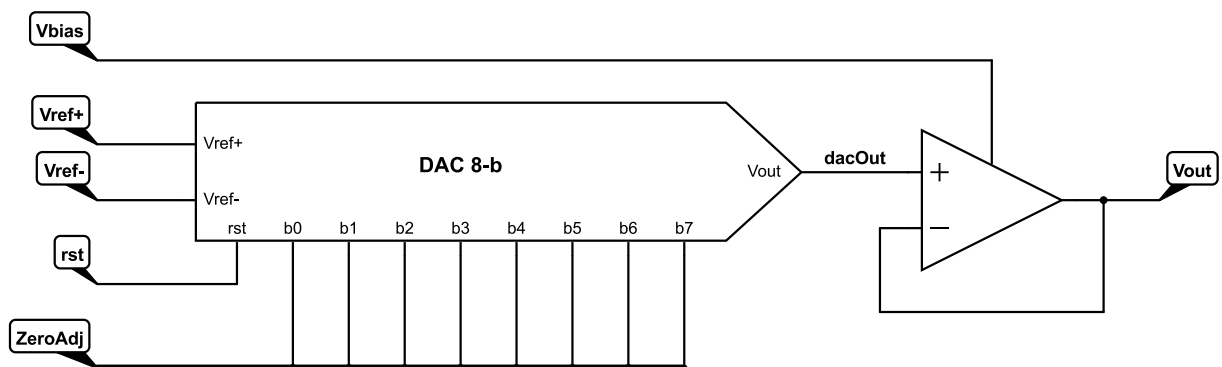


Figura 6.7 – Diagrama do conversor digital/analógico projetado para o ajuste de *offset* no circuito de condicionamento do sinal dos sensores.

Conforme se pode notar, esse conversor é composto por dois componentes principais, a matriz capacitiva, responsável pela conversão do valor digital aplicado nas entradas b_0 a b_7 (conectadas à porta *ZeroAdj*) na tensão analógica correspondente (*dacOut*), e um amplificador operacional conectado como *buffer*, responsável por isolar a matriz capacitiva da carga conectada na saída do conversor (*Vout*), evitando que esta descarregue ou distorça a tensão ali presente. As subseções seguintes tratarão mais detalhadamente do projeto de cada um desses componentes.

6.3.1 Matriz Capacitiva

A matriz capacitiva que compõe o núcleo do conversor digital/analógico projetado e segue basicamente o mesmo arranjo daquele empregado no projeto do primeiro conversor analógico/digital fabricado. Seu diagrama esquemático simplificado é apresentado na Figura 6.8.

Da mesma forma que na matriz capacitiva do conversor A/D, um conjunto de capacitâncias de peso binário é chaveada por um conjunto de chaves comandadas por

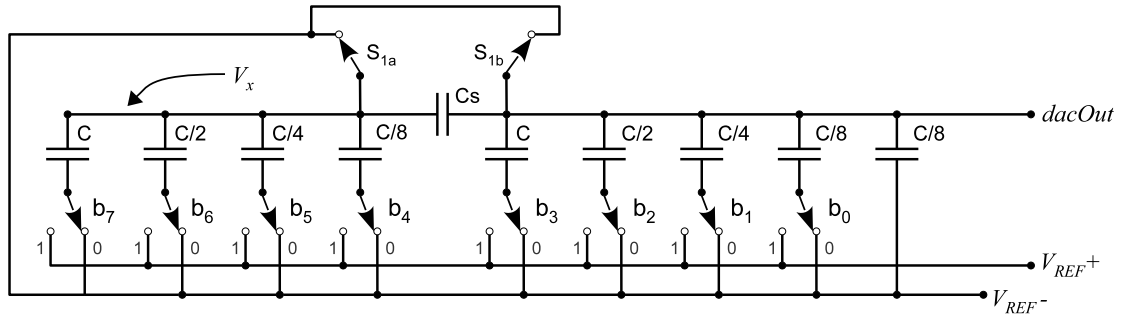


Figura 6.8 – Diagrama esquemático do conversor digital/analogico empregado no circuito de condicionamento do sinal dos sensores.

uma palavra binária. A divisão da matriz de 8 bits em duas partes de 4 bits cada, conectadas em cascata por um capacitor de escalonamento C_S para evitar o uso de capacitores demasiadamente grandes nos bits mais elevados também é válida e aplicável neste caso, tal como ilustrado na Figura 6.8, sendo seu valor calculado por:

$$C_S = C \frac{2^4}{2^4 - 1} = \frac{16C}{15} \quad (6.13)$$

Seu princípio de funcionamento é bastante simples, consistindo basicamente em um divisor de tensão capacitivo entre a tensão de referencia superior, V_{ref+} , e inferior, V_{ref-} . Diferentemente do conversor A/D, neste caso não é necessária uma sequência específica de chaveamento dos capacitores para o correto funcionamento do conversor, salvo pelo comando das chaves de descarga da matriz, S_{1a} e S_{1b} que devem ser fechadas antes da carga de uma nova palavra digital na entrada. Ao mudar a palavra digital na entrada do conversor, as chaves irão posicionar as placas inferiores dos capacitores em um dos trilhos de referência (V_{ref+} ou V_{ref-}), fazendo com que os capacitores se carreguem de acordo com seu peso e diferença de potencial. Como os nós V_x e $dacOut$ são justamente os nós centrais do divisor capacitivo, sua tensão será a tensão do próprio divisor. Sendo assim, a tensão de saída $dacOut$ pode ser calculada diretamente pela equação (MALOBERTI, 2007):

$$dacOut = V_{ref-} + \left(\frac{b_7}{2^0} + \frac{b_6}{2^1} + \frac{b_5}{2^2} + \frac{b_4}{2^3} + \frac{b_3}{2^4} + \frac{b_2}{2^5} + \frac{b_1}{2^6} + \frac{b_0}{2^7} \right) (V_{ref+} - V_{ref-}) \quad (6.14)$$

O projeto seguiu as mesmas diretrizes do conversor D/A empregado no conversor analógico/digital de 8 bits validado experimentalmente, porém com algumas alterações. O diagrama esquemático da matriz capacitiva implementada é mostrado na Figura 6.9.

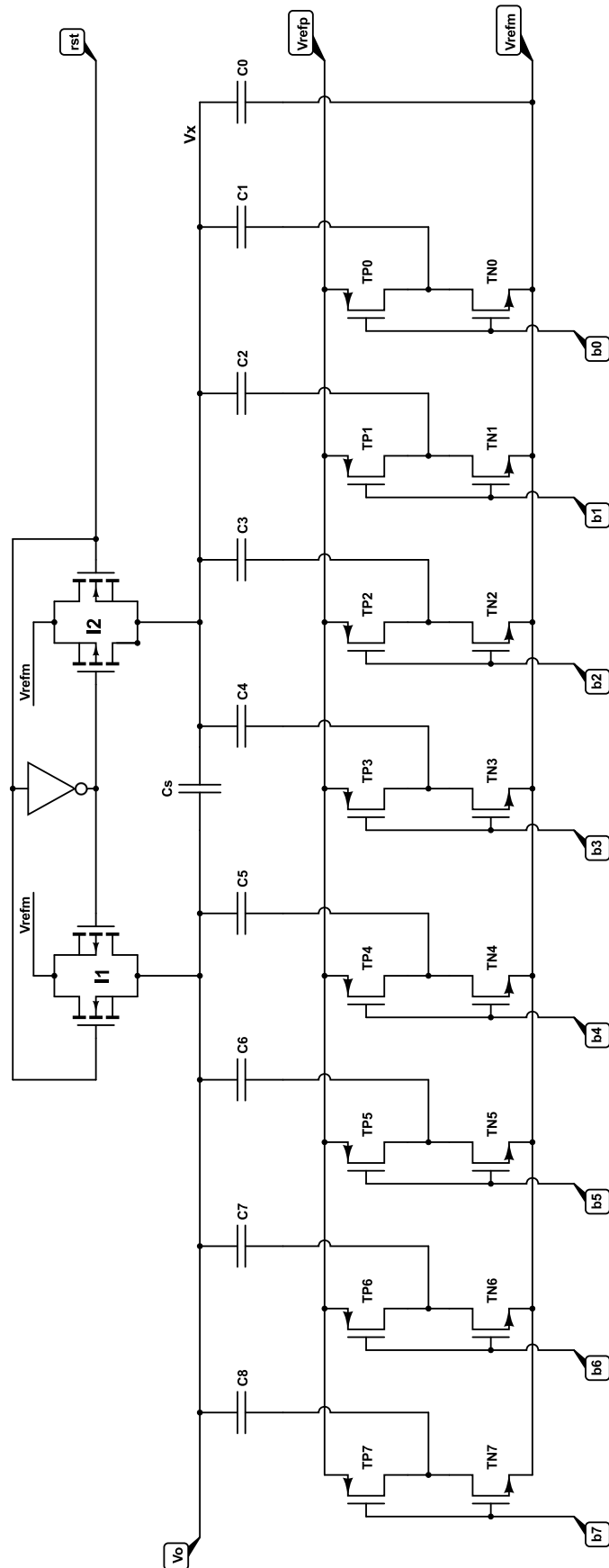


Figura 6.9 – Diagrama esquemático da matriz capacitiva implementada para o conversor D/A de 8 bits.

Primeiramente foram eliminados os inversores de tensão responsáveis pelo comando das chaves de *reset* da matriz ($I1$ e $I2$), não mais necessários uma vez que tanto Vx quanto $dacOut$ só assumem valores positivos de tensão. Da mesma forma, foram eliminadas também as chaves de amostragem associadas à V_{in} e a chave associada à V_{ref-} .

Alguns melhoramentos aplicados ao conversor A/D de 10 bits também foram adotados nesse projeto. A capacitância unitária adotada foi de 120 pF, ao invés de 98 pF, como no conversor D/A do A/D de 8 bits. Também se adotou o mesmo dimensionamento das chaves de comando dos capacitores utilizado no A/D de 10 bits a fim de reduzir a injeção de carga pelas chaves.

6.3.2 Amplificador Operacional de Ultra-Baixo Consumo

Conforme exposto na Seção 6.3, a matriz capacitiva do conversor D/A não é capaz de comandar cargas conectadas à sua saída, senão capacitivas de valor muito menor do que a da sua própria rede. Por essa razão, um *buffer* de saída é necessário ao conversor D/A. Esse *buffer* de saída é geralmente implementado por um amplificador operacional, ao invés de um simples estágio de ganho, a fim de minimizar as distorções no sinal de tensão introduzidas pelo *buffer*.

Para atender às características da carga a qual o conversor será conectado, isto é, o amplificador de instrumentação e circuito de programação do ganho, foi projetado um amplificador operacional de ultra-baixo consumo, utilizando transistores polarizados na região sub-limiar, da mesma forma como descrito na Seção 6.2. Adicionalmente, para a tensão de polarização das fontes de corrente, V_{bias} , adotou-se o mesmo valor que foi empregado nas duas versões do amplificador de instrumentação (250 mV), de forma a simplificar o circuito referencial de tensão e poupar energia. O diagrama esquemático do amplificador projetado é apresentado na Figura 6.10

Os parâmetros aproximados de dimensionamento do amplificador operacional projetado são apresentados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 – Parâmetros aproximados de dimensionamento do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.

V_{DD} (mV)	V_{CM} (mV)	I_6/I_5 (nA/nA)	$M_{1,2}$	$M_{3,4}$	M_5	M_6	M_7	R_C (M Ω)	C_C (fF)	Av_{DC} (teórico)
925	400	40/860	10/5	5,6/2	6,4/4	117/1	118/3	1,8	190	94 dB

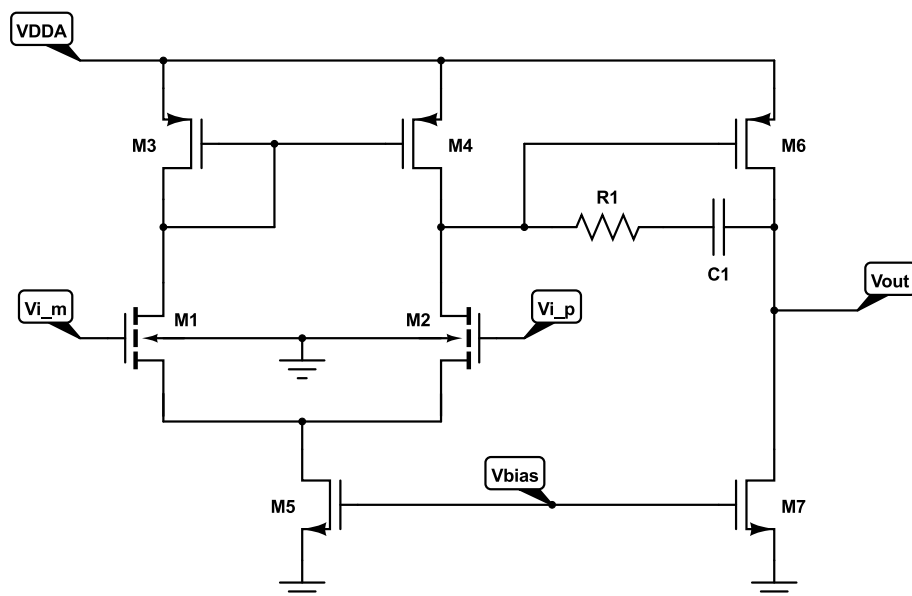


Figura 6.10 – Diagrama esquemático do amplificador operacional projetado.

Conforme se pode notar, o ganho previsto em teoria para este amplificador é bastante elevado, aproximadamente 94 dB. Embora esse não tenha sido um requisito diretor do projeto, o ganho elevado minimiza a distorção de tensão entre a entrada e a saída do *buffer* sendo, portanto, uma característica desejável. Ao mesmo tempo, esse ganho foi alcançado sem a necessidade do emprego de transistores de dimensões elevadas o que se deve basicamente à baixa corrente de polarização do primeiro estágio (40 nA). Isto foi possível graças a baixa capacitância de carga especificada, $C_L = 2$ pF, e a baixa capacitância de compensação, $C_C = 190$ fF.

Os transistores de comprimento elevado no segundo estágio, bem como a corrente de polarização, mais de vinte vezes mais elevada do que a do primeiro estágio, foram necessários para dar ao amplificador capacidade de comandar as cargas resistivas que compõem o circuito de programação de ganho associado ao amplificador de instrumentação.

O consumo total do amplificador é de apenas 832 nW em tensão nominal (925 mV), ou, 900 nW se alimentado com 1 V. Adotou-se para esse projeto um produto ganho-largura de banda igual 500 kHz. O *slew rate* teórico é de 393 mV/ μ s, sendo limitado pelo segundo termo da Equação 6.10.

6.4 Resultados Obtidos

Os resultados relatados nesta seção referem-se àqueles obtidos em simulação, uma vez que o circuito de condicionamento de sinal dos sensores não chegou a ser enviado para fabricação para a realização de testes experimentais. Em vista da variedade dos componentes cujo projeto é relatado neste capítulo, a exposição dos resultados obtidos está dividida em subseções, uma para cada componente.

6.4.1 Amplificador de Instrumentação

A curva característica de entrada e saída da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças utilizado para implementar o amplificador de instrumentação foi simulada para as características nominais projetadas de alimentação e carga. O resultado é apresentado na Figura 6.11.

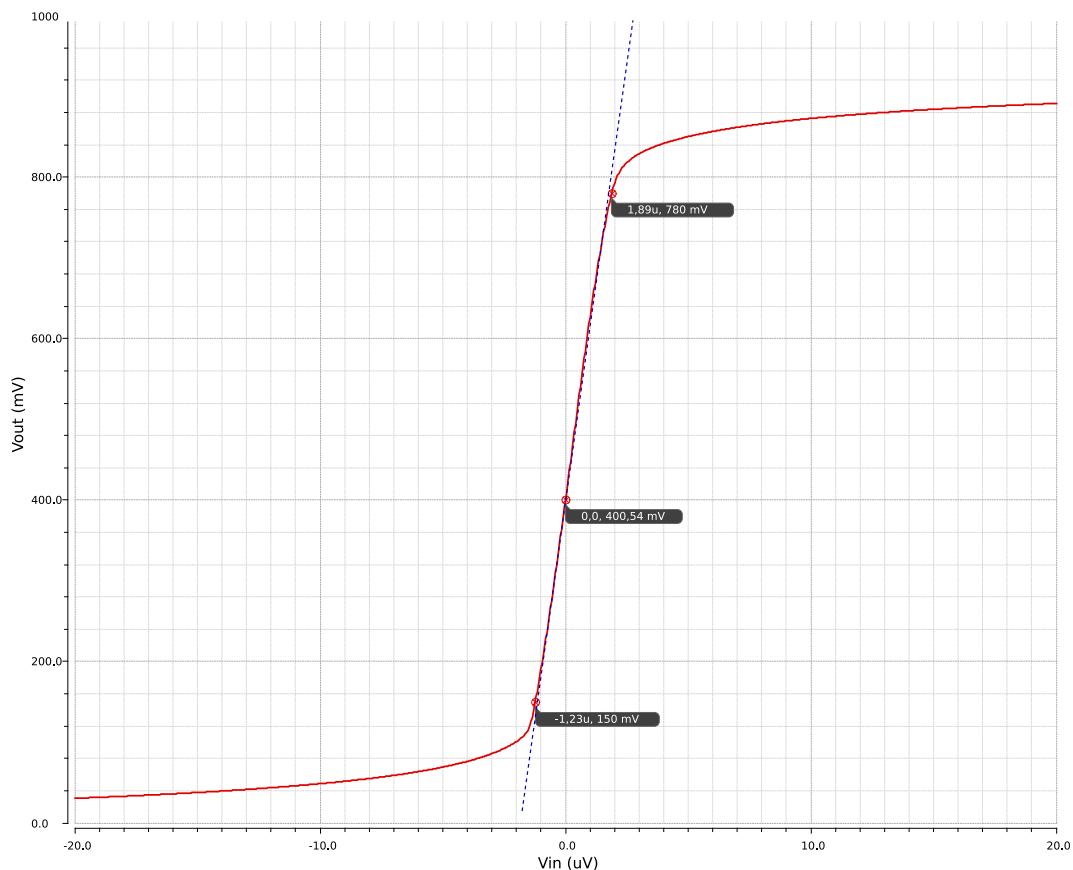


Figura 6.11 – Curva característica de entrada e saída da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças.

Conforme se pode notar, a resposta do amplificador se mostra bastante linear no intervalo entre 150 mV e 780 mV, o que corresponde a $V_{SS} + 150$ mV e $V_{DD} - 145$ mV,

coabrindo com boa margem de segurança a faixa de entrada projetada para o conversor A/D (150 mV a 650 mV). As tensões de saturação inferior e superior situam-se aproximadamente em 0 V e V_{DD} , respectivamente. Além disso, o *offset* indicado na curva é $V_{out} = 400,54$ mV, praticamente o valor exato projetado (400 mV).

A resposta ao degrau para uma entrada de 175 mV a 675 mV é apresentada na Figura 6.12.

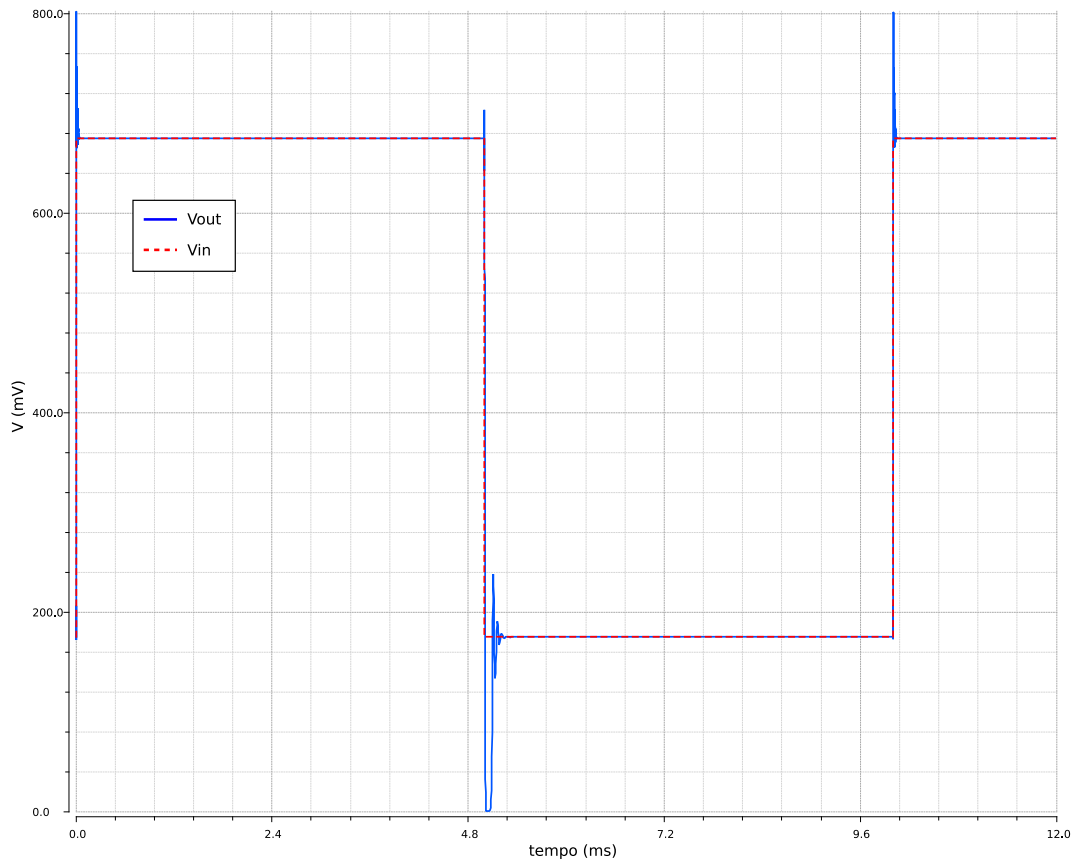


Figura 6.12 – Curva de resposta ao degrau da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças.

A pior resposta transitória ocorre no final da transição negativa, entre 4,9 e 5,3 ms. O detalhe desse intervalo é apresentado na Figura 6.13. Apesar do sobressalto levar a saída do amplificador a saturação negativa a duração desse evento é inferior a 100 μ s, sendo desprezível em relação ao tempo limite de resposta do sistema (maior que 200 ms). A mesma figura também permite calcular o *slew rate* no pior caso. Observa-se uma variação de 675 mV para 200 mV num intervalo de 10 μ s, o que corresponde a um *slew rate* de 47,5 mV/ μ s. O valor simulado é razoavelmente inferior ao valor teórico (62,5 mV/ μ s), uma diferença de 24%. O consumo medido foi praticamente igual ao projetado, 1,87 μ W para $V_{DD} = 925$ mV.

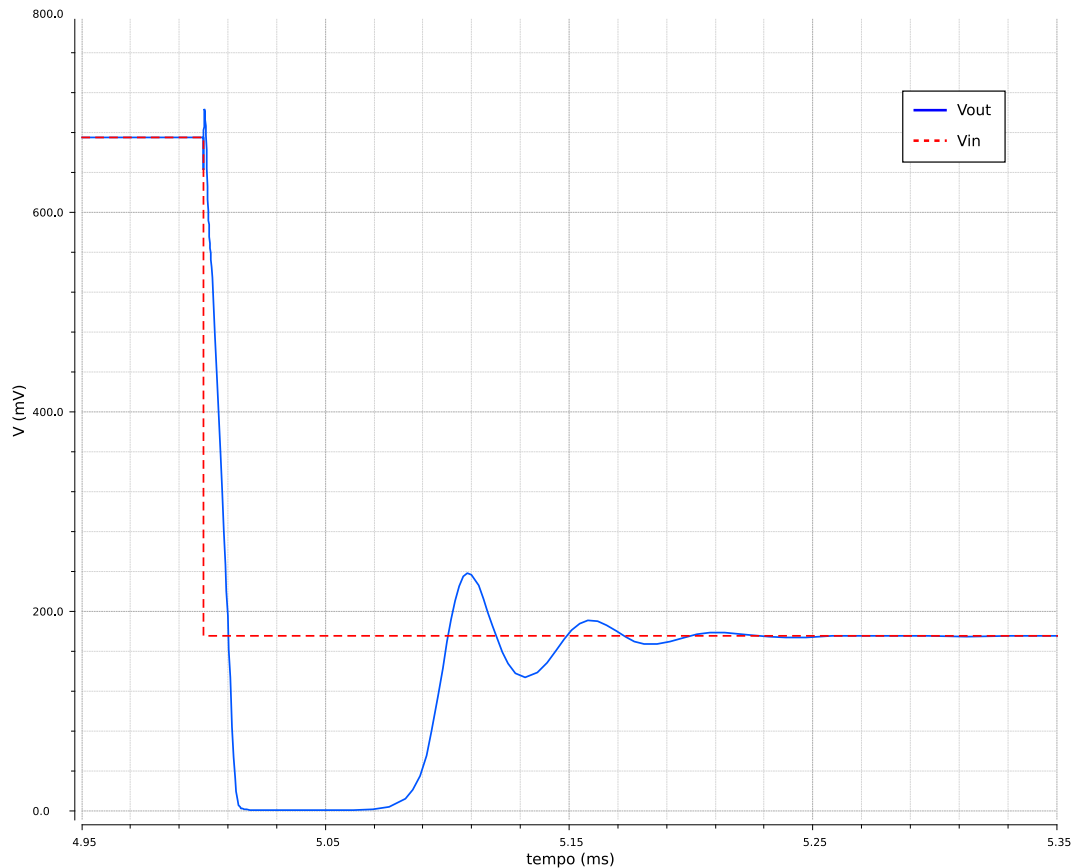


Figura 6.13 – Detalhe do comportamento transitório da curva de resposta ao degrau no intervalo entre 4,95 ms e 5,35 ms mediante a transição negativa do sinal de entrada.

A resposta em frequência do amplificador foi caracterizada para duas condições distintas: sem compensação de fase, quando a entrada $C_{en} = 0$ V, e com compensação de fase, quando a entrada $C_{en} = 1$ V. Para ambos a maior carga (7,5 pF) foi utilizada. A resposta para os dois casos é apresentada nas Figuras 6.14 e 6.15.

Os resultados apresentados nas Figuras 6.14 e 6.15 indicam que o ganho especificado (107 db) foi atingido com uma pequena margem de sobra, 107,51 dB. A margem do amplificador sem a compensação de fase é de aproximadamente -3,4 graus, sendo a fase de 45 graus correspondente a cerca de 40 kHz. Em outras palavras, para $C_{en} = 0$ V, o amplificador em malha aberta não deve operar com sinais de entrada acima de 40 kHz. Embora esse amplificador não se destine a amplificação de sinais desse tipo, essa caracterização é importante para prever o comportamento do componente mediante a presença de ruído. A faixa de passagem correspondente ao ganho máximo reduzido de 3 dB é também indicada na figura, neste caso, 10,88 Hz.

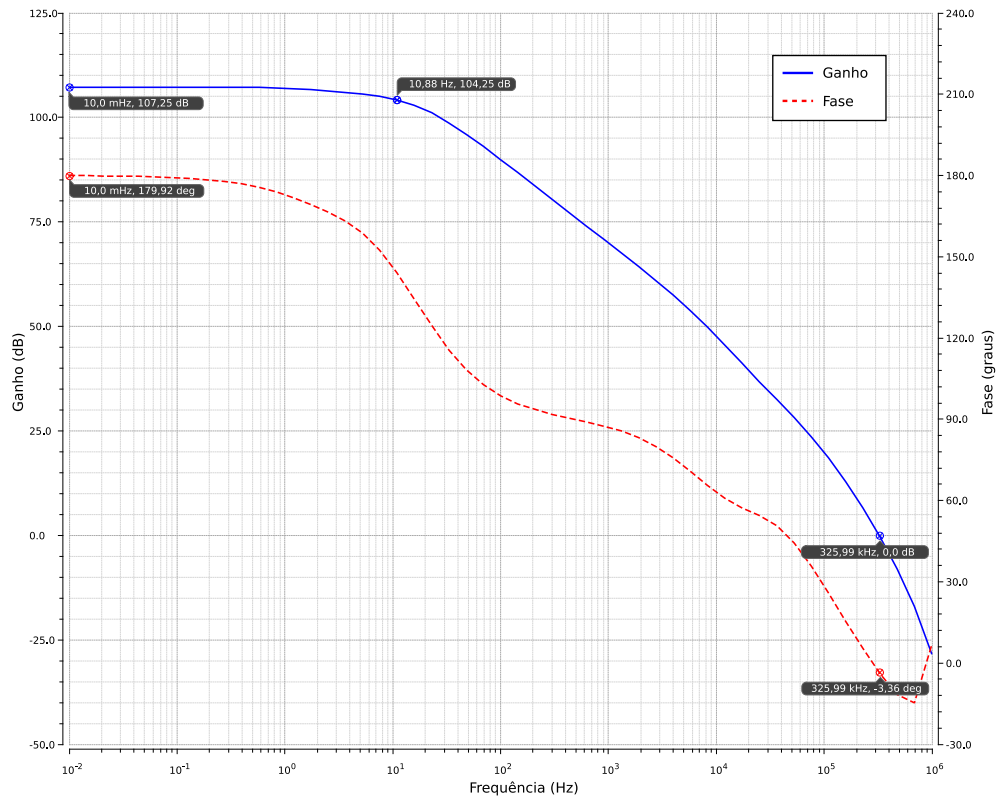


Figura 6.14 – Resposta em frequência da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase desativada ($C_{en} = 0$ V).

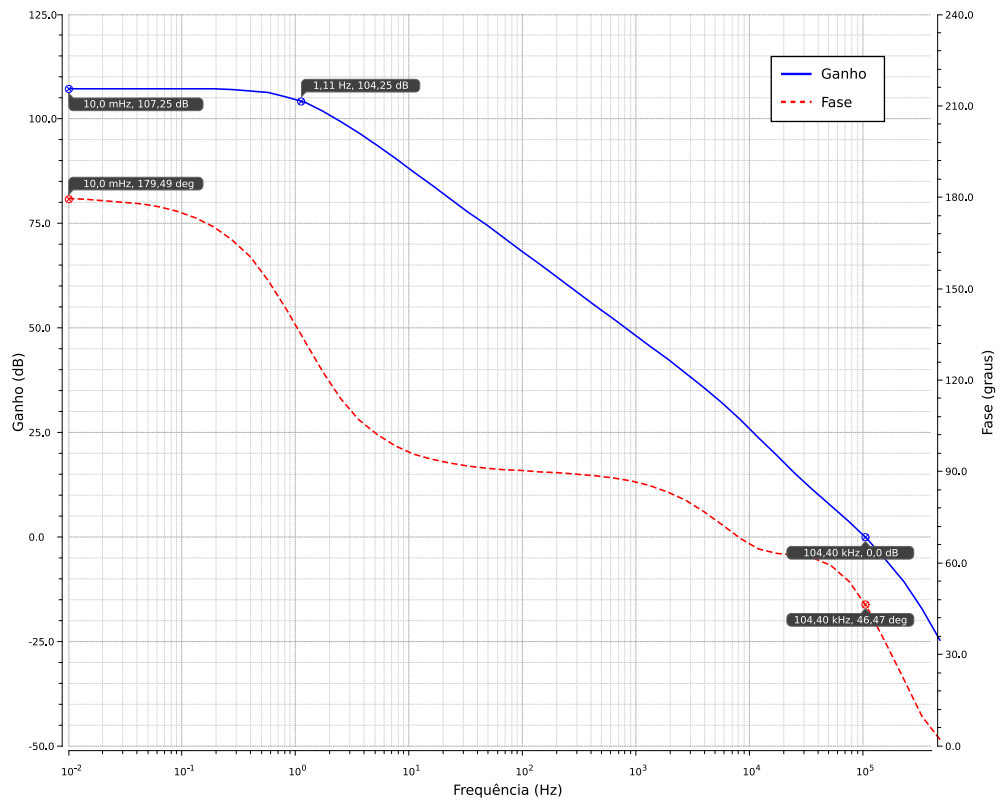


Figura 6.15 – Resposta em frequência da Solução A para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase ativada ($C_{en} = 1$ V).

Com a compensação de fase ligada, a faixa de passagem correspondente ao ganho máximo reduzido de 3 dB cai quase dez vezes, ficando igual a 1,11 Hz. Da mesma forma, o produto ganho faixa de passagem cai de cerca de 326 kHz para pouco mais de 104 kHz com uma margem de fase de 46,46 graus. Ainda assim, o GBW obtido é um pouco maior do que o definido em projeto (100 kHz).

Os mesmos testes realizados em simulação para o amplificador da Solução A foram repetidos para a Solução B. A curva característica de entrada e saída foi simulada para as características nominais projetadas de alimentação e carga da Solução B. O resultado é apresentado na Figura 6.16.

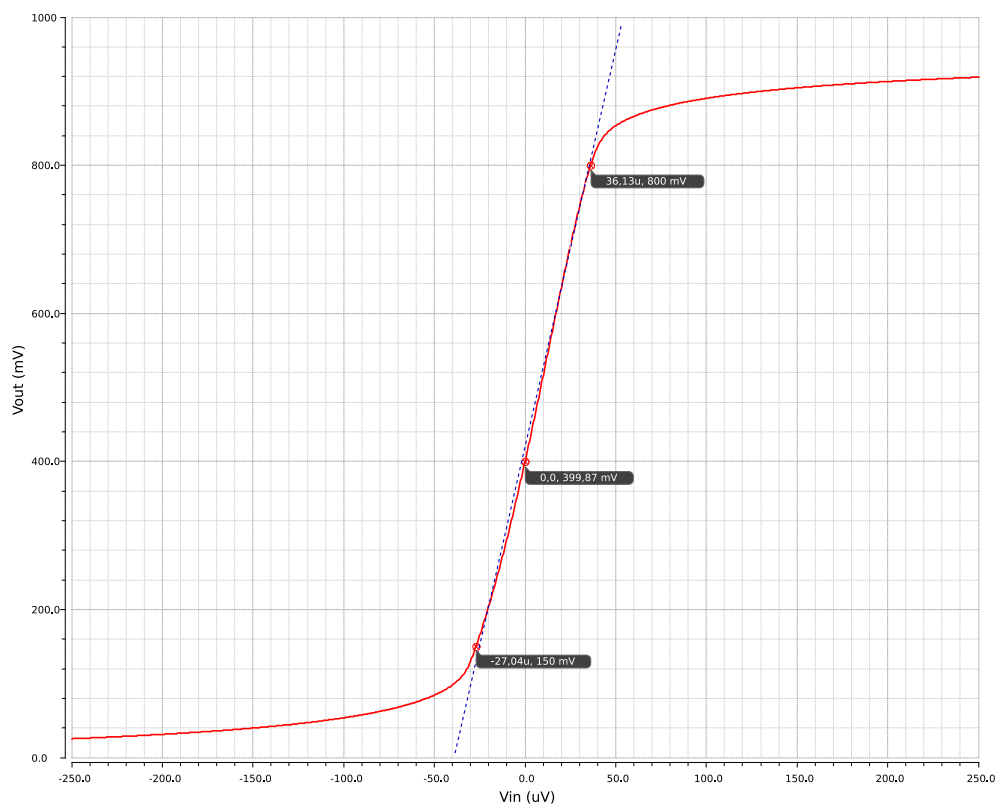


Figura 6.16 – Curva característica de entrada e saída da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças.

A resposta do amplificador se mostra bastante linear no intervalo entre 150 mV e 800 mV, o que corresponde a $V_{SS} + 150$ mV e $V_{DD} - 140$ mV, atendendo adequadamente a faixa de entrada do conversor A/D. As tensões de saturação inferior e superior situam-se aproximadamente em 0 V e V_{DD} , respectivamente. O *offset* indicado na curva é $V_{out} = 399,87$ mV, apenas 130 μ V abaixo do projetado (400 mV).

O teste de resposta ao degrau para uma entrada de 250 mV a 650 mV e $C_L = 4$ pF é apresentada na Figura 6.17.

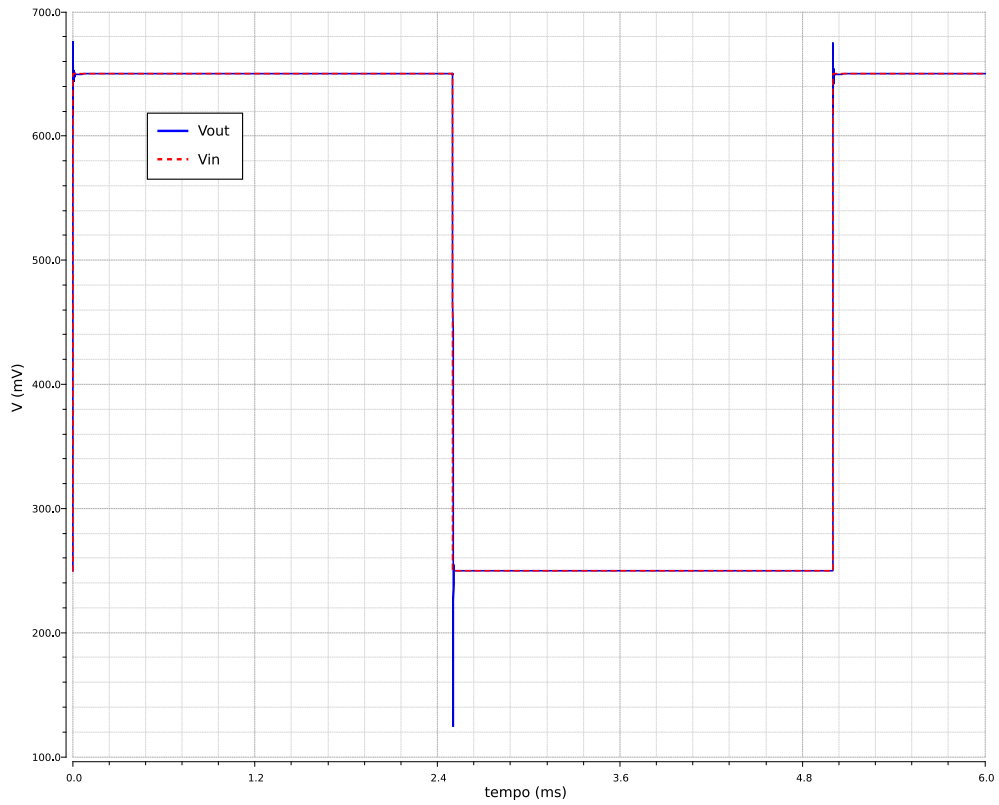


Figura 6.17 – Curva de resposta ao degrau da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças.

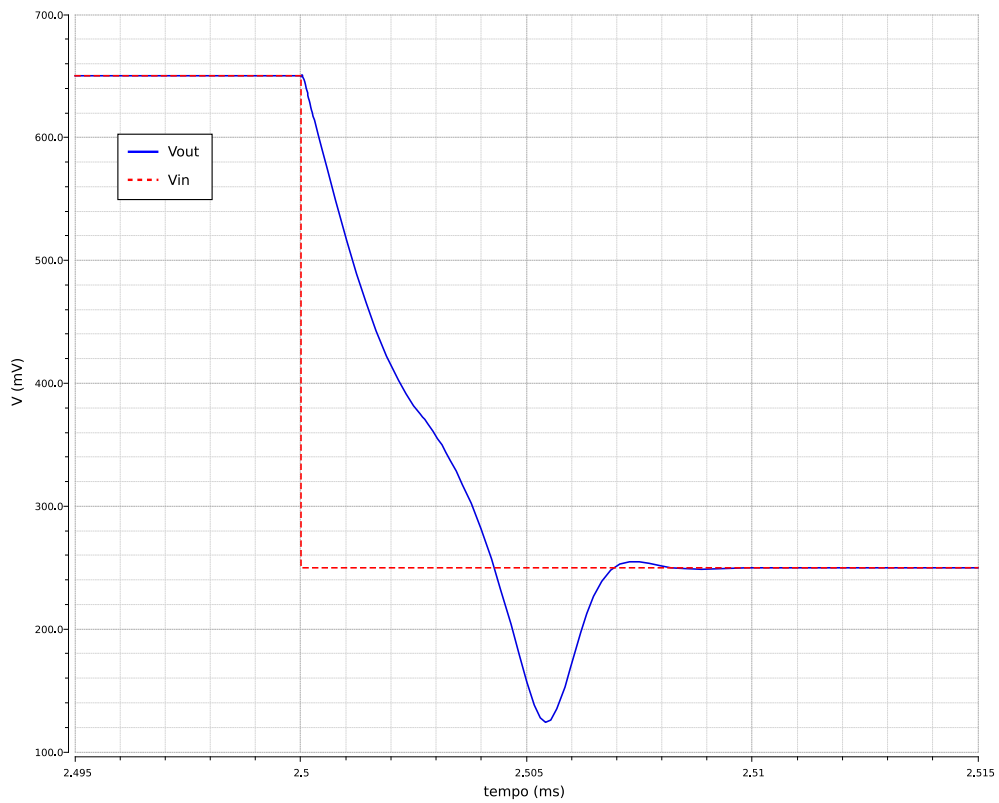


Figura 6.18 – Detalhe do comportamento transitório da curva de resposta ao degrau no intervalo entre 2,49 ms e 2,51 ms mediante a transição negativa do sinal de entrada.

Assim como na Solução A, a pior resposta transitória ocorre no final da transição negativa, neste caso em torno de 2,5 ms. O detalhe desse intervalo é apresentado na Figura 6.18. Observa-se uma variação de 650 mV para 460 mV num intervalo de 1,5 μ s, o que corresponde a um *slew rate* de 126,7 mV/ μ s. O valor simulado está um pouco acima do valor teórico para uma carga de 4 pF (115 mV/ μ s). Assim como no primeiro caso, o consumo medido foi praticamente igual ao projetado, 1,34 μ W para $V_{DD} = 950$ mV.

Tal como realizado para a Solução A, caracterizou-se a resposta em frequência do amplificador para duas condições distintas: sem compensação de fase e com compensação de fase. A carga de 7,5 pF foi utilizada em ambos os casos. A resposta é apresentada nas Figuras 6.19 e 6.20.

As simulações indicam um ganho em corrente contínua igual a 80,93 dB, quase 1 dB acima do ganho especificado (80 db). A margem de fase do amplificador sem a compensação de fase é de aproximadamente -6,9 graus, sendo a fase de 45 graus correspondente a cerca de 50 kHz. A faixa de passagem correspondente ao ganho máximo reduzido de 3 dB foi 2,07 kHz, bem acima do resultado obtido pela Solução A.

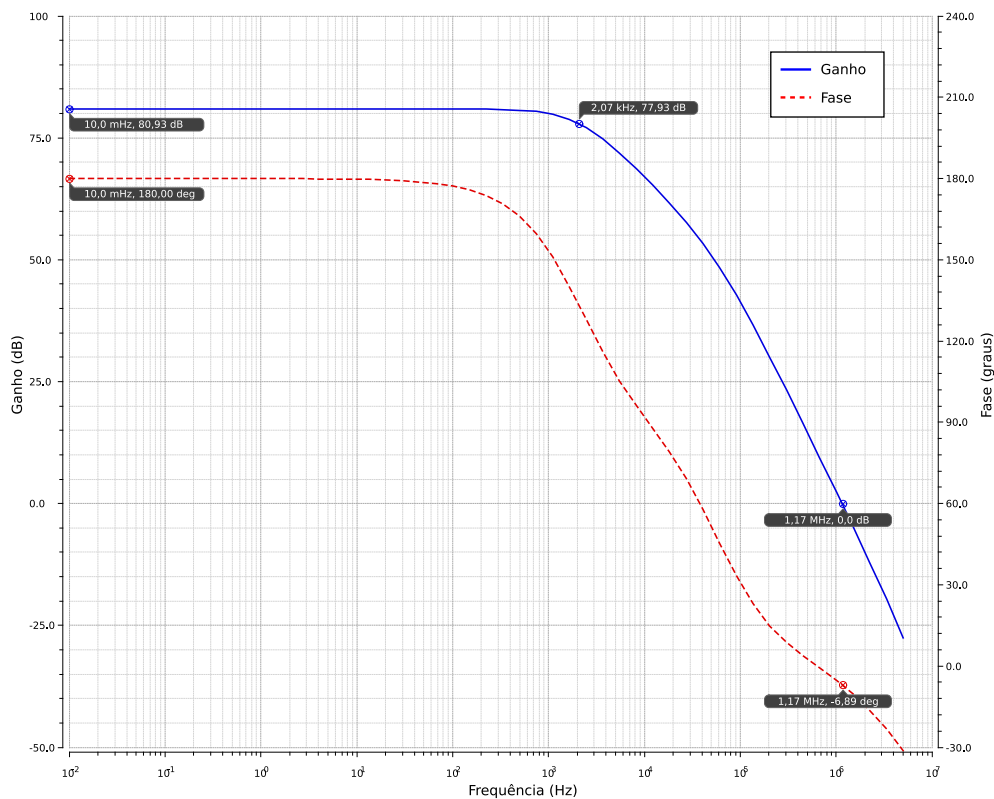


Figura 6.19 – Resposta em frequência da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase desativada ($C_{en} = 0$ V).

Com a compensação de fase ligada, a faixa de passagem correspondente ao ganho

máximo reduzido de 3 dB cai para 63,05 Hz. Da mesma forma, o produto ganho faixa de passagem cai de 1,17 MHz para aproximadamente 480 kHz com uma margem de fase de 53,77 graus. O GBW obtido é um pouco menor do que o definido em projeto (500 kHz).

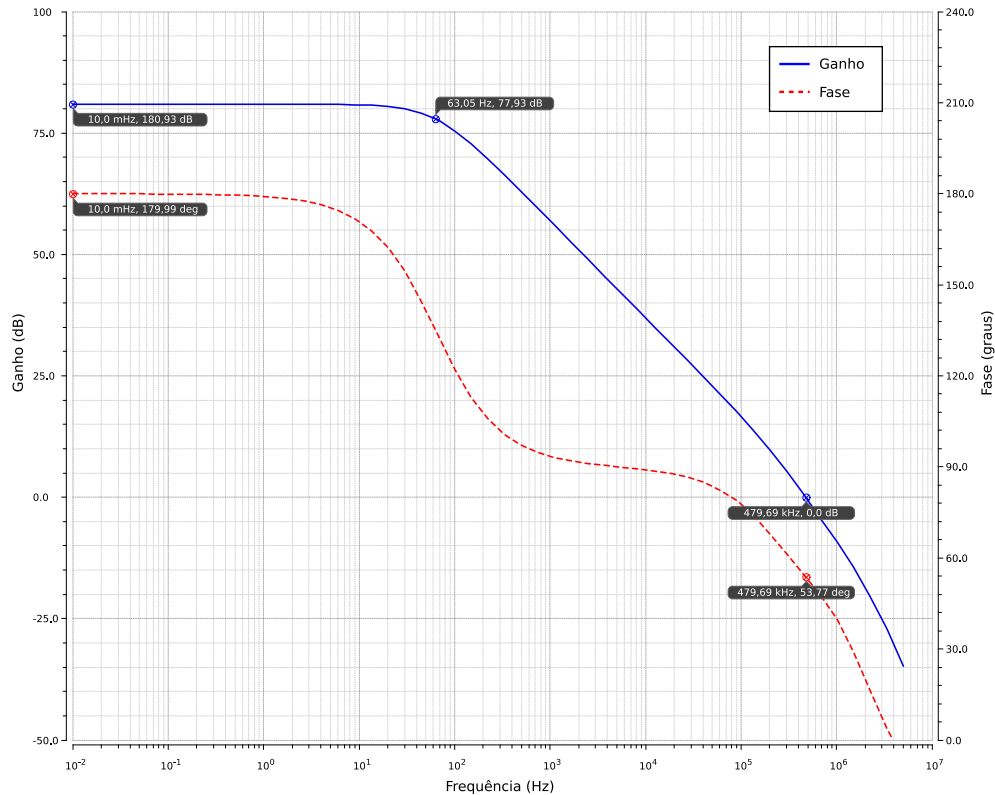


Figura 6.20 – Resposta em frequência da Solução B para o Amplificador Diferencial de Diferenças com a compensação de fase ativada ($C_{en} = 1$ V).

6.4.2 Conversor Digital/Analógico de 8 bits

6.4.2.1 Matriz Capacitiva

A matriz capacitiva foi simulada para os 256 valores possíveis de entrada (deve-se notar que seus bits de entrada são invertidos), com $V_{DD} = 1$ V, $V_{ref+} = 600$ mV e $V_{ref-} = 100$ mV. O consumo médio simulado foi 843 nW.

A determinação das características de Não Linearidade Diferencial (DNL) e Não Linearidade Integral (INL) do novo A/D foi feita por simulações do comportamento estático do conversor. Para isso foram determinadas as respostas de tensão do conversor para os 256 possíveis códigos de entrada considerando dois pares de tensões referenciais distintos. O primeiro par foi ajustado de modo a obter uma tensão de saída entre 100 mV e 600 mV, que é a mais ampla faixa de entrada para o sistema projetado, idêntica a

do conversor A/D. O segundo par considerado foi ajustado de modo a obter uma tensão de saída entre 350 mV e 450 mV, o que corresponde a 50 mV acima e abaixo da tensão de modo comum de trabalho do amplificador de instrumentação.

As características DNL e INL para o par 100 mV e 600 mV estão representadas na Figura 6.21. Os máximos valores de DNL foram +0,417 LSB e -0,0302 LSB. Os valores máximos de INL foram +0,179 LSB e -0,503 LSB.

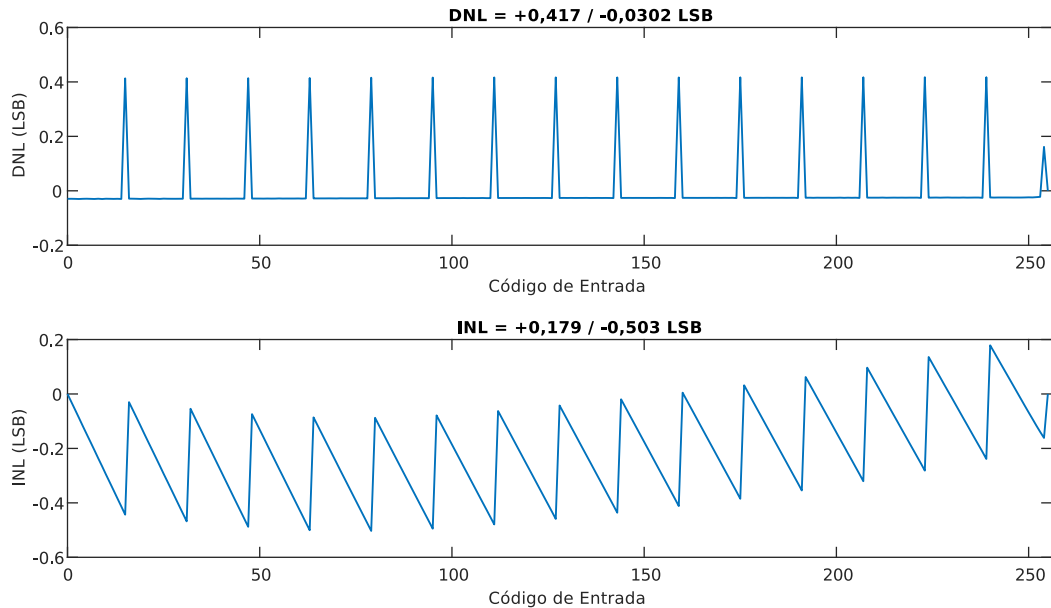


Figura 6.21 – DNL e INL simulados para a saída da matriz capacitiva do conversor D/A de 8 bits para tensões de saída entre 100 mV e 600 mV.

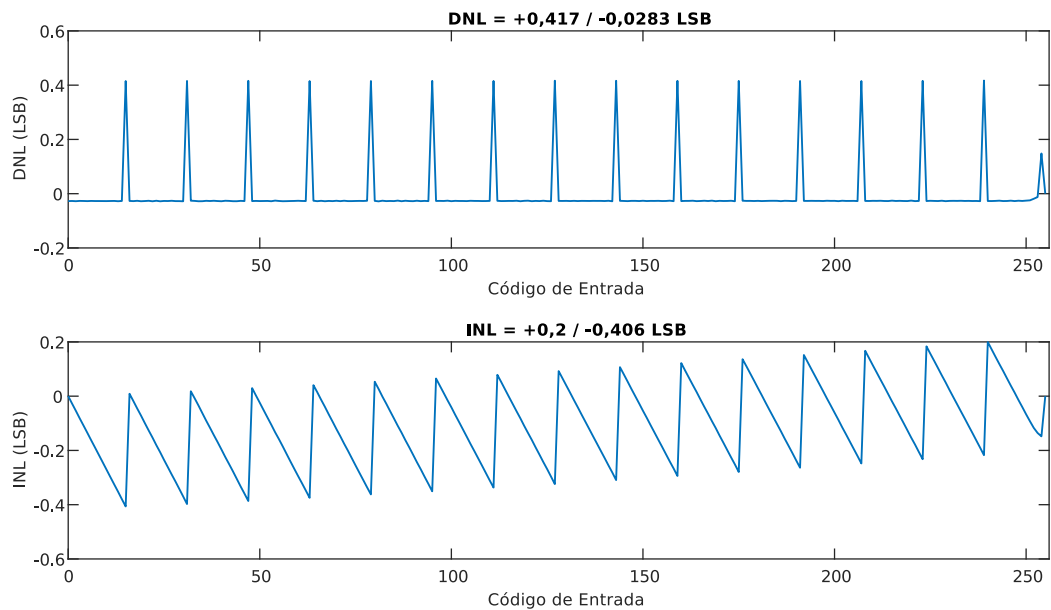


Figura 6.22 – DNL e INL simulados para a saída da matriz capacitiva do conversor D/A de 8 bits para tensões de saída entre 350 mV e 450 mV.

As características DNL e INL para o par 350 mV e 450 mV estão representadas na Figura 6.22. Os máximos valores de DNL foram +0,417 LSB e -0,0283 LSB. Os valores máximos de INL foram +0,2 LSB e -0,406 LSB. Enquanto na faixa mais ampla o maior limitante é o baixo valor da tensão mínima, próxima a tensão de terra, na faixa mais estreita o maior limitante à precisão esperado seriam as cargas parasitas injetadas pelo chaveamento. Ainda assim, as linearidades do conversor permanecem praticamente as mesmas nas duas faixas de tensão.

6.4.2.2 Amplificador Operacional

A curva característica de entrada e saída do amplificador operacional projetado foi simulada para as características nominais de alimentação e carga. O resultado é apresentado na Figura 6.23.

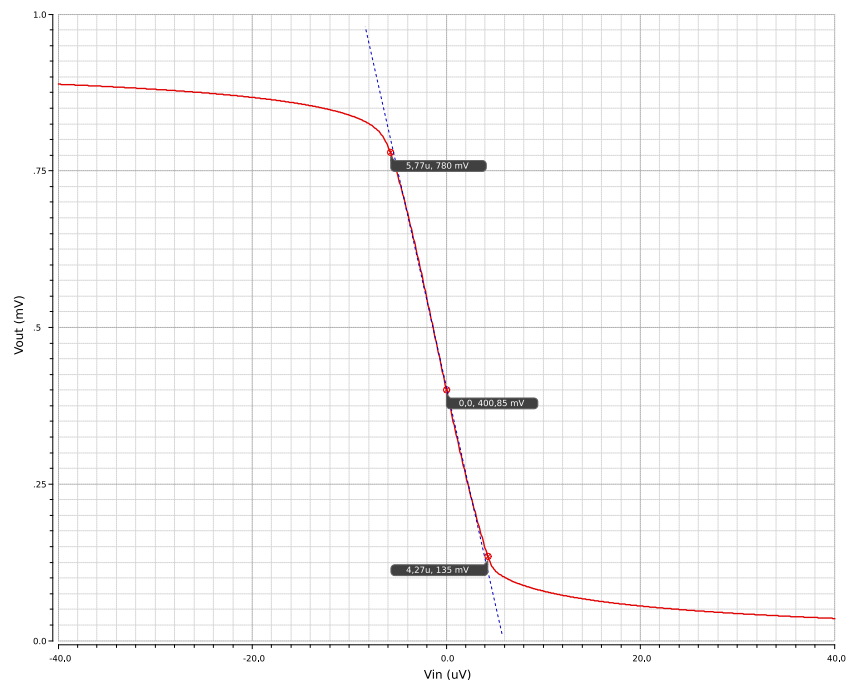


Figura 6.23 – Curva característica de entrada e saída do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.

O teste de resposta ao degrau para uma entrada de 150 mV a 650 mV e $C_L = 4 \text{ pF}$ é apresentada na Figura 6.24.

A pior resposta transitória ocorre no final da transição positiva, em torno de 2 ms. O detalhe desse intervalo é apresentado na Figura 6.25. A mesma figura também permitiu calcular o *slew rate* como sendo $185 \text{ mV}/\mu\text{s}$. O consumo medido foi praticamente igual ao projetado, $1,87 \mu\text{W}$ para $V_{DD} = 925 \text{ mV}$.

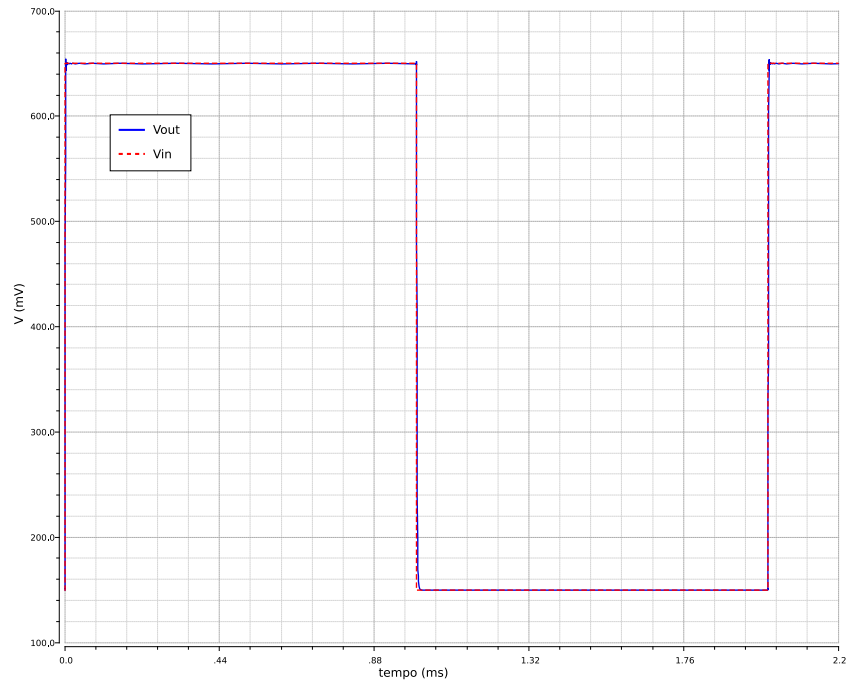


Figura 6.24 – Curva de resposta ao degrau do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.

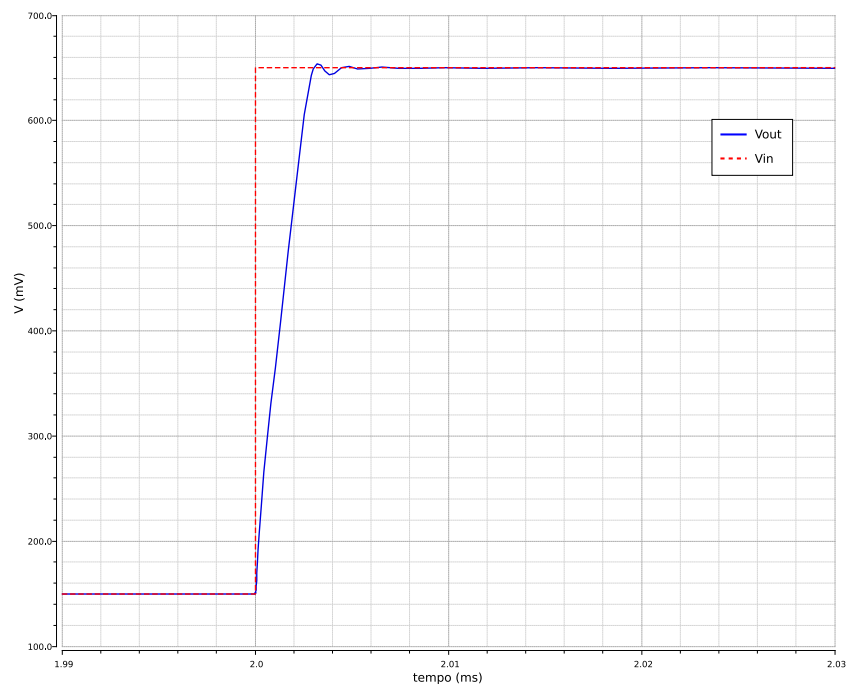


Figura 6.25 – Detalhe do comportamento transitório da curva de resposta ao degrau no intervalo entre 1,99 ms e 2,03 ms mediante a transição positiva do sinal de entrada.

A resposta em frequência do amplificador operacional foi determinada para uma carga de $C_L = 2\text{pF}$ e condições nominais de operação ($V_{DD} = 925\text{ mV}$, $V_{CM} = 400\text{ mV}$). O resultado é apresentado na Figura 6.26.

Conforme se pode notar em corrente contínua do amplificador operacional é

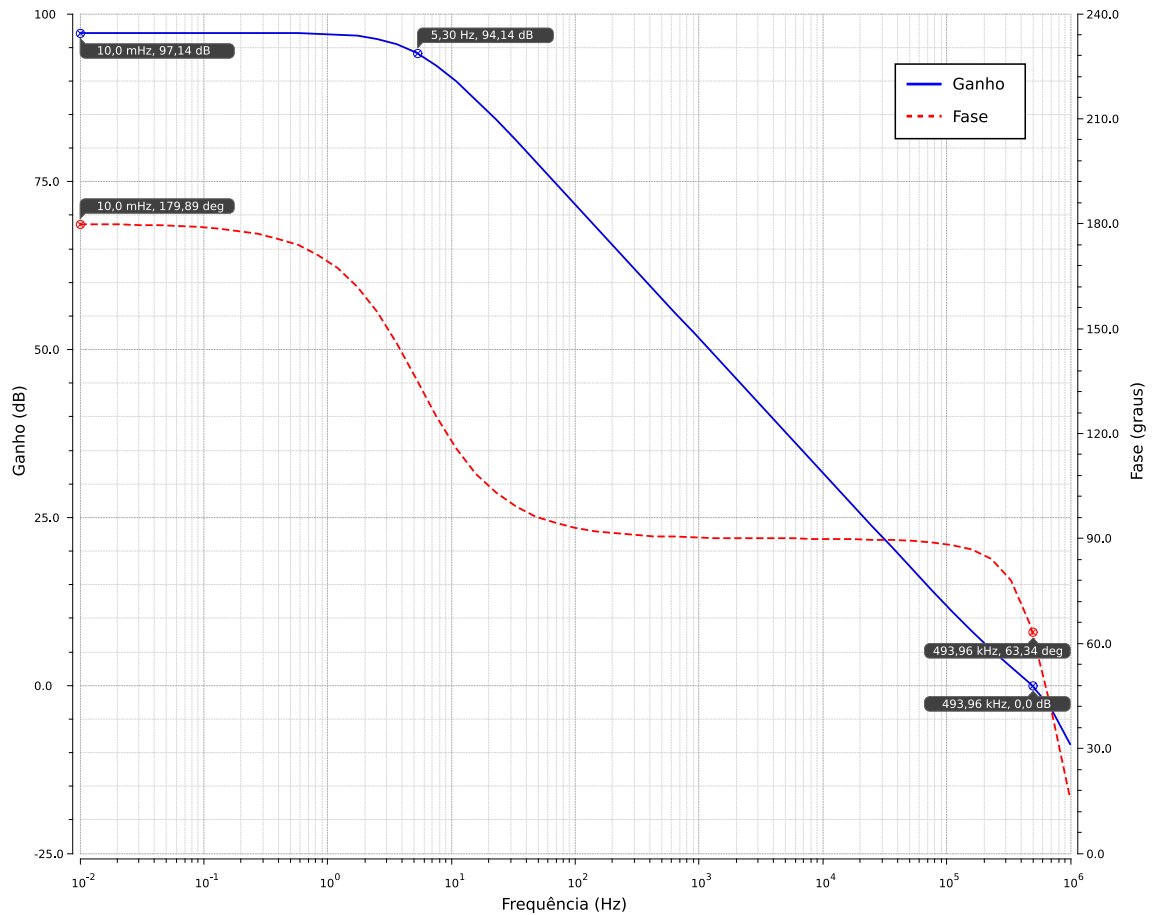


Figura 6.26 – Resposta em frequência do amplificador operacional projetado para o conversor D/A.

aproximadamente 97 dB, caindo 3 dB desse valor em 5,30 Hz. O produto ganho faixa de passagem obtido foi aproximadamente 494 kHz, o que é praticamente igual ao valor especificado no projeto (500 kHz). Por fim, a margem de fase apresentada foi 63,34 graus, o que deixa uma boa margem de conforto para operar com sobressaltos e transitórios mínimos a cada mudança da tensão de saída do conversor D/A.

6.4.2.3 Conversor D/A Completo

A determinação das características de Não Linearidade Diferencial (DNL) e Não Linearidade Integral (INL) do novo A/D foi feita por simulações do comportamento estático do conversor. Para isso foram determinadas as respostas de tensão do conversor para os 256 possíveis códigos de entrada considerando inicialmente os mesmos pares de tensões referenciais empregados na simulação da matriz capacitiva, isto é, aquele correspondente às tensões de saída entre 100 mV e 600 mV e aquele correspondente às tensões de saída entre 350 mV e 450 mV.

As características DNL e INL para o par 100 mV e 600 mV estão representadas na Figura 6.27. Os máximos valores de DNL foram +0,428 LSB e -0,12 LSB. Os valores máximos de INL foram +0,151 LSB e -0,947 LSB.

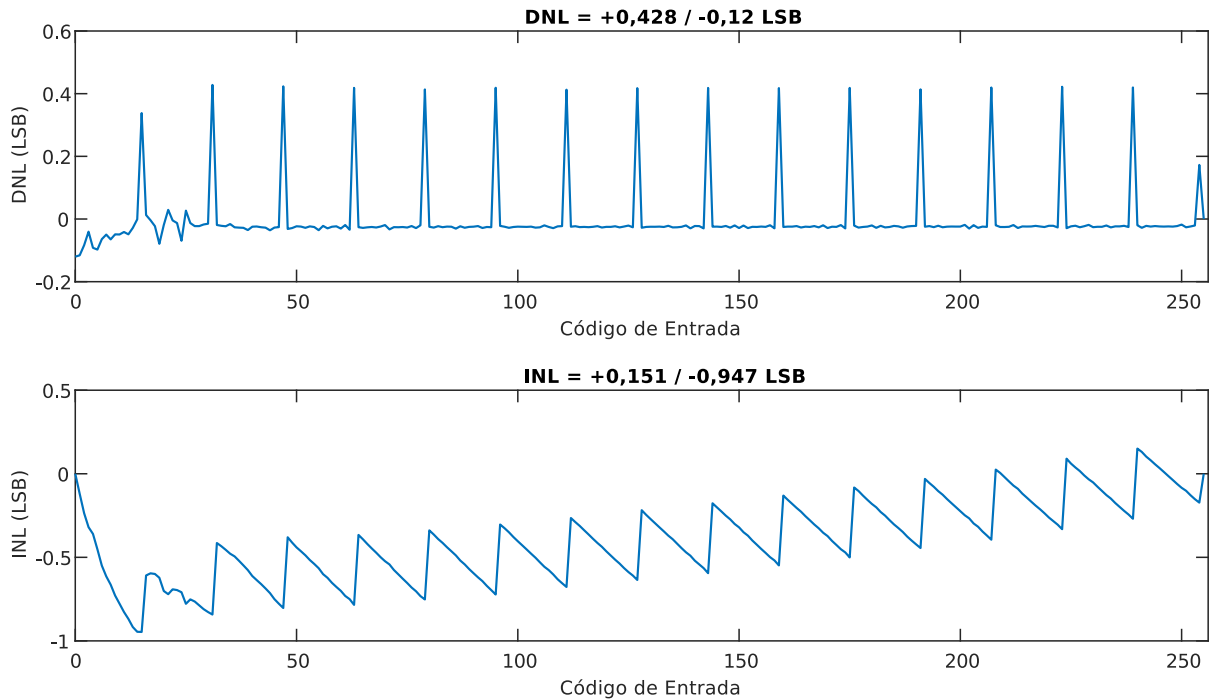


Figura 6.27 – DNL e INL simulados para a saída do conversor D/A de 8 bits completo para tensões de saída entre 100 mV e 600 mV.

Nota-se claramente uma elevada degradação da linearidade diferencial e integral para códigos inferiores a 24 (cerca de 147 mV). Essa degradação é proveniente do amplificador operacional na etapa de saída do conversor, pois como se pode notar na Figura 6.21, ela não é observada na saída da matriz capacitiva. De fato, a análise curva característica de entrada e saída do amplificador operacional (Figura 6.23) revela que a região de maior linearidade está limitada a tensões de saída entre 135 mV e 780 mV, aproximadamente. Por essa razão, uma nova caracterização do conversor D/A foi realizada para tensões referenciais ajustadas de modo a obter tensões de saída entre 150 mV e 650 mV. O resultado é apresentado na Figura 6.28. Dessa vez, os máximos valores de DNL foram +0,422 LSB e -0,037 LSB e os valores máximos de INL foram +0,14 LSB e -0,431 LSB. Conforme esperado, as distorções observadas na Figura 6.27 desapareceram.

As características DNL e INL para o par 350 mV e 450 mV estão representadas na Figura 6.29. Os máximos valores de DNL foram +0,424 LSB e -0,0502 LSB. Os valores máximos de INL foram +0,201 LSB e -0,398 LSB. As duas características apresentam resultados muito semelhantes aos da matriz capacitiva, o que revela a boa adequação do

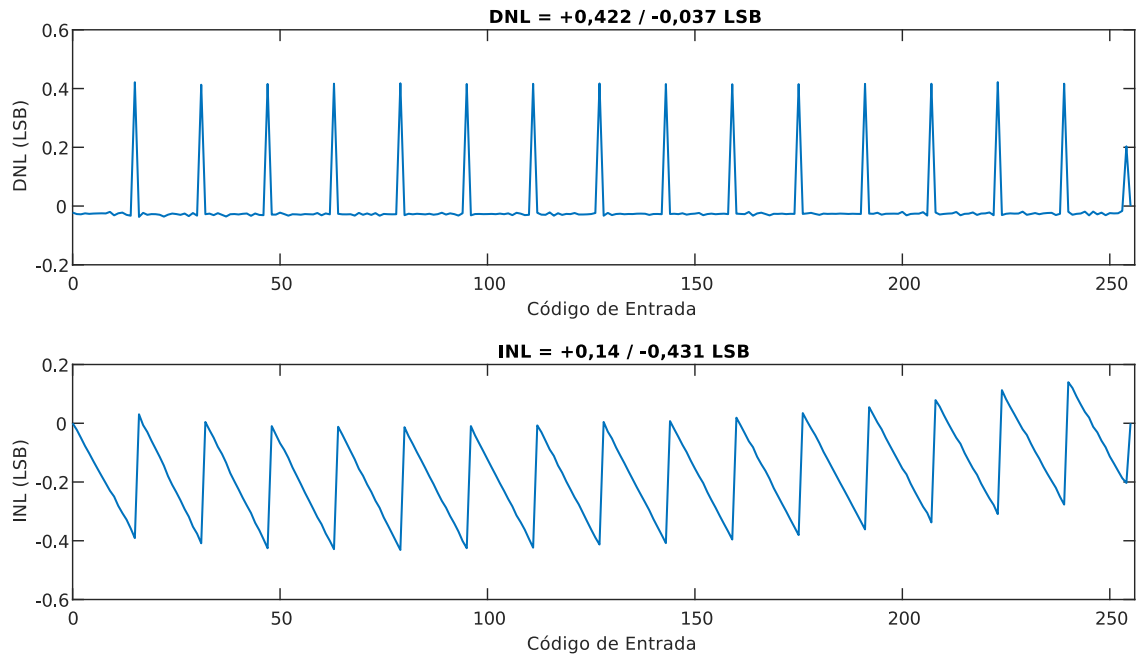


Figura 6.28 – DNL e INL simulados para a saída do conversor D/A de 8 bits completo para tensões de saída entre 150 mV e 650 mV.

amplificador operacional projetado.

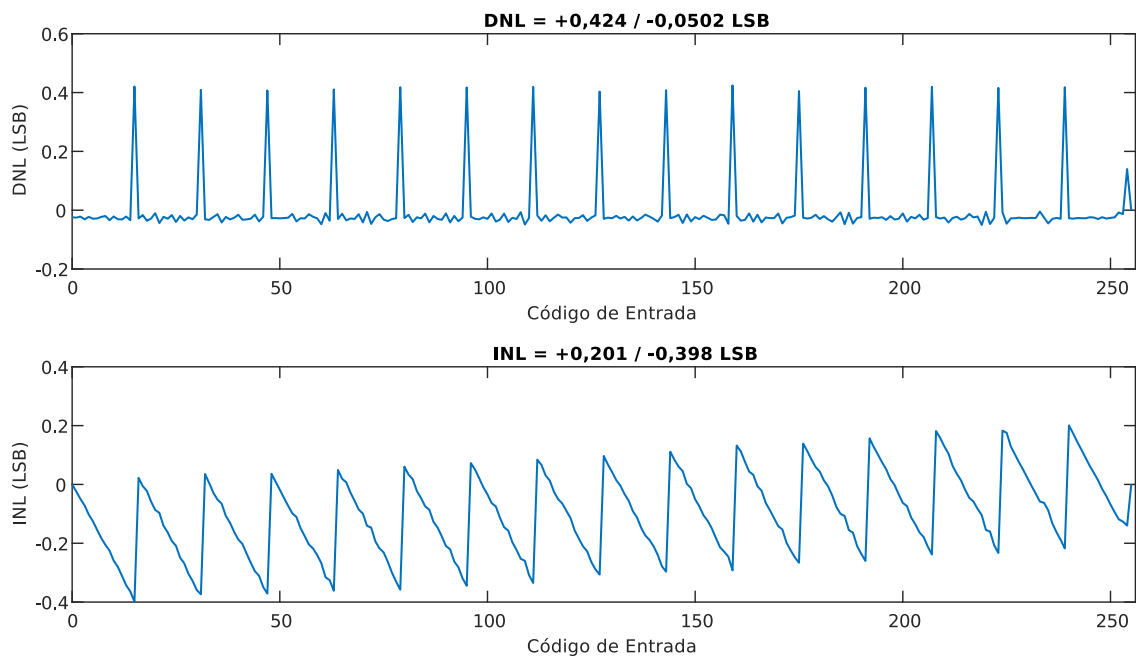


Figura 6.29 – DNL e INL simulados para a saída do conversor D/A de 8 bits completo para tensões de saída entre 350 mV e 450 mV.

6.4.3 Circuito Condicionador Completo

O circuito condicionador de sinal completo, tal como ilustrado na Figura 6.2, foi testado para várias combinações de ganho e *offset*. Em todos os testes foram aplicados na entrada sinais do tipo degrau compatíveis com o ganho, a fim de avaliar a resposta do circuito na situação mais exigente. Os resultados das simulações para Ganho = 1x, 10x, 100x, 1.000x, 10.000x e 224.000x (107 dB) são apresentados nas Figuras 6.30 a 6.35. O consumo total do circuito para Ganho = 1x e 107 dB, foi de aproximadamente 2,82 μW . Para os demais casos, o consumo medido foi 2,89 μW . A diferença observada se deve a dissipação de energia na malha de realimentação que tanto na configuração de ganho unitário quanto na configuração de 107 dB (que opera em malha aberta), não envolve nenhum resistor.

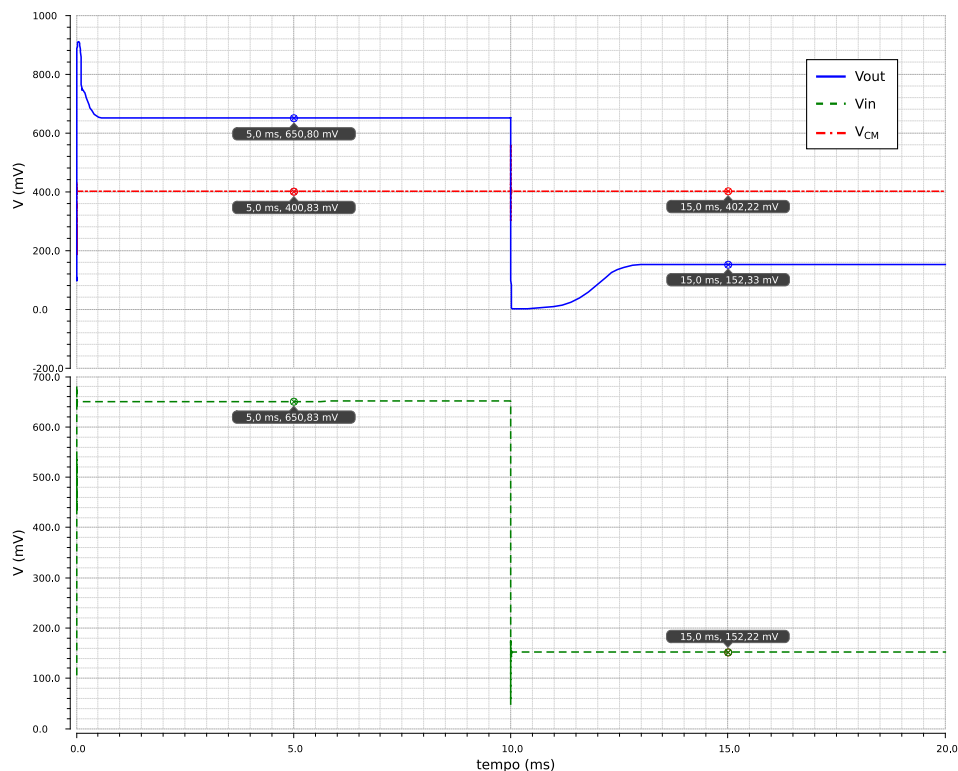


Figura 6.30 – Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de ± 250 mV aplicado na entrada com ganho programado de 1x ($Gain = 1000_2$, $ZeroAdj = 128$).

Conforme se pode notar, o atraso na estabilização da resposta do circuito condicionador é tanto maior quanto mais elevado for o ganho programado. Esse comportamento se deve a característica de produto ganho faixa de passagem do amplificador operacional.

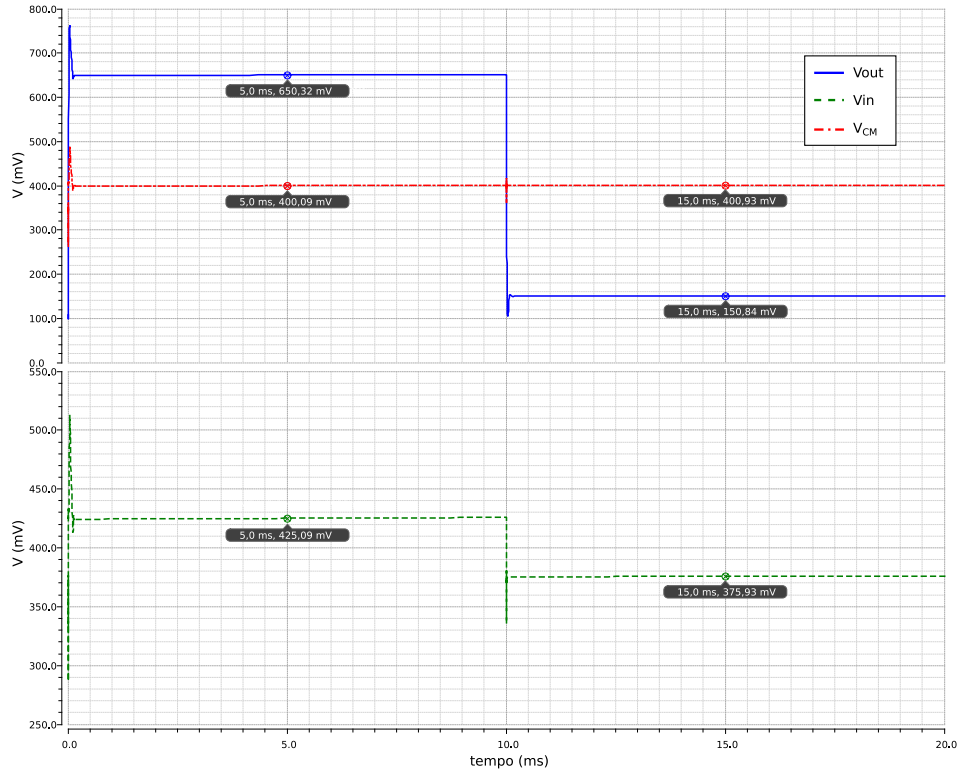


Figura 6.31 – Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de ± 25 mV aplicado na entrada com ganho programado de 10x ($Gain = 0001_2$, $ZeroAdj = 128$).

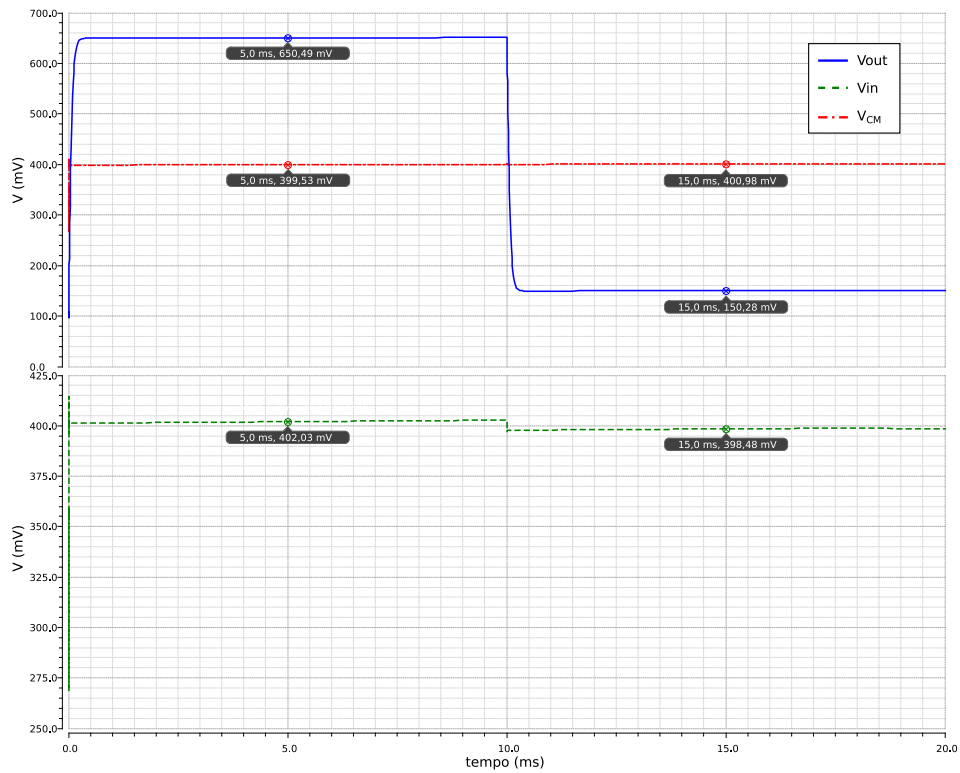


Figura 6.32 – Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 2,5$ mV aplicado na entrada com ganho programado de 100x ($Gain = 0010_2$, $ZeroAdj = 128$).

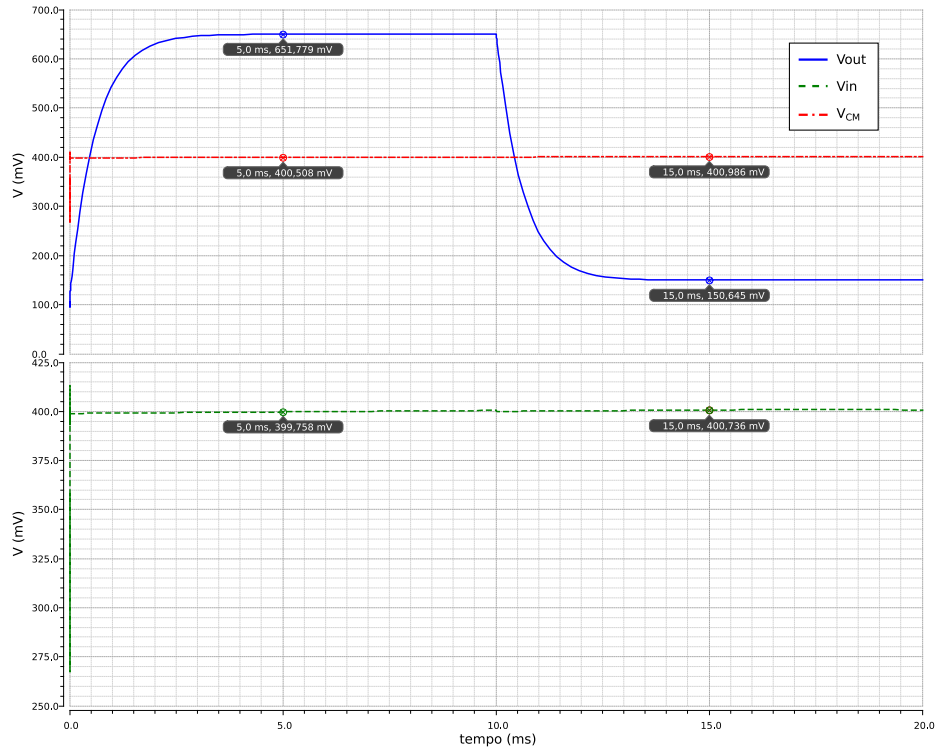


Figura 6.33 – Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 250 \mu\text{V}$ aplicado na entrada com ganho programado de 1.000x ($Gain = 0100_2$, $ZeroAdj = 128$, $Re = 31,5 \text{ M}\Omega$).

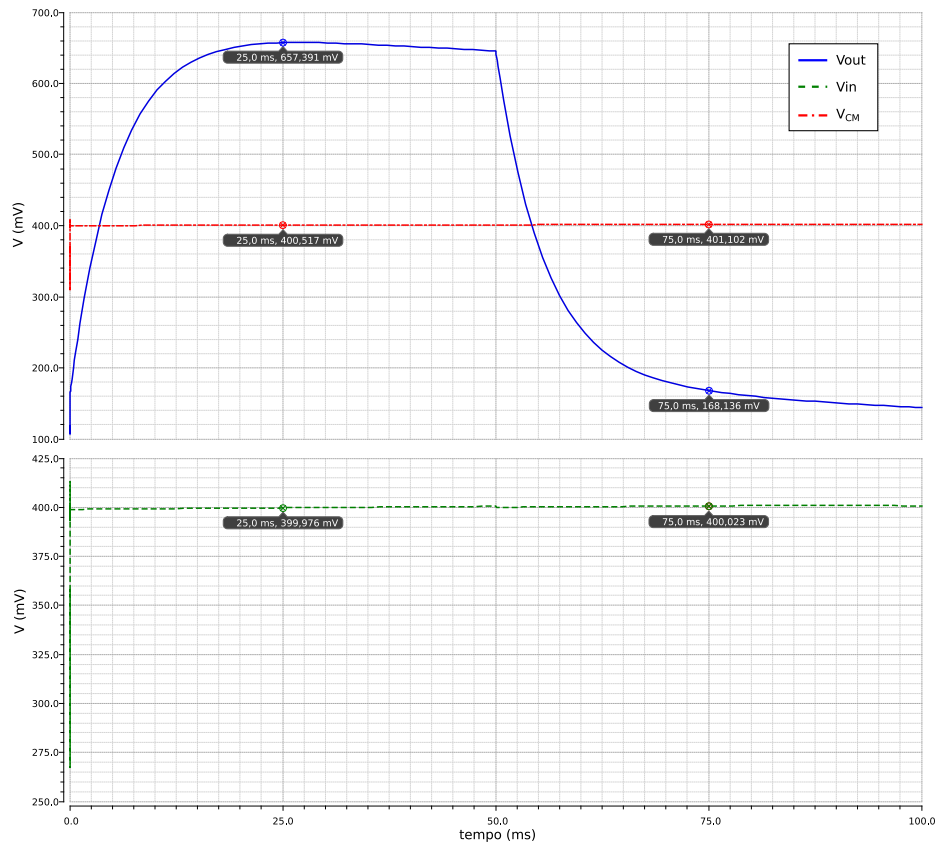


Figura 6.34 – Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 25 \mu\text{V}$ aplicado na entrada com ganho programado de 10.000x ($Gain = 0100_2$, $ZeroAdj = 16$, $Re = 305 \text{ M}\Omega$).

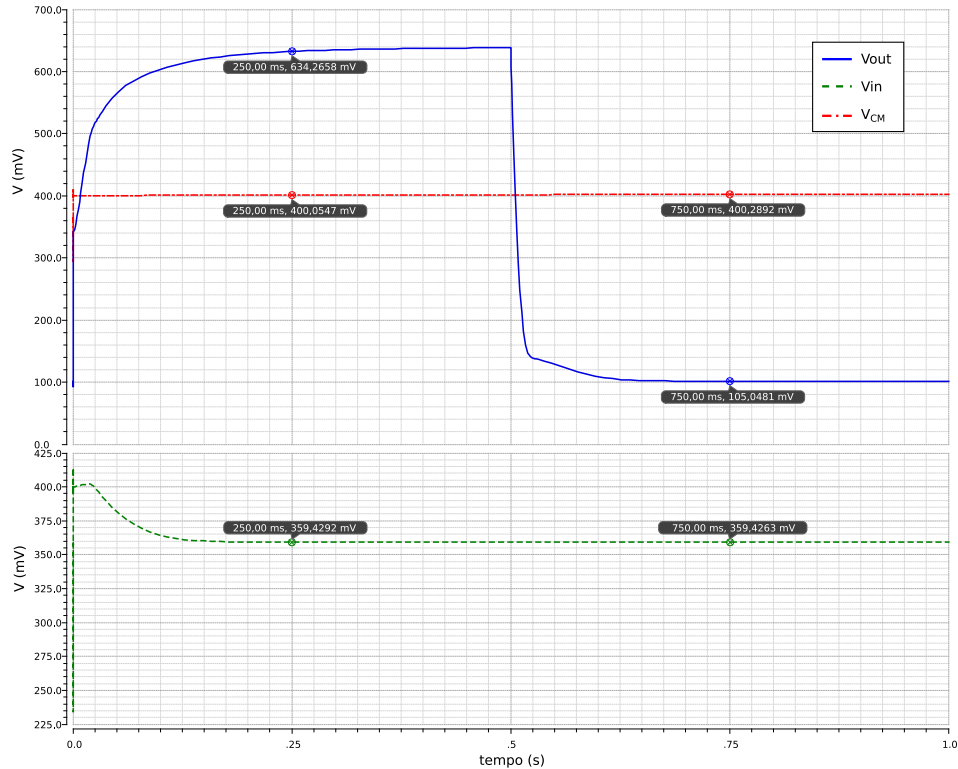


Figura 6.35 – Resposta do circuito condicionador de sinal para um degrau de $\pm 2,5 \mu\text{V}$ aplicado na entrada com ganho programado de 107 dB ($\text{Gain} = 0000_2$, $\text{ZeroAdj} = 128$).

6.5 Conclusão

O projeto do circuito condicionador de sinais para etiquetas RFID sensoras envolveu extensa pesquisa e se mostrou, sob alguns aspectos, mais desafiador do que a do próprio conversor A/D. Embora algumas implementações de sensores sem fio encontradas na pesquisa bibliográfica tenham sido realizadas utilizando Amplificadores de Instrumentação em topologia *chopper*, a alternativa aqui proposta, se mostrou bastante promissora. As duas soluções propostas para o Amplificador de Instrumentação foram capazes de atender ao requisito de ganho mesmo com um consumo extremamente baixo, comparável, em pé de igualdade àqueles apresentados por amplificadores *chopper* no estado-da-arte (DENISON *et al.*, 2007). Além disso, o consumo de todo o circuito condicionador de sinais ficou inferior a $3 \mu\text{W}$, uma marca notável se considerado que além da ordem de ganhos envolvidos, o circuito ainda apresenta recursos de ganho e *offset* programáveis. Por fim, deve-se notar que embora o consumo desta unidade seja compatível com aplicações RFID HF e UHF, os tempos de resposta observados limitam o seu uso pleno ao RFID do tipo NFC. Entretanto, aplicações RFID HF no padrão ISO/IEC 15693 e UHF Class1 Gen2 também podem ser

atendidas sob a condição de manutenção do campo leitor por tempo superior ao de leitura da etiqueta, recurso esse disponível em vários leitores comerciais.

Capítulo 7

Nanossensor de Gás a Nanotubos de Carbono

7.1 Introdução

Os nanotubos de carbono (CNT) apresentam uma elevada relação de superfície/volume, o que os torna muito adequados para aplicações de detecção de gás (MEYYAPPAN, 2004). Sua principal vantagem sobre os sensores de gás convencionais, à base de óxido metálico (MOX), é seu baixo consumo de energia. Além disso, os sensores de gases baseados em CNT apresentam bom desempenho quando decorados por nanopartículas sensíveis aos gases de interesse.

Existem basicamente duas configurações distintas para sensores de nanotubos de carbono: a configuração como transistor de efeito de campo e a configuração químico-resistiva. Transistores de efeito de campo baseados em nanotubos de carbono de parede simples (SW-CNT FETs) apresentam elevada sensibilidade, mas requerem um processo de fabricação bastante complexo (KUPRIYANOV, 1996). Sensores CNT do tipo químico-resistivo não requerem um processo de fabricação tão complexo como os CNT FETs e podem ser fabricados de duas maneiras diferentes (GELAMO *et al.*, 2009):

- Filmes finos de nanotubos de carbono metálicos e semicondutores misturados e depositados entre dois eletrodos;
- Nano-sensores formados por uma pequena quantidade de nanotubos de carbono que conectam dois microeletrodos separados por poucos micrometros de distância.

Sensores de filme fino são geralmente os mais simples de construir. Métodos comuns de fabricação são por deposição química e por impressão a jato de tinta (THAI *et al.*,

2011; RIDA LI YANG, 2010). Apesar de sua simplicidade, sensores CNT de filme fino podem ser facilmente contaminados por gases ou outras substâncias. Sua resposta costuma sofrer alterações após a primeira exposição ao gás alvo. O sensor continua apresentando respostas distintas na presença e na ausência do gás, porém, com menor variação entre elas (OCCHIUZZI *et al.*, 2011a). Isso se deve à adesão de moléculas do gás às paredes dos nanotubos e, no caso dos sensores poliméricos, à própria estrutura do polímero. Alguns procedimentos permitem o restabelecimento total ou parcial da resposta original, tal como a limpeza por nitrogênio ou o aquecimento do sensor. No entanto, tais procedimentos podem ser, em alguns casos, mais inconvenientes do que seria a própria troca de baterias em etiquetas ativas.

Por outro lado, os nano-sensores CNT são fabricados por técnicas de microfabricação, claramente mais complexas do que a deposição química ou impressão por jato de tinta. Entretanto, esses sensores são menos susceptíveis à contaminação, dado que os contaminantes podem ser evaporados da superfície dos nanotubos de carbono por um pulso de corrente. Além disso, o tamanho reduzido destes nano-sensores, aliado a sua alta sensibilidade, devido ao forte auto-aquecimento por efeito de Joule (GELAMO *et al.*, 2009), os torna muito atraentes para serem utilizados em microreatores.

É, portanto, no intuito de se solucionar o problema gerado pelo uso de sensores de filme fino a nanotubos de carbono que se propõe o uso de nano-sensores CNT. A fabricação desses sensores requer recursos laboratoriais e expertise específicos à nanotecnologia que estão além das competências do laboratório vinculado a este projeto. Por essa razão, a fabricação dos sensores foi realizada pelo Centro de Componentes Semicondutores e Nanotecnologias (CCSNano) da Unicamp, que conta com pessoal de pesquisa e desenvolvimento experiente na fabricação de nano-sensores. O trabalho ali realizado será detalhado na seção seguinte.

7.2 Fabricação

O desenho esquemático simplificado do nano-sensor de gás a nanotubos de carbono fabricado é ilustrado na Figura 7.1. Embora os eletrodos mostrados na ilustração sejam recobertos de ouro, foi também empregado em alguns sensores eletrodos de alumínio, bem

como a fiação de conexão.

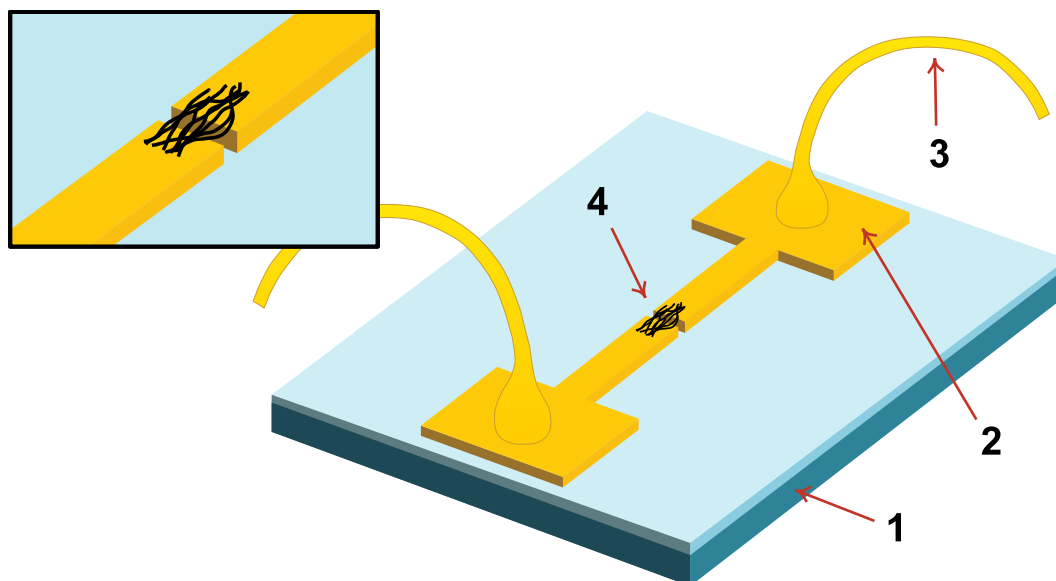


Figura 7.1 – Representação do nano-sensor de gás a nanotubos de carbono. (1) substrato de silício oxidado, (2) eletrodos em ouro, (3) fiação de conexão, (4) nanotubos de carbono depositados por dieletroforese. Uma vista em detalhe dos nanotubos de carbono depositados entre os eletrodos é mostrada na imagem em recorte (SAVU *et al.*, 2015).

Dois tipos de nano-sensores foram fabricados a partir das pastilhas com microeletrodos apresentadas. Um baseado em MWCNTs decorados com nanopartículas de cobre, e outro baseado em MWCNTs decorados com nanopartículas de titânio. Em cada pastilha de silício foram fabricados quatro nanosensores, conforme mostrado na Figura 7.2. Na micrografia é possível identificar cada sensor por uma letra específica (A, B, C e D), posicionada acima da fenda onde os nanotubos estão depositados. A localização da fenda é indicada por uma pequena marcação abaixo de cada par de eletrodos. O número no centro entre os eletrodos dá identificação única a cada pastilha de sensores.

Os dois eletrodos de cada nano-sensor na pastilha são inicialmente conectados entre si. Depois de finalizada sua fabricação, a separação dos eletrodos juntamente com a fenda é realizada por FIB (feixe de íons focalizado), conforme mostrado na Figura 7.3. Este procedimento permitiu a criação de microsensores a MWCNT baseados em nanoestruturas suspensas, bem mais sensíveis à presença de gases do que a configuração convencional, na qual os nanotubos ficam em contato térmico direto com o óxido de silício do substrato (GELAMO *et al.*, 2009).

O detalhe lateral em corte da fenda é apresentado na Figura 7.4. Na figura é possível

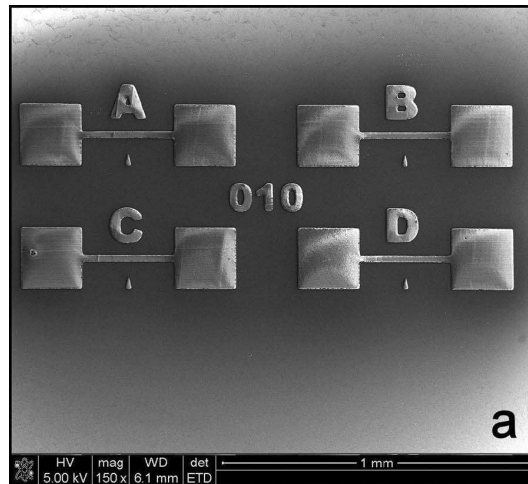


Figura 7.2 – Pastilha de silício com eletrodos para quatro nano-sensores. (SAVU *et al.*, 2012).

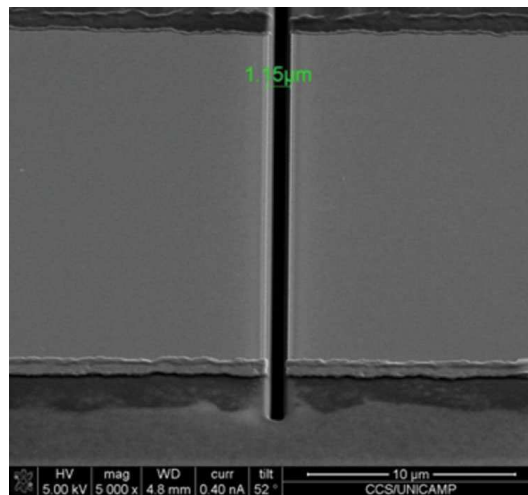


Figura 7.3 – Fenda entre os eletrodos criada por FIB.

visualizar a espessura do eletrodo (645,1 nm) e a espessura da camada de titânio-tungstênio (60,8 nm) depositada para a aderência dos nanotubos.

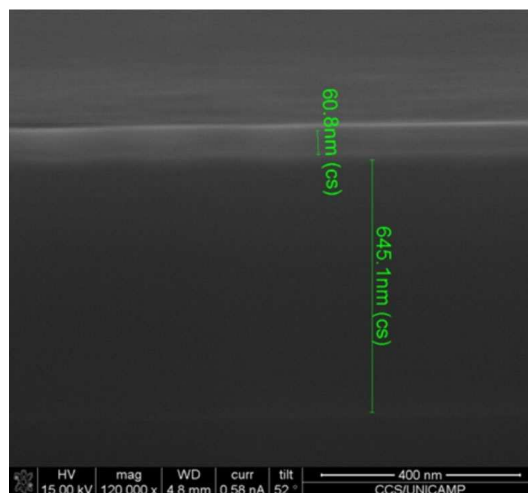
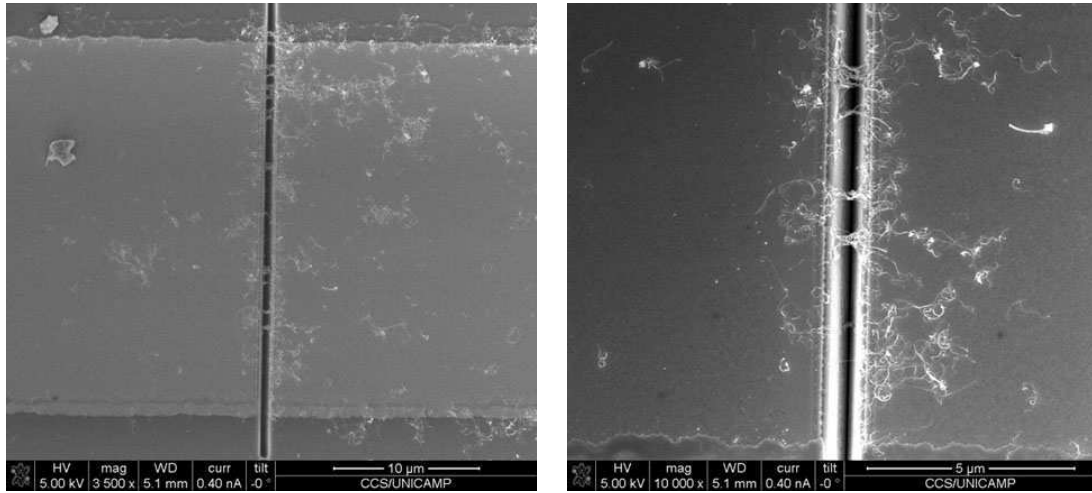


Figura 7.4 – Micrografia lateral da fenda exibindo o corte de um dos eletrodos.

Na Figura 7.5 são mostradas as imagens obtidas por microscopia eletrônica de varredura com fonte de emissão de campo (FE-SEM) de um nanosensor fabricado com nanotubos *multi-walled* decorados com cobre.



(a) Nanosensor de nanotubos decorados com cobre. (b) Nanosensor de nanotubos decorados com cobre (detalhe).

Figura 7.5 – Micrografia obtida por FE-SEM de um nanossensor de gás a nanotubos de carbono decorados fabricado no CCSNano (Unicamp) .

7.3 Resultados Obtidos

7.3.1 Ensaios de Tratamento dos Contatos

A curva característica V-I de um dos nano-sensores fabricados (MWCNTs decorados com Cobre) para uma tensão de entrada de -1 V a 1 V é mostrada na Figura 7.6.

A resposta não linear se deve ao precário contato elétrico entre os eletrodos do sensor e os nanotubos de carbono que após a deposição ainda se dá de forma muito superficial. Conforme se pode notar, a resistência do sensor para correntes de até $1 \mu\text{A}$ é aproximadamente $333 \text{ k}\Omega$. Já para correntes maiores que $6 \mu\text{A}$, a resistência cai para cerca de $43,5 \text{ k}\Omega$. Por consequência desse contato precário, o dispositivo apresenta pouca ou nenhuma sensibilidade ao gás de destino.

Uma das formas de se solucionar o problema do contato precário entre eletrodos e nanotubos é pela aplicação de degraus progressivos de potencial no sensor, mediante a exposição controlada do gás de destino, até que se observe a uma alteração notável da sensibilidade do sensor. A aplicação de potenciais progressivos no sensor irá aquecer os nanotubos fazendo com que o mesmo ‘se solde’ ao metal de revestimento dos eletrodos,

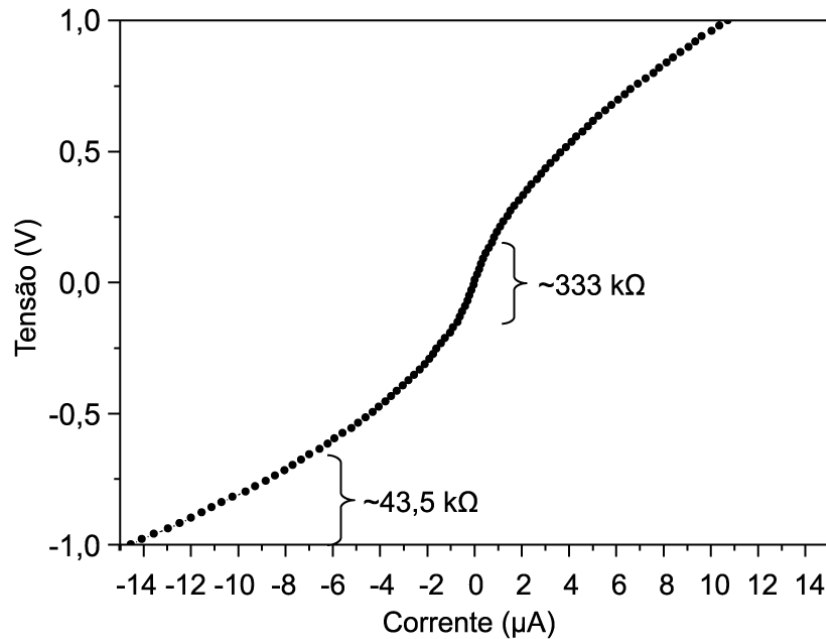
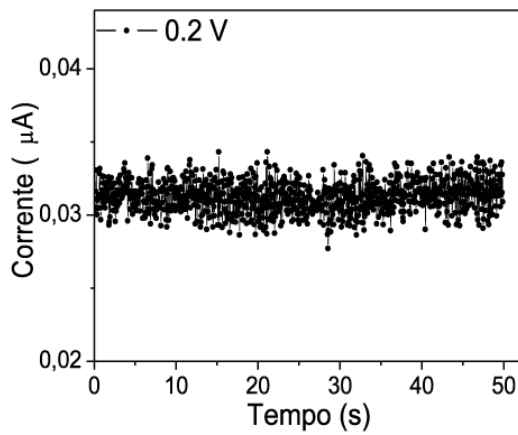


Figura 7.6 – Característica I-V para um sensor de MWCNTs decorados com cobre.

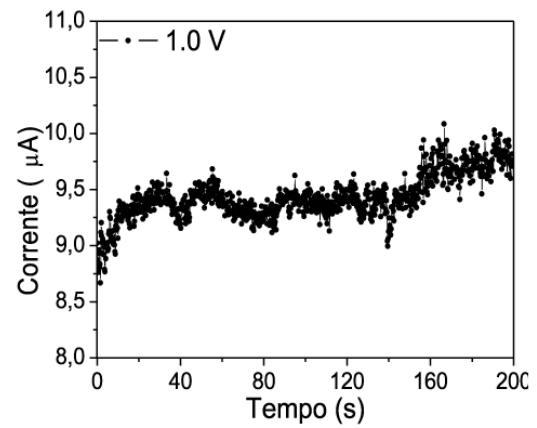
melhorando e estabilizando o contato elétrico entre eles. Para o sensor em questão, quatro degraus foram aplicados com diferentes durações, conforme a Figura 7.7.

O primeiro degrau, de 200 mV, foi aplicado por 50 segundos. O resultado, mostrado na Figura 7.7(a), não apresenta alteração da resistência média do sensor, permanecendo seu valor em torno de 6,2 M Ω . O segundo degrau aplicado teve o valor ajustado para 1,0 V, sendo mantido por 200 segundos, de acordo com a Figura 7.7(b). Ao contrário do primeiro ensaio, uma alteração na resposta do sensor começou a ser notada. Para esse teste, a resistência inicial do sensor foi 114 k Ω , sendo alterada para 104 k Ω ao final do ensaio. Para o terceiro degrau foi utilizada uma amplitude de 2,0 V, porém, após 50 segundos de exposição não foi observada nenhuma alteração significativa. O quarto degrau aplicado teve sua amplitude fixada em 3,5 V, sendo capaz de provocar uma mudança significativa na resistência do sensor, conforme mostrado na Figura 7.7(d). Por fim, foram aplicados mais dois degraus de tensão, um de 4,0 V e outro de 5,0 V, conforme mostrado nas Figuras 7.8(a) e 7.8(b).

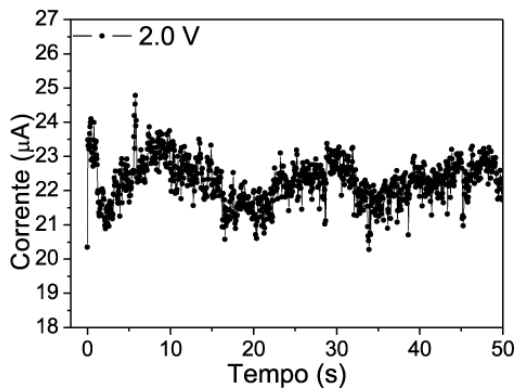
O degrau de 4,0 V não provocou mudanças significativas na resistência média do sensor, ao passo que na aplicação do degrau de 5,0 V uma redução percentual de cerca de 10% foi observada. Os resultados indicam que tratamento do contato majoritariamente ocorrido para o degrau de 3,5 V foi consolidado, estando o sensor pronto para operar. A curva característica V-I de do nano-sensores para uma tensão de entrada de -1 V a 1 V após o



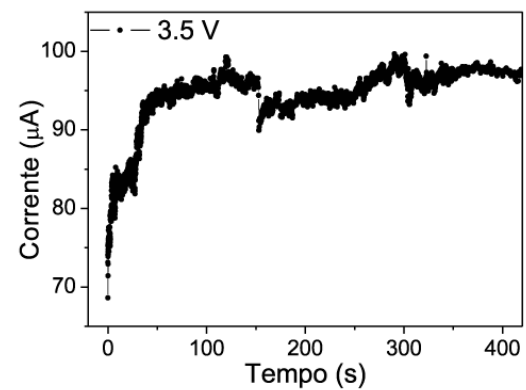
(a) Resposta do sensor a um degrau de 200 mV.



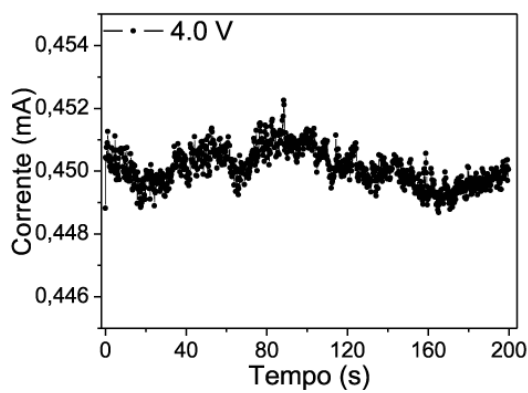
(b) Resposta do sensor a um degrau de 1 V.



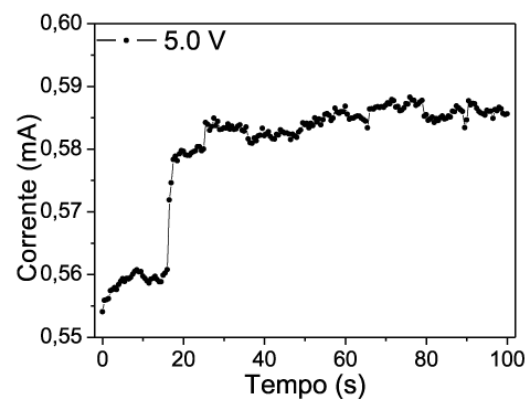
(c) Resposta do sensor a um degrau de 2 V.



(d) Resposta do sensor a um degrau de 3,5 V.

Figura 7.7 – Resposta do sensor a quatro diferentes degraus de tensão.

(a) Resposta do sensor a um degrau de 4 V.



(b) Resposta do sensor a um degrau de 5 V.

Figura 7.8 – Resposta do sensor a degraus de tensão de 4 e 5 Volts.

tratamento do contato é mostrada na Figura 7.9. Tal como se pode notar, a nova curva característica é perfeitamente linear. Além disso, a resistência do sensor foi reduzida para aproximadamente 11 k Ω .

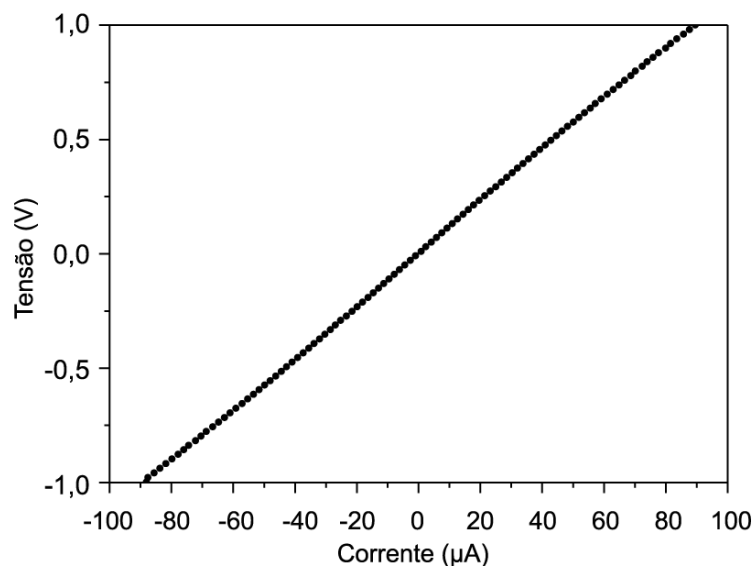


Figura 7.9 – Característica I-V para um sensor de MWCNTs decorados com cobre após o tratamento do contato.

A evolução da resistência do sensor ao longo do tratamento dos contatos é ilustrada na Figura 7.10. Os pontos foram calculados pelo ajuste linear das curvas I-V levantadas durante o tratamento do contato. Em todas as curvas a tensão considerada no cálculo foi variada de -1,0 V a 1,0 V.

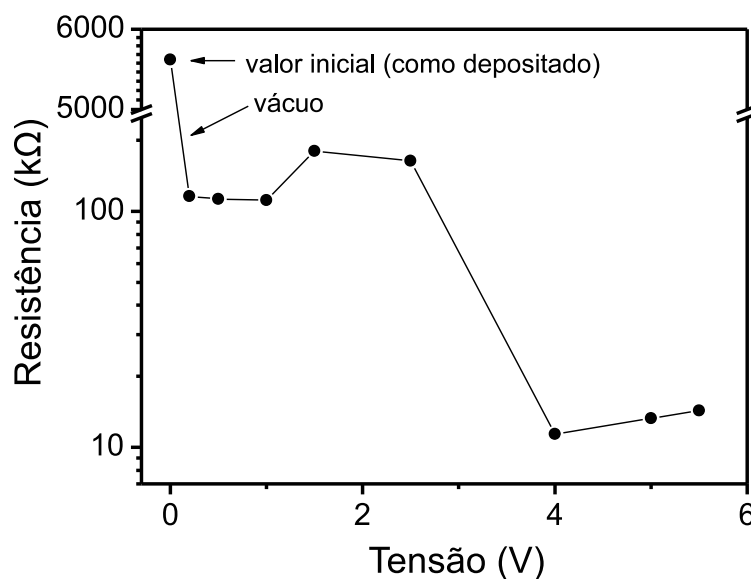
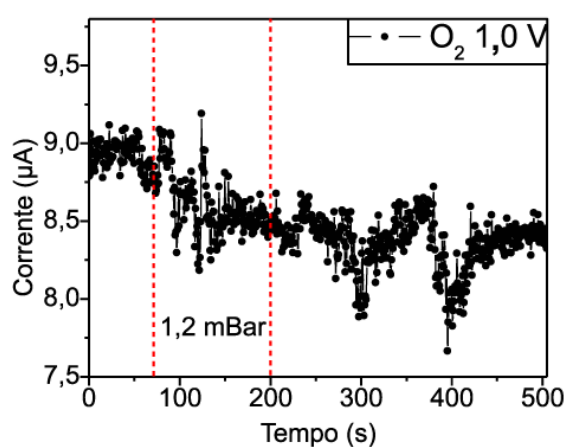


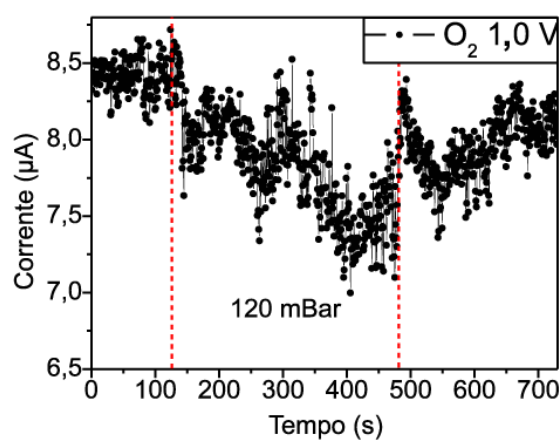
Figura 7.10 – Evolução da resistência do sensor ao longo do tratamento dos contatos.

7.3.2 Ensaios de Sensoriamento de Gás

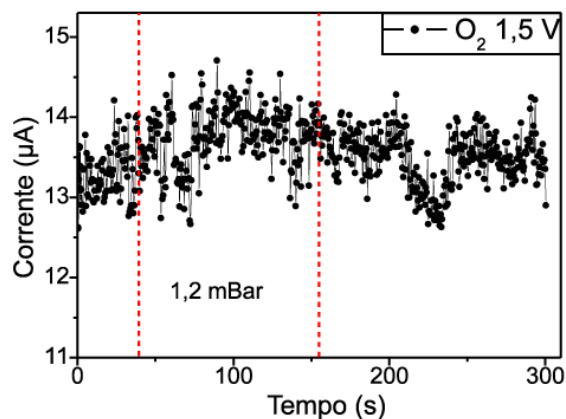
Os ensaios de sensoriamento de gás foram realizados em dois momentos distintos, antes e após o tratamento dos contatos. Nos primeiros testes, feitos antes do tratamento do contato, foram aplicados pulsos de O_2 de diferentes pressões e tempos de duração. Em todas as medidas a pressão de vácuo é de $1,0 \cdot 10^{-2}$ mBar. Os resultados para o sensor polarizado com tensões de 1,0 a 2,0 V são apresentados nas Figuras 7.11. Nos quatro ensaios não é perceptível nenhuma capacidade sensora ao gás, salvo pela sutil redução de resistência média observada na Figura 7.11(b) mediante elevada pressão (120 mBar).



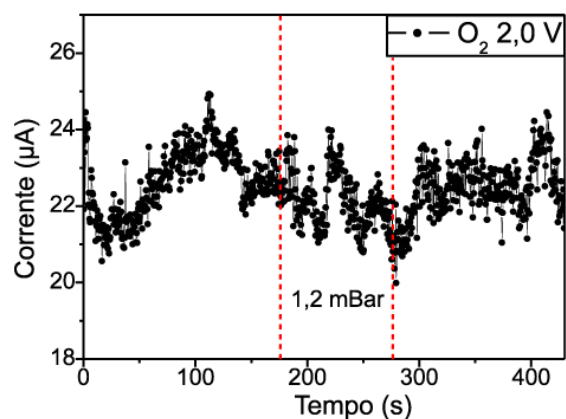
(a) Resposta do sensor a 1,2 mBar de O_2 , 1 V.



(b) Resposta do sensor a 120 mBar de O_2 , 1 V.



(c) Resposta do sensor a 1,2 mBar de O_2 , 1,5 V.



(d) Resposta do sensor a 1,2 mBar de O_2 , 2 V.

Figura 7.11 – Resposta do sensor a pulsos de O_2 com diferentes pressões e tensões de polarização de 1,0 a 2,0 Volts.

Os testes foram repetidos para polarizações de 2,5 e 3,0 Volts, os resultados são reportados na Figura 7.12. Nota-se que a partir de 2,5 V o sistema começa a apresentar sensibilidade ao O_2 . No entanto, após a retirada o gás, não se observa a recuperação da resposta, mesmo após longos intervalos de tempo. O aumento da potência aplicada no

sensor provoca o aumento de temperatura dos nanotubos, fazendo com que sítios em sua estrutura comecem a ficar ativos para a adsorção de moléculas de O_2 . No entanto, a saída do gás não provoca a dessorção destas moléculas adsorvidas, permanecendo a resposta alterada.

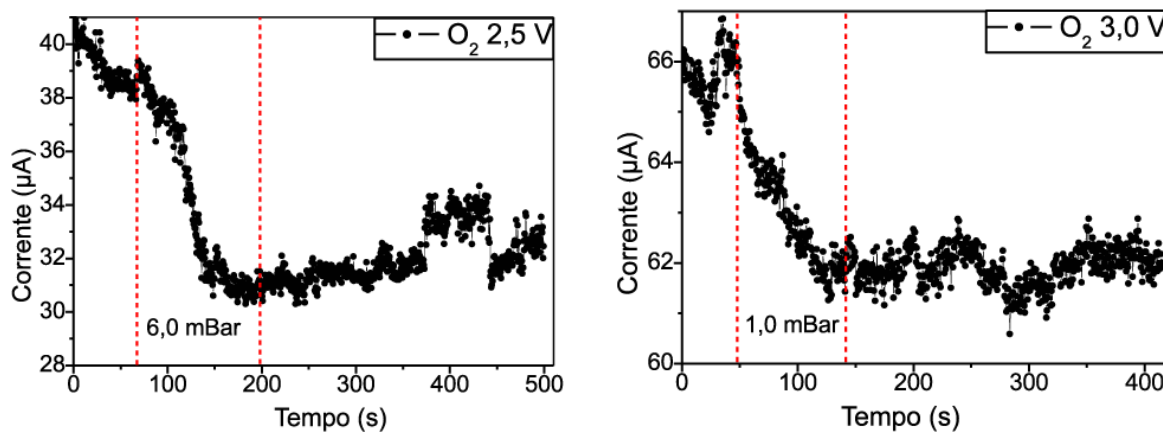
(a) Resposta do sensor a 6,0 mBar de O_2 , 2,5 V.(b) Resposta do sensor a 1,0 mBar de O_2 , 3 V.

Figura 7.12 – Resposta do sensor a pulsos de O_2 com diferentes pressões e tensões de polarização de 2,5 e 3,0 Volts.

As medidas feitas após o tratamento dos contatos apresentaram notável melhora na sensibilidade, além de agregar a capacidade de recuperação da resposta do sensor após a retirada do gás, embora essa recuperação ainda seja parcial e lenta. Os ensaios realizados para a polarização de 3,5 V são apresentados nas Figuras 7.13 e 7.14.

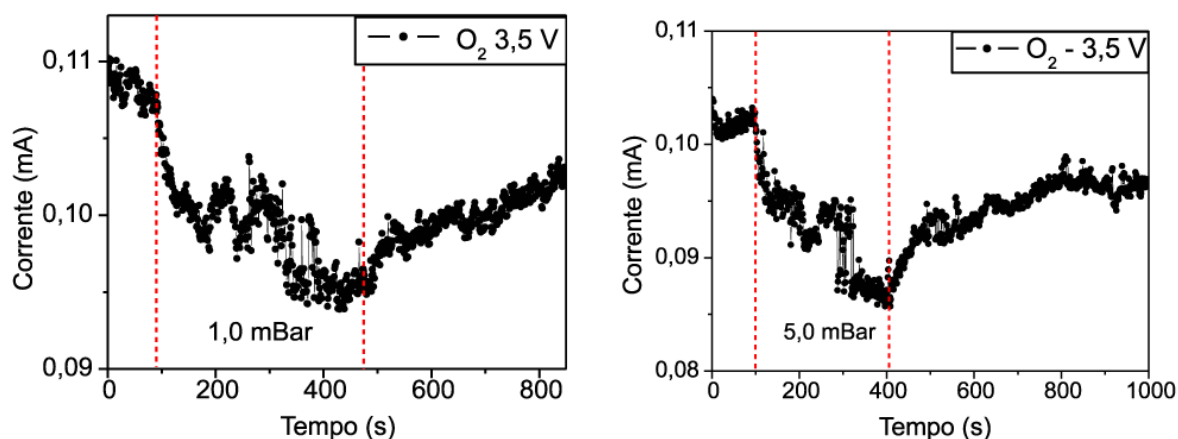
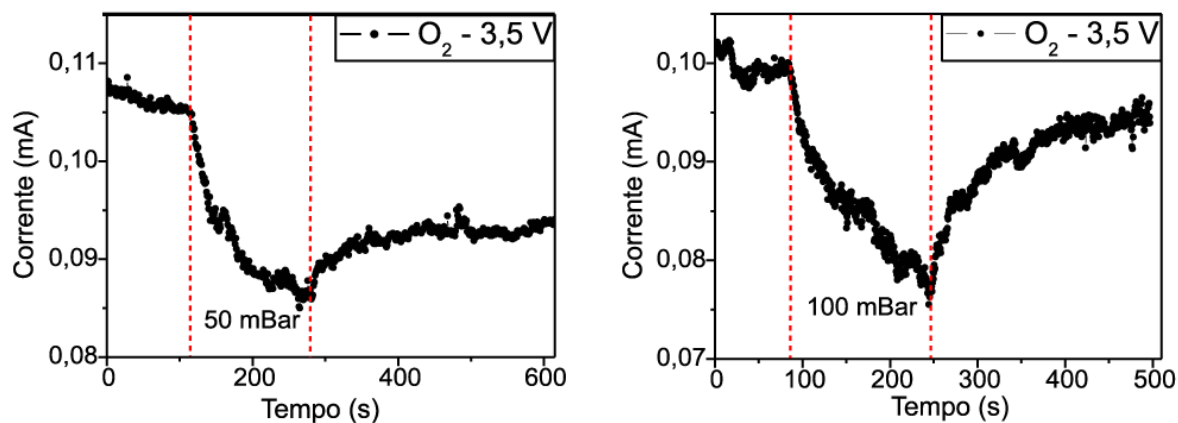
(a) Resposta do sensor a 1,0 mBar de O_2 , 3,5 V.(b) Resposta do sensor a 5,0 mBar de O_2 , 3,5 V.

Figura 7.13 – Resposta do sensor a pulsos de O_2 e tensão de polarização de 3,5 Volts.

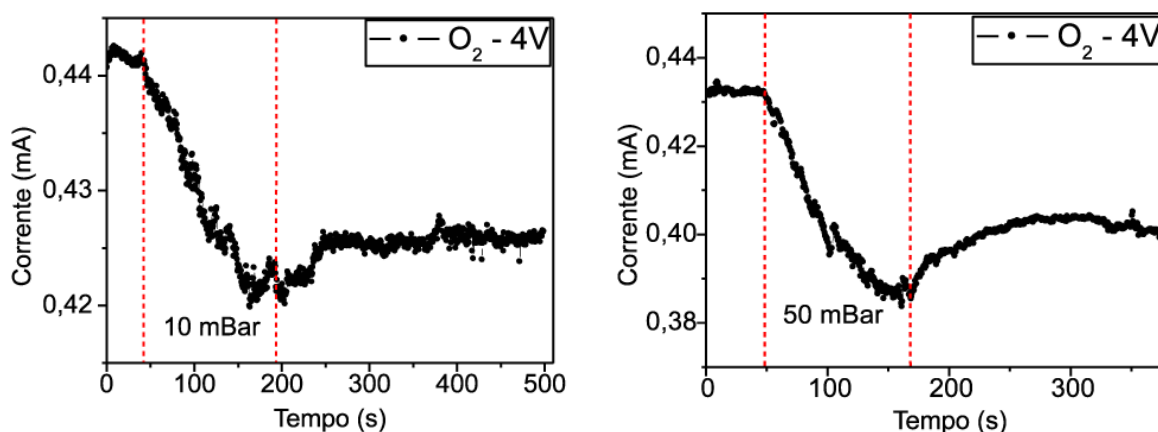
Como os ensaios realizados para a polarização de 3,5 V foram feitos durante o processo de tratamento dos contatos, a recuperação observada pode ser apenas efeito da melhora dos contatos elétricos, não necessariamente uma recuperação real da capacidade sensora.



(a) Resposta do sensor a 50 mBar de O_2 , 3,5 V. (b) Resposta do sensor a 100 mBar de O_2 , 3,5 V.

Figura 7.14 – Resposta do sensor a pulsos de O_2 com diferentes pressões e tensão de polarização de 3,5 Volts após o tratamento do contato.

Por essa razão, novos ensaios foram realizados para uma polarização de 4,0 Volts. O resultado é apresentado na Figura 7.15.



(a) Resposta do sensor a 10,0 mBar de O_2 , 4 V. (b) Resposta do sensor a 50 mBar de O_2 , 4 V.

Figura 7.15 – Resposta do sensor a pulsos de O_2 com diferentes pressões e tensão de polarização de 4 Volts.

A análise dos ensaios realizados com a polarização de 4,0 Volts demonstra, mais uma vez, uma lenta recuperação da capacidade sensora após a exposição ao O_2 , indicando que grande parte dos sítios dos nanossensores que adsorveram moléculas do gás as mantiveram adsorvidas após a retirada do O_2 . Como resultado prático, a sensibilidade do sensor foi fortemente reduzida após a exposição ao gás.

7.3.3 Ensaio de Limpeza do Sensor

A limpeza do sensor de gás consiste em submetê-lo a um tratamento capaz de forçar a dessorção das moléculas do gás adsorvido durante o processo de sensoriamento. O tratamento utilizado nesse caso utiliza pulsos de tensão de amplitude superior àquela utilizada no sensoriamento. Testou-se inicialmente a dessorção por um único pulso de tensão, sendo este 1 Volt superior a tensão de medição (4 V), neste caso, um pulso de 5 V. O resultado do ensaio é apresentado na Figura 7.16.

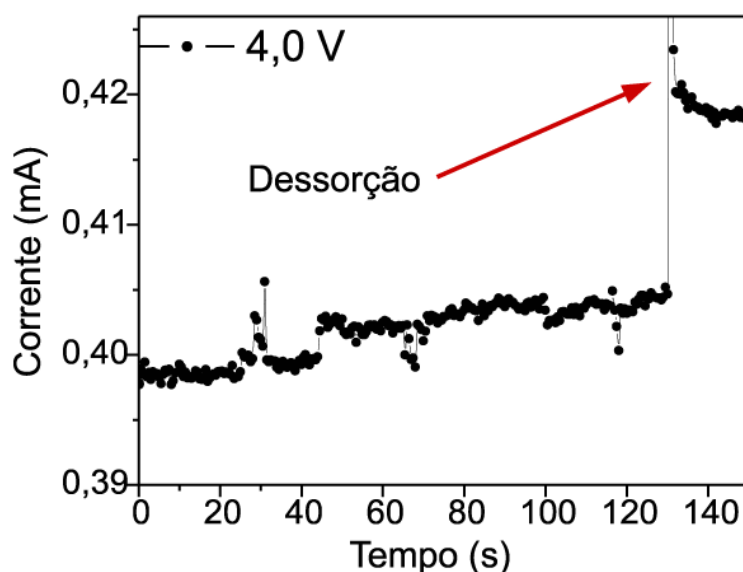


Figura 7.16 – Ensaio de limpeza do sensor para um único pulso de tensão de 5 V. A polarização utilizada na medição foi de 4 V.

Mesmo com um pulso apenas 1,0 V superior ao da tensão de polarização aplicada no sensoriamento, e da duração do pulso aplicado ter sido de apenas 1 s, observou-se um ganho significativo na corrente, indicando que houve dessorção das moléculas de O_2 adsorvidas na superfície dos nanotubos, durante a injeção do gás. Entretanto, as medidas de sensoriamento feitas aplicando a dessorção por pulso de potencial após a evacuação da câmara de teste demonstraram que a aplicação de um único pulso curto de tensão não é suficiente para a recuperação total da sensibilidade do sensor, conforme pode ser visto na Figura 7.17.

Após a realização de novos ensaios com pulsos repetitivos de 1 V e 2 V de sobretensão, estabeleceu-se uma sequência de 4 pulsos com 2 V de sobretensão, ou seja, 2 V acima do potencial empregado na polarização do sensor durante as medições, como sendo suficientes para o completo restabelecimento da sensibilidade dos nano-sensores. A aplicação da

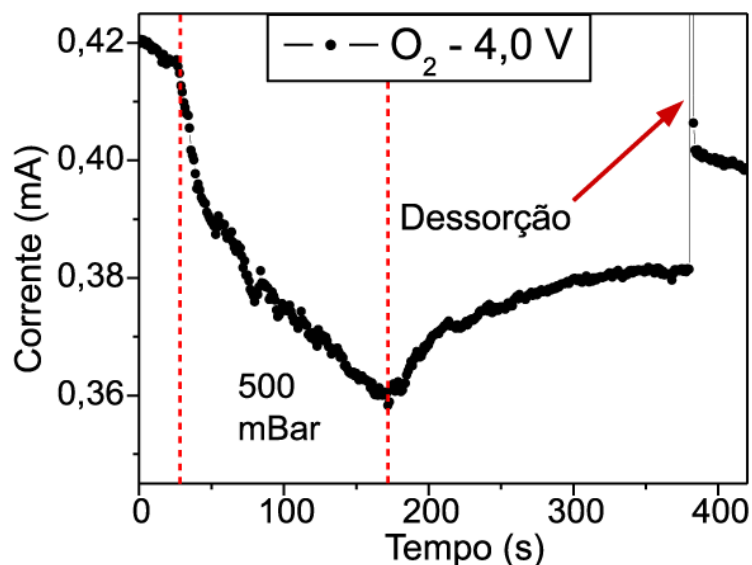


Figura 7.17 – Recuperação parcial da capacidade sensora após a aplicação de um único pulso de tensão.

metodologia descrita bem como o total restabelecimento da sensibilidade do sensor pode ser observado na Figura 7.18, obtida em um ensaio realizado com 1 mBar de Oxigênio, o sensor polarizado com 3 Volts para leitura e limpo com 4 pulsos 5 V com 1 segundo de duração cada.

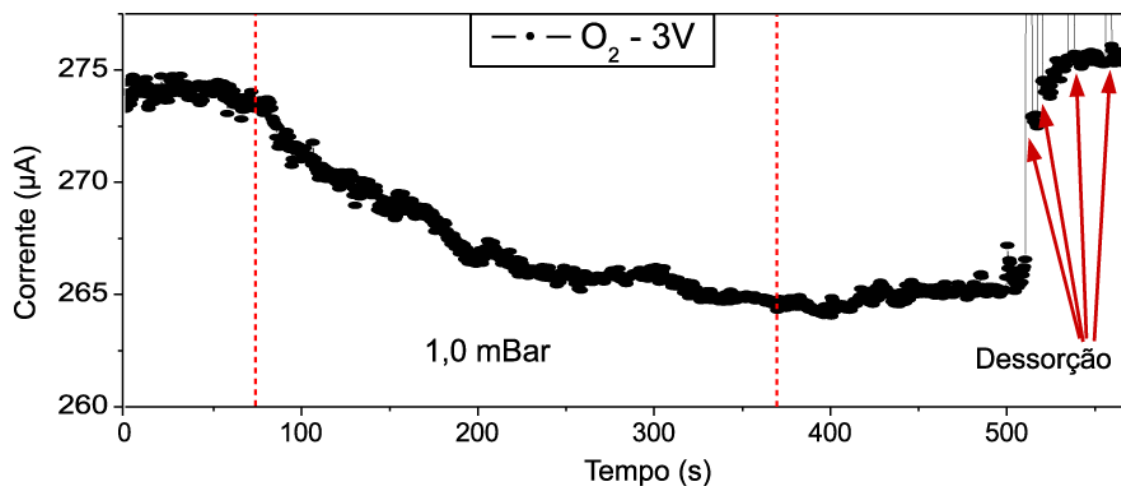


Figura 7.18 – Recuperação completa da capacidade sensora após a aplicação de 4 pulsos de 2 V de sobretensão.

7.4 Conclusão

Uma primeira versão do sensor proposto para ser aplicado ao sensoriamento de gases com etiquetas RFID passivas foi fabricada e testada com sucesso. Apesar dos sensores terem sido fabricados e testados para a detecção do Oxigênio, resultados semelhantes

podem ser obtidos para o gás de Amônia (NH_3), que também se apresenta muito reativo.

Embora nos ensaios realizados a potência envolvida no sensoriamento do O_2 tenha sido relativamente alta para aplicações com etiquetas RFID passivas, cerca de $850 \mu\text{W}$ no último ensaio, deve-se notar que elas referem-se a um sensor cuja resistência é de apenas $11 \text{ k}\Omega$. Essa resistência pode ser aumentada mediante a ligação em série de vários nano-sensores de resistividade semelhante ao testado, ou pela deposição reduzida de nanotubos. A última alternativa parece mais promissora, embora deva impactar na sensibilidade do sensor, uma vez que existirão menos elementos sensores no dispositivo. Estima-se que para um sensor fabricado com a resistência final (após o tratamento dos contatos), igual a $150 \text{ k}\Omega$, a potência necessária para o sensoriamento caia para $60 \mu\text{W}$, aproximadamente. É possível ainda reduzir drasticamente a potência consumida no sensor empregando-se sensores de gás a nanotubos de carbono do tipo FET. Entretanto, esta solução não foi explorada neste trabalho devido a dificuldade de produção regular dessas estruturas cuja solução requer o aperfeiçoamento das atuais técnicas de nanofabricação.

Conforme previsto inicialmente, os ensaios de limpeza do sensor adotado mostraram excelentes resultados, provando que, ao contrário dos sensores de filme fino, é possível limpar completamente os nano-sensores de forma totalmente eletrônica, sem a necessidade de intervenção humana. Embora os pulsos de limpeza utilizados tenham duração de 1 segundo, essa tarefa quando implementada numa etiqueta sensora não precisa retornar nenhuma resposta imediata ao leitor, podendo utilizar todo o tempo disponível do protocolo de interrogação para armazenar energia e realizar a tarefa. Por fim, observa-se que mesmo com a ordem de grandeza da potência consumida e os tempos de limpeza envolvidos nos ensaios realizados com o nano-sensor fabricado, os resultados obtidos são compatíveis com a aplicação em etiquetas RFID do tipo NFC (ISO/IEC 14443).

Capítulo 8

Multiplexador para Sensores

8.1 Introdução

O bloco multiplexador tem a finalidade de permitir que múltiplos sensores possam compartilhar do mesmo circuito de condicionamento de sinal e conversor A/D. Conforme esboçado na Figura 8.1, trata-se de um bloco bastante simples, composto basicamente por um multiplexador digital de 8 canais (MUX 3:8), quatro portas de transmissão CMOS ($SW0$ a $SW3$) e seis transistores MOS operando como chaves. A malha de polarização dos sensores, formada pelos resistores $Rr0$ a $Rr3$ e $Rc0$ a $Rc3$ é externa ao circuito integrado, de forma a permitir a adoção de valores adequados à resistência de cada nano-sensor. A entrada correspondente ao sensor de temperatura não é explicitada nesse diagrama.

Duas formas de polarização foram previstas. A primeira destina-se à leitura dos sensores e é feita pelos resistores $Rr0$ a $Rr3$ ligados à linha v_read , conectada a $VSens$ através do chave PMOS M_4 , comandada pelo sinal de entrada $read_sens$. Como essa forma de polarização é voltada para a leitura dos sensores, os resistores $Rr0$ a $Rr3$ devem ser arbitrados de forma a minimizar tanto quanto possível o valor da corrente de polarização, de maneira a reduzir o consumo de energia da etiqueta durante as operações de leitura dos sensores.

A segunda forma de polarização destina-se à limpeza dos sensores e é feita pelos resistores $Rc0$ a $Rc3$ ligados à linha v_clear , conectada à $VSens$ através da chave PMOS M_5 , comandada pelo sinal de entrada $clear_sens$. Conforme explicado no Capítulo 7, a limpeza de um nano-sensor CNT pode ser feita pela aplicação de um pulso de corrente mais elevada do que a corrente de polarização para sensoriamento. A escolha dos valores dos resistores $Rc0$ a $Rc1$ deve ser feita de maneira a satisfazer esse valor de corrente.

Como não há um controle preciso do diâmetro nem do número de nanotubos em cada

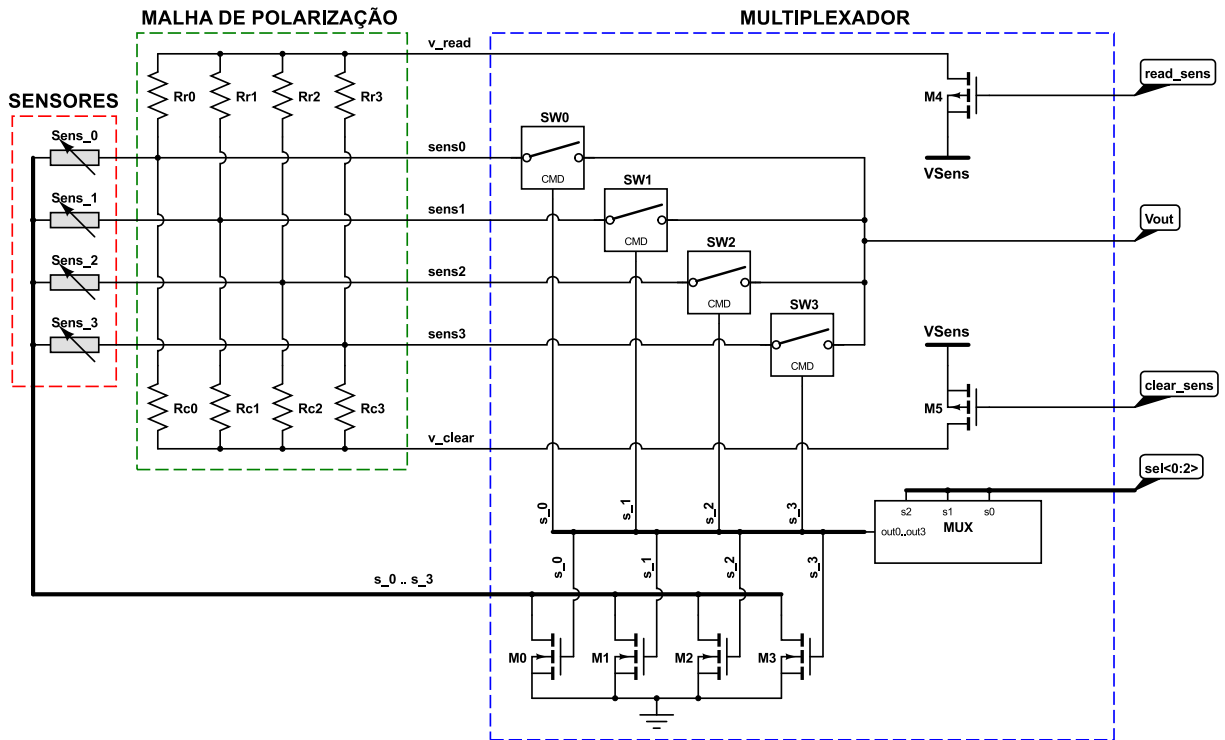


Figura 8.1 – Diagrama esquemático contendo todo o circuito que precede a entrada do circuito de condicionamento de sinal: os sensores, sua malha de polarização e o bloco multiplexador de entrada.

nanosensor, a resistências dos sensores podem diferir. Por essa razão, é conveniente que as resistências de polarização R_r e R_c sejam externas a etiqueta, de maneira a poderem ser adequadamente escolhidas para cada caso.

A implementação em nível de transistores do circuito multiplexador para sensores será discutida em mais detalhes na seção seguinte.

8.2 O Circuito Multiplexador

O circuito completo do multiplexador para sensores é apresentado na Figura 8.2.

Apesar de apenas quatro sensores externos terem sido previstos nesta implementação, o circuito multiplexador pode ser facilmente expandido para comportar sete sensores externos, sendo a oitava linha reservada ao sensor de temperatura interno. A fim de simplificar a implementação e reduzir a área de silício ocupada na versão implementada, o MUX digital foi otimizado eliminando os componentes responsáveis pelas saídas não utilizadas.

Tanto as operações de leitura quanto de limpeza agem sobre apenas um dos quatro sensores de cada vez. A seleção de qual dos quatro sensores externos sofrerá a ação

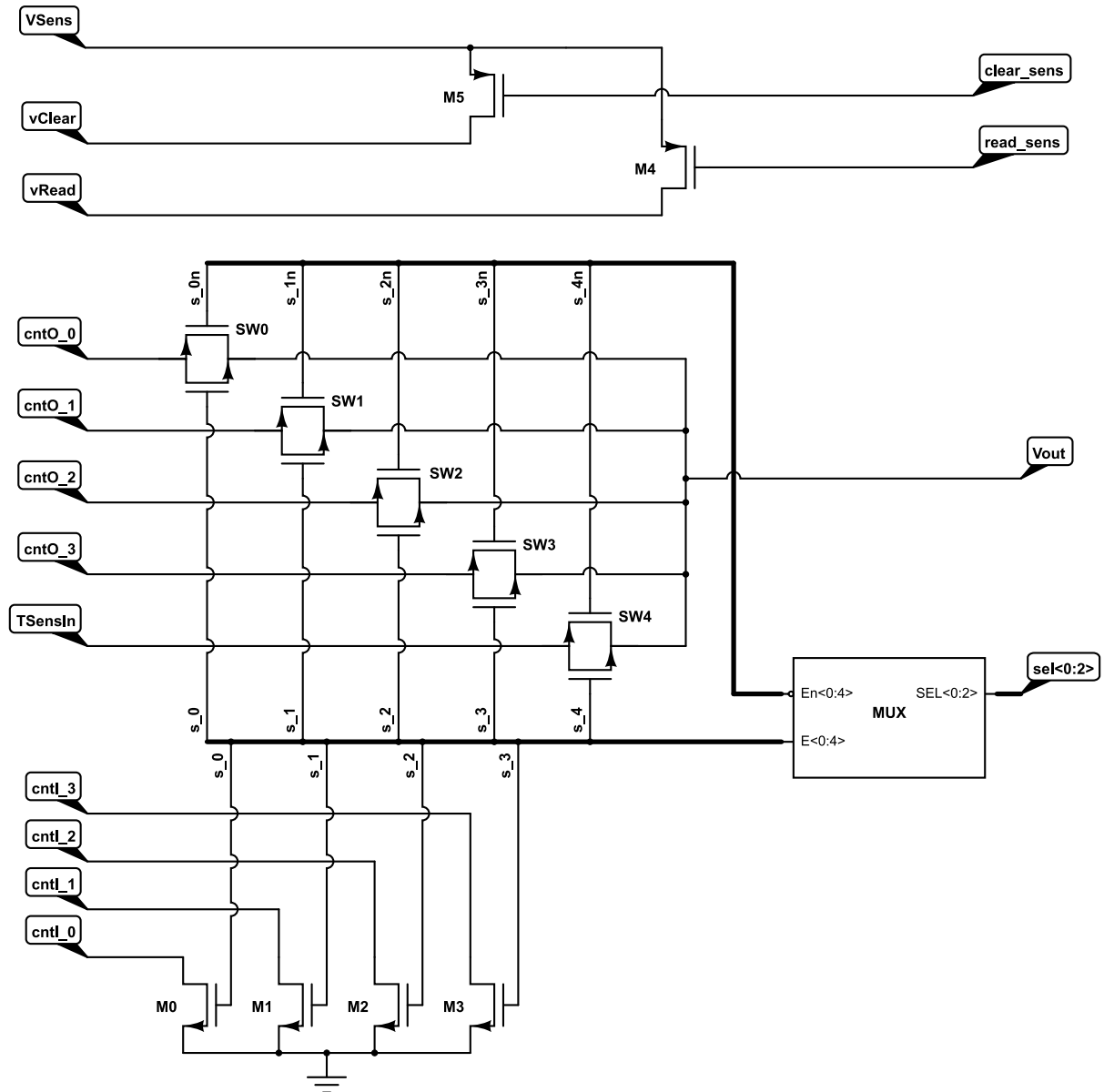


Figura 8.2 – Diagrama esquemático completo do circuito multiplexador para sensores.

de leitura ou limpeza é feita pela seleção de um dos quatro primeiros endereços do MUX através da entrada $sel<2:0>$ (3 bits, sel_0 a sel_2). Essa seleção ativa uma das linhas s_0 a s_3 e provoca o fechamento de uma das chaves NMOS (M_0 a M_3), conectando o terminal esquerdo do sensor correspondente ao terra. Simultaneamente, a porta de transmissão CMOS ativada pela mesma linha do MUX conecta o terminal direito do sensor à saída $Vout$ destinada à entrada do circuito de condicionamento de sinal. Caso seja selecionada linha s_4 , a entrada proveniente do sensor de temperatura ($TSensIn$) é conectada à saída do circuito multiplexador através da chave SW_4 .

Os transistores M_0 a M_3 foram dimensionados em aproximadamente $40/0,34 \mu\text{m}$. O

elevado valor de W foi utilizado a fim de reduzir a resistência de condução da chave, estimada por simulação em cerca de 55Ω . Evitou-se também a adoção do valor mínimo para a largura do canal (180 nm) a fim de aumentar a robustez do transistor à descargas eletrostáticas, visto que terão o dreno conectado ao terminal externo do circuito integrado. Pelas mesmas razões, as chaves M_4 e M_5 foram dimensionadas em $210/0,34 \mu\text{m}$, apresentando uma resistência de condução de aproximadamente 45Ω . Dessa forma, a resistência total das chaves que polarizam os nano-sensores é de cerca de 100Ω , ou seja, cerca inferior a $0,003\%$ da resistência somada do sensor com resistor de polarização de leitura junto. Isto assegura uma baixa distorção no sinal do sensor introduzida pelo circuito de multiplexação como também reduz as perdas na polarização. Por fim, os transistores NMOS e PMOS que compõem as portas de transmissão SW_0 a SW_4 foram dimensionados em aproximadamente $30/0,34 \mu\text{m}$ e $60/0,34 \mu\text{m}$, respectivamente. Deve-se notar que a tensão V_{Sens} utilizada na polarização de leitura e limpeza dos sensores é proveniente de um terminal externo ao circuito, podendo exceder a tensão de trabalho do restante do sistema.

8.3 Resultados Obtidos

O circuito concebido foi simulado em quatro situações distintas: nenhum sensor selecionado ($sel_{\langle 2:0 \rangle} = 111_2$, $clr_{sens} = 1$ e $read_{sens} = 1$), nano-sensores CNT 1 a 4 selecionados para leitura ($sel_{\langle 2:0 \rangle} = 000_2$ a 011_2 , $clr_{sens} = 1$ e $read_{sens} = 0$), nano-sensores CNT 1 a 4 selecionados para limpeza ($sel_{\langle 2:0 \rangle} = 000_2$ a 011_2 , $clr_{sens} = 0$ e $read_{sens} = 1$) e sensor de temperatura selecionado ($sel_{\langle 2:0 \rangle} = 100_2$, $clr_{sens} = 1$ e $read_{sens} = 1$). Resistores foram utilizados para simular os nano-sensores, tendo sido testados valores de $100 \text{ k}\Omega$ a $250 \text{ k}\Omega$. Os resistores de polarização de leitura foram ajustados de modo obter correntes na malha entre $4 \mu\text{A}$ e $6 \mu\text{A}$. As formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador para sensores para o nano-sensor 1 selecionado são apresentadas na Figura 8.3. Para a simulação em questão a resistência adotada para o nano-sensor foi $100 \text{ k}\Omega$ e para o resistor de polarização, $200 \text{ k}\Omega$. Admitiu-se ainda que a tensão de alimentação do circuito é inicialmente nula e atinge seu valor de regime após 10 ns , ou seja, uma transição bem mais abrupta do que a esperada em um caso real, para o qual a tensão de regime dificilmente é atingida antes

de um microssegundo.

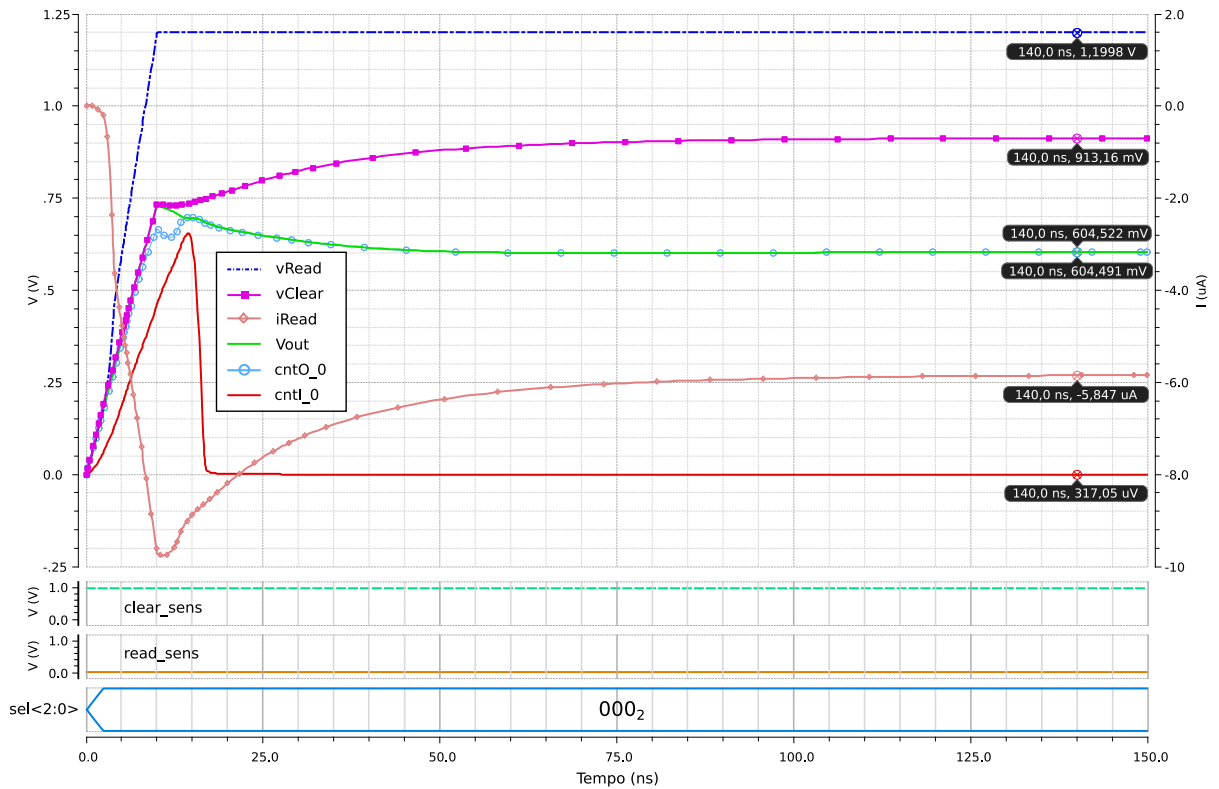


Figura 8.3 – Formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador para sensores com o nano-sensor 1 selecionado para leitura ($sel\langle 2:0 \rangle = 000_2$, $read_sens = 0$, $clear_sens = 1$).

As formas de onda relativas ao modo de limpeza do sensor são exibidas na Figura 8.4. No gráfico é possível distinguir dois momentos distintos. Até $1 \mu s$ nenhum sensor está selecionado ($sel\langle 2:0 \rangle = 000_2$), resultando em uma diferença de potencial entre os terminais do sensor ($cntI0$ e $cntO0$) virtualmente nula. Em $1 \mu s$ o sensor 1 selecionado ($sel\langle 2:0 \rangle = 100_2$) e a linha de alimentação habilitada ($clear_sens = 0$). Como resultado a corrente no sensor salta de 119 nA para $7,19 \mu A$, o que provocaria a limpeza do sensor em um caso real.

Por fim, as formas de onda da simulação de leitura do sensor de temperatura são exibidas na Figura 8.5. Conforme se pode notar, até $8 \mu s$ nenhum sensor foi selecionado, dando tempo de estabilização para a saída do sensor de temperatura. Em $8 \mu s$ o sensor de temperatura é selecionado e sua tensão de saída é repassada para a saída do multiplexador com uma queda de apenas 2 mV .

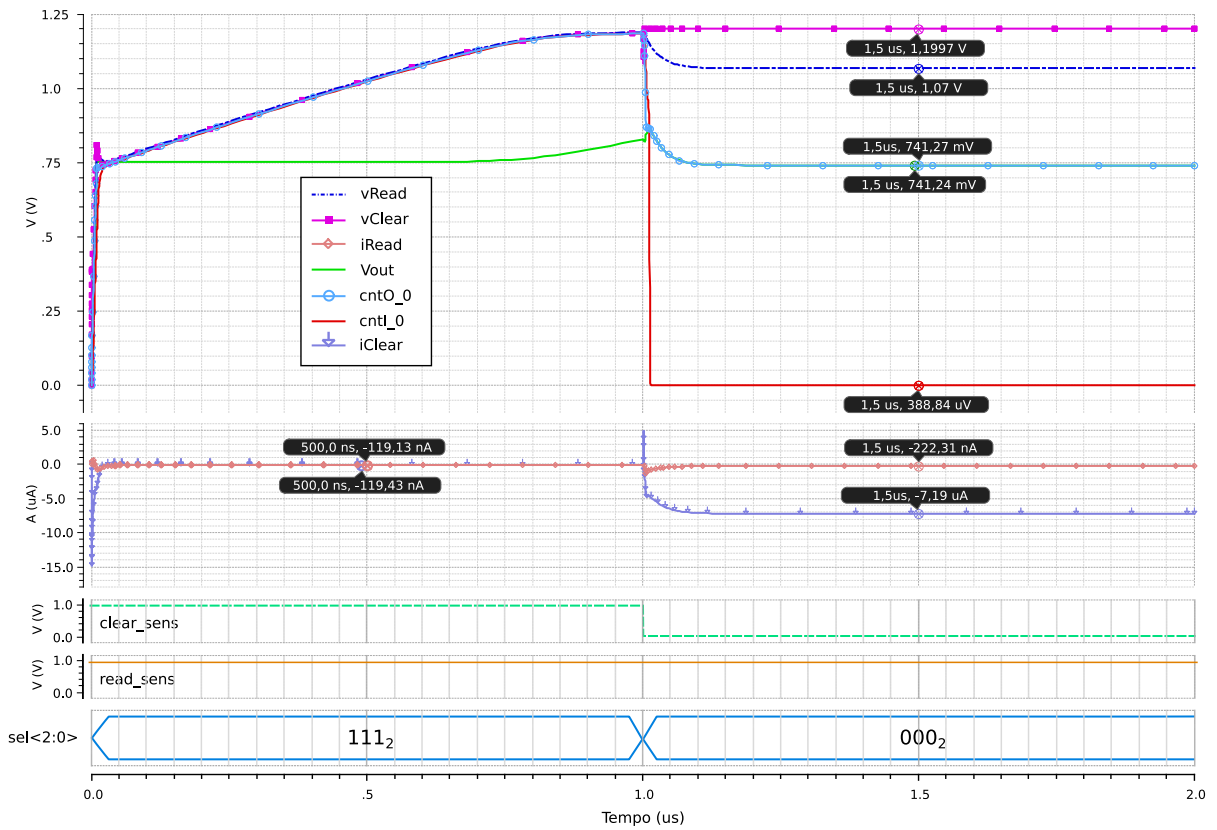


Figura 8.4 – Formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador com o nano-sensor 1 selecionado para limpeza ($sel<2:0> = 000_2$, $read_sens = 1$, $clear_sens = 0$).

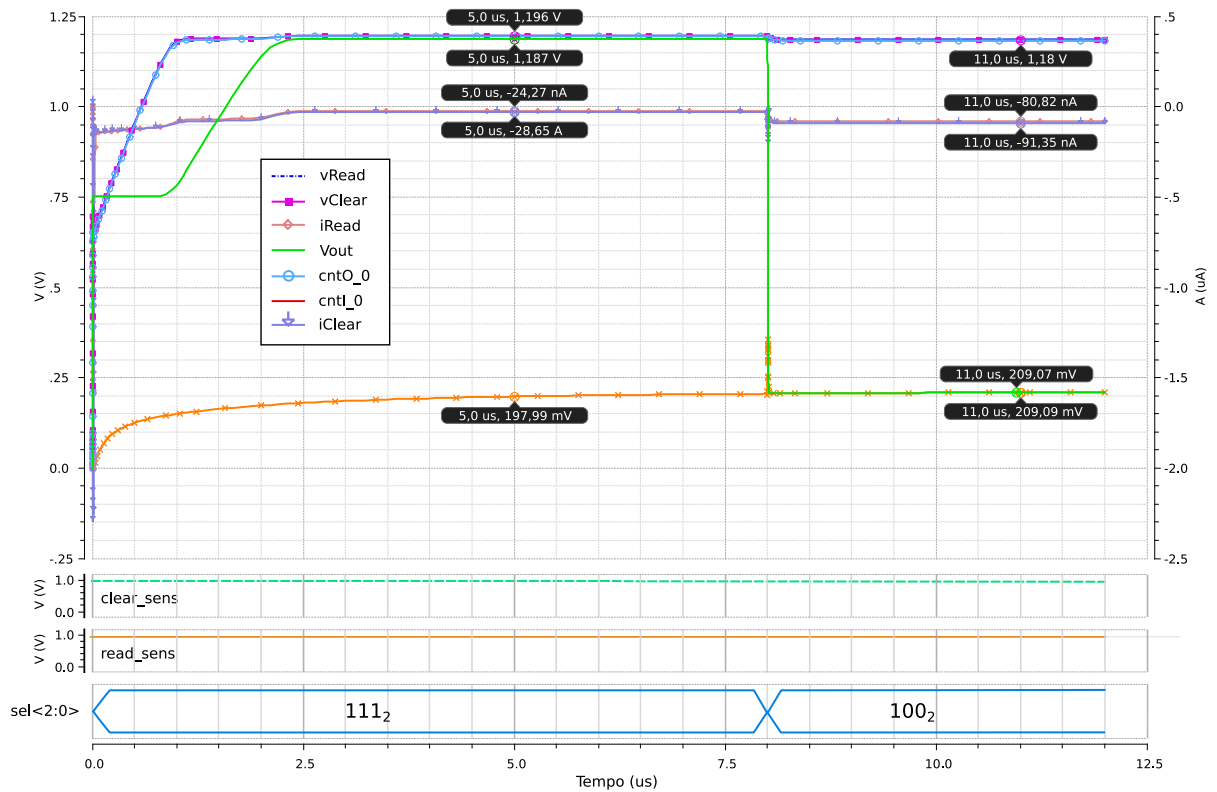


Figura 8.5 – Formas de onda dos principais sinais do circuito multiplexador com o sensor de temperatura selecionado ($sel<2:0> = 100_2$, $read_sens = 1$, $clear_sens = 1$).

8.4 Conclusão

O circuito multiplexador para sensores foi implementado e simulado em nível de transistores, apresentando o comportamento esperado, isto é, introduzindo o mínimo de alteração nos sinais medidos e com consumo mínimo. Foram testadas em simulação as quatro situações previstas, isto é, nenhum sensor selecionado, um nano-sensor selecionado para leitura, um nano-sensor selecionado para limpeza e o sensor de temperatura selecionado para leitura. Em todos os casos simulados o comportamento do multiplexador mostrou-se adequado.

Capítulo 9

Conclusões Gerais e Sugestões para Trabalhos Futuros

9.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foi apresentado o estado-da-arte das soluções existentes para o sensoriamento utilizando etiquetas RFID passivas, com foco especial no sensoriamento de gases. O estudo sobre o estado-da-arte de conversores A/D para aplicações de ultrabaixo consumo também foi realizado. O estudo envolveu relatório de mais de 400 conversores publicados nos últimos anos e permitiu uma clara identificação da solução mais adequada ao sensoriamento por etiquetas RFID passivas. Também foi realizado um estudo das soluções existentes para o sensoriamento de gases. Esse estudo conduziu à adoção de nano-sensores de gás a nanotubos de carbono como a solução mais apropriada para o sistema proposto.

A detecção e medição de gases demanda, tipicamente, muito mais energia do que a disponível em etiquetas RFID compatíveis com os protocolos e regulamentações vigentes em muitos países. Por essa razão, a integração de sensores de gás a etiquetas RFID passivas impõe desafios que foram muito pouco explorados até o momento. As poucas soluções propostas até então apenas resolvem o desafio de forma parcial e apresentam inconvenientes que as tornam dificilmente aplicáveis fora do ambiente laboratorial.

Para solucionar o problema, um sistema completo de instrumentação embarcada de ultrabaixo consumo foi proposto. O sistema integra um conversor A/D de 10 bits com resolução variável, um circuito de condicionamento de sinal para os sensores de gás, digitalmente ajustável, um sensor de temperatura de ultrabaixo consumo e nano-sensores de gás em nanotubos de carbono. O consumo total do sistema foi

estimado em $10,4 \mu\text{W}$ com o conversor A/D em resolução máxima e o circuito condicionador de sinais configurado para um ganho de 10 mil vezes. O consumo total do sistema incluindo os nano-sensores de gás é estimado em cerca de $70 \mu\text{W}$ utilizando nano-sensores com resistência de $150 \text{ k}\Omega$. Mesmo se e forem utilizados nano-sensores semelhantes aos fabricados em laboratório, com resistência de aproximadamente $11 \text{ k}\Omega$, o consumo total do sistema é inferior a 1 mW ($\approx 860 \mu\text{W}$). Ambos os valores são compatíveis com os limites impostos pelo padrão ISO/IEC 14443 e regulamentações vigentes. Em outras palavras, o sistema proposto pode ser aplicado em uma etiqueta RFID comercial e perfeitamente compatível com o padrão NFC, não requerendo leitores dedicados para poder funcionar.

O amplificador de instrumentação do circuito de condicionamento de sinal dos sensores foi implementado a partir de um amplificador diferencial de diferenças projetado com transistores operando na região sub-limiar. Esta solução apresentou resultados em simulação comparáveis aos do estado-da-arte de amplificadores de instrumentação de ultra baixoconsumo.

Dois circuitos integrados foram projetados e fabricados em tecnologia CMOS 180 nm contendo o mais complexo componente de todo o sistema proposto, o conversor A/D de ultrabaixo consumo à capacitores chaveados, além de um sensor de temperatura também de ultra baixo consumo. O primeiro circuito integrado foi validado experimentalmente enquanto o segundo, contendo o conversor A/D melhorado deverá ser testado em breve. O sensor de temperatura implementado em tecnologia CMOS foi validado experimentalmente e apresentou uma resposta de linearidade acima daquela prevista em teoria, confirmando sua adequação para o projeto proposto.

O nanosensor de gás a nanotubos de carbono, cuja adoção é sugerida como parte da solução proposta, foi fabricado com sucesso e apresentou boa sensibilidade para a medição de O_2 . Os ensaios de limpeza do sensor também mostraram excelentes resultados, tendo sido capazes de restaurar integralmente a sensibilidade do sensor após a adsorção do gás medido.

É importante notar que a solução proposta mantém a capacidade de ser inteiramente integrada num único chip de tecnologia híbrida (CMOS e nanotubos de carbono), tal como foi proposto no início desse projeto. Nessa solução, o circuito correspondente aos blocos da etiqueta RFID e o sistema proposto podem ser fabricados em processo CMOS

seguindo o fluxo de projeto convencional, e os nano-sensores de CNT fabricados na superfície da pastilha, após a camada de passivação. Outra alternativa é integrar a pastilha da etiqueta sensora à pastilha com os nano-sensores conectando-os lado a lado num mesmo encapsulamento. Nos dois casos, as dimensões da solução final seriam limitadas unicamente pela antena de comunicação.

Finalmente, conclui-se que o sistema aqui proposto apresenta uma solução viável para o sensoriamento de gases utilizando etiquetas RFID passivas, superando os problemas e limitações encontrados nas soluções até então existentes.

9.2 Produção Acadêmica

Durante o desenvolvimento deste trabalho foram publicados 4 artigos em eventos, sendo 1 em conferência internacional e 3 em nacionais. Além disso, um artigo foi publicado na revista internacional *Journal of Sensors*, na época com Fator de Impacto 1,118. Estas publicações estão listadas a seguir:

1. (ZURITA *et al.*, 2016) - ZURITA, M.; FREIRE, R.C.S.; TEDJINI, S.; MOSHKALEV, S.A. **A Review of Implementing ADC in RFID Sensor**. *Journal of Sensors*, v. 2016, Article ID 8952947, 14 pages, 2016.
2. (TEDJINI *et al.*, 2016) - TEDJINI, S.; ANDIA-VERA, G.; ZURITA, M.; FREIRE, R.C.S.; DUROC, Y. **Augmented RFID Tags**. In: **2016 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)**, pp. 67-70, 2016, Austin, TX, EUA, 2016.
3. (OLIVEIRA; ZURITA, 2015b) - OLIVEIRA, M. H. G. ; ZURITA, M. E. P. V. **Utilização da Linguagem VHDL-AMS no Estudo de Sistemas Digitais Analógicos e Mistos**. In: **Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia**, 2015, São Bernardo do Campo / SP. Anais dos XLIII Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia, 2015.
4. (OLIVEIRA; ZURITA, 2015a) - OLIVEIRA, M. H. G. ; ZURITA, M. E. P. V. . **Modelagem e Simulação de Circuitos Analógicos e Mistos Utilizando a Linguagem VHDL-AMS**. In: **Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica**

(**ENEEL**), 2015, Paulo Afonso. Anais do X Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica, 2015.

5. (MENEZES *et al.*, 2016) - MENEZES, A.C.A.; 1, RODRIGUES, R.A.A.; GURJÃO, E.C.; ZURITA, M.E.P.V. Crack Sensing Devices Construction by Means of Microwave Resonant Circuit Design. In: **MOMAG 2016**, Porto Alegre, Brasil, 2016.

9.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

Como forma de se dar continuidade a este trabalho, algumas sugestões são apresentadas:

- Implementação de uma etiqueta RFID completa conforme as especificações propostas neste trabalho;
- Fabricação e validação experimental do circuito condicionador de sinais em processo CMOS;
- Fabricação e validação experimental do circuito multiplexador para nano-sensores de gás em processo CMOS;
- Aprimoramento dos nano-sensores para obtenção de um nanosensor de impedância elevada;
- Estudo da viabilidade de aperfeiçoamento do sistema proposto pela adoção de sensores do tipo chem-FET a nanotubos de carbono.

Apêndice A

Conversores A/D por Aproximações Sucessivas

A.1 Conversores A/D por Aproximações Sucessivas

Conversores A/D por aproximações sucessivas constituem uma das mais populares abordagens para implementar conversores A/D devido a sua razoável rapidez de conversão e moderada complexidade de circuito.

Os conversores A/D por aproximações sucessivas empregam um algoritmo conhecido como “busca binária” para determinar a palavra digital que melhor representa o valor analógico na sua entrada. Conhecendo-se os valores máximo e mínimo que a entrada pode assumir, o algoritmo inicia a busca comparando a entrada com um valor arbitrário entre esses valores (geralmente parte-se do valor médio). Se o valor de entrada for maior do que o valor comparado a busca continua somando-se um degrau ao valor de comparação. Se o valor da entrada for menor que o valor comparado, a busca continuará subtraindo-se o degrau do valor de comparação. Esse degrau tipicamente vale $\frac{1}{4}$ da faixa de valores no início da busca $((V_{max} - V_{min})/4)$, sendo reduzido pela metade a cada novo ciclo de busca. A busca termina quando o valor do degrau atinge um valor mínimo especificado (JOHNS, 1997).

Cada ciclo da busca define o valor de um bit do valor digital convertido, de acordo com o resultado da comparação entre valor de entrada e o valor de comparação. Se o valor da entrada for maior que o de comparação, o bit valerá '1', caso contrário, '0'. O primeiro ciclo define o bit de maior peso (b_N), no segundo ciclo, o bit de peso imediatamente inferior (b_{N-1}) e assim sucessivamente. Desta forma, uma conversão A/D de N bits irá requerer N ciclos de relógio para ser completada.

O algoritmo para a conversão A/D de um sinal sinalizado entre $-V_{REF}/2$ e $+V_{REF}/2$ é apresentado na Figura A.1.

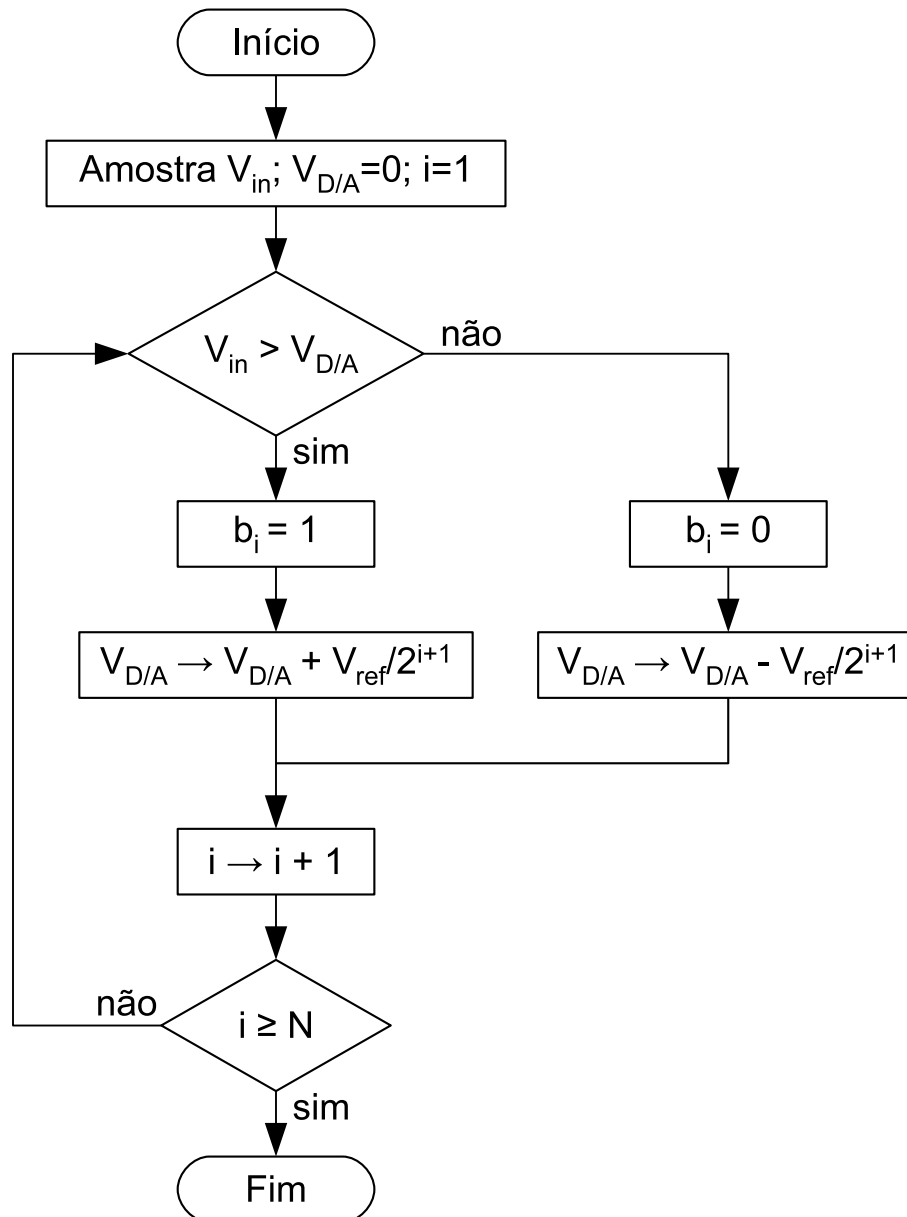


Figura A.1 – Algoritmo para a conversão A/D de um sinal sinalizado entre $-V_{REF}/2$ e $+V_{REF}/2$.

A.1.1 Aproximação Sucessiva Baseada em Conversão D/A

O diagrama de blocos do conversor A/D por aproximações sucessivas baseado num conversor D/A é apresentado na Figura A.2.

A entrada analógica a ser digitalizada é primeiramente amostrada e armazenada pelo bloco de Amostra e Retenção (A/R). Em seguida, o valor amostrado é comparado com

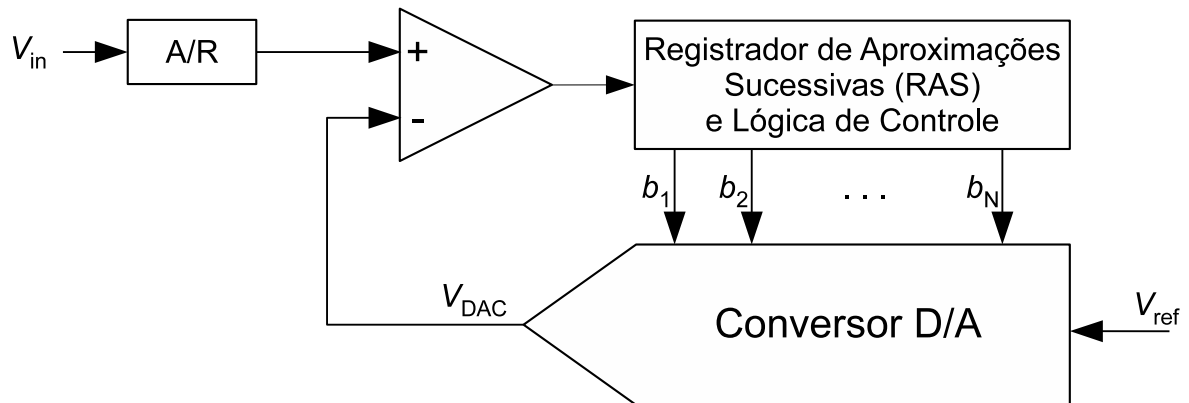


Figura A.2 – Diagrama de blocos de um conversor A/D por aproximações sucessivas baseado num conversor D/A.

aquele gerado pelo conversor D/A e o resultado informado ao Registrador de Aproximações Sucessivas (RAS). O RAS e a Lógica de Controle são partes inteiramente digitais responsáveis por realizar a busca binária. Ao final da conversão, o valor digital na saída do RAS corresponderá a tensão $V_{D/A}$ que diferirá do sinal de entrada por $\pm 0.5LSBV$. Neste tipo de arquitetura, a precisão e a velocidade do conversor A/D são tipicamente determinadas pelo conversor D/A.

A.1.2 Conversor A/D por Redistribuição de Carga

A abordagem inicial de utilizar um conversor D/A separado e ajusta-lo para se igualar à tensão de entrada (com precisão de LSB Volts) pode ser modificada conforme o fluxograma apresentado na Figura A.3. Nele, o sinal de erro V é igual à diferença entre o sinal de entrada V_{in} e a saída do conversor D/A, $V_{D/A}$. Como consequência, V é sempre comparado com o terra (conforme pode ser visto na parte superior do fluxograma) e o objetivo passa tornar esse sinal de erro próximo a zero, por uma diferença de LSB Volts.

A primeira publicação de um conversor A/D à capacitor chaveado utilizando essa abordagem coube a McCreary em 1975 (MCCREARY; GRAY, 1975). Nela, o conversor D/A, o circuito de A/R e a porção de diferença do comparador foram todos integrados num único circuito. A versão unipolar desse conversor é apresentada na Figura A.4 e sua operação pode ser resumida em 3 passos (JOHNS, 1997):

1. **Amostragem:** Neste primeiro passo todos os capacitores são carregados com a tensão do sinal de entrada V_{in} . Simultaneamente o comparador é “reinicializado”, isto é, qualquer carga residual presente na sua entrada não inversora é descarregada

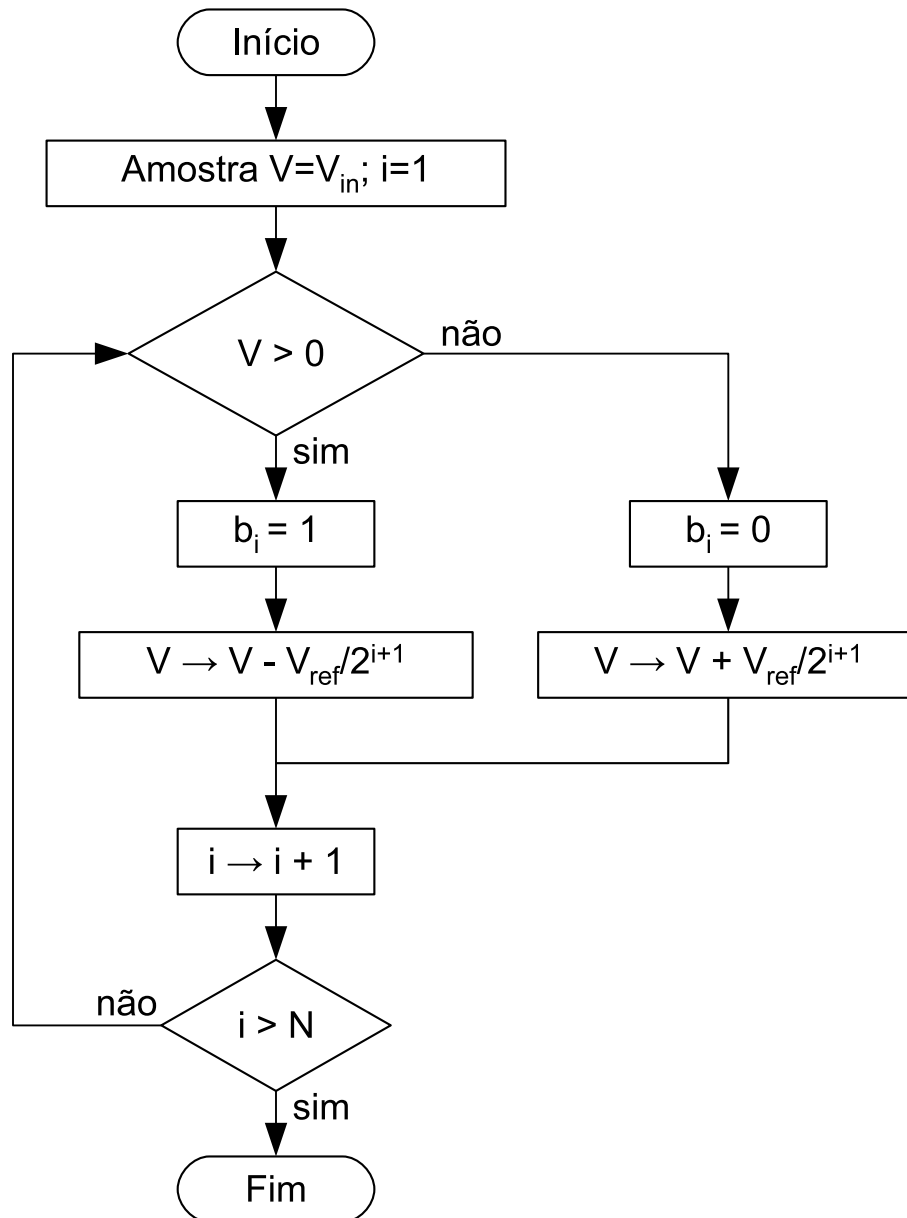


Figura A.3 – Algoritmo para a conversão A/D baseado em um conversor D/A.

através da chave S_2 , restabelecendo sua tensão de limiar de comparação.

2. **Retenção:** O sinal amostrado no passo anterior é retida neste passo. O comparador é retirado do estado de reinicialização pela abertura da chave S_2 e todos os capacitores são comutados para o terra. Isto faz com que a tensão nas placas superiores (V_x), que era inicialmente zero, passe a valer $-V_{in}$, retendo assim o sinal de entrada V_{in} nos próprios capacitores. Por fim, a chave S_1 é comutada para V_{ref} para servir ao próximo passo.
3. **Redistribuição:** Primeiramente o maior capacitor ($16C$) é comutado para V_{ref} , fazendo com que a a tensão V_x torne-se $-V_{in} + V_{ref}/2$. Se a tensão V_x for negativa, isto significará que V_{in} é maior que $V_{ref}/2$, devendo o bit b_4 ser considerado como sendo igual a '1' e a chave correspondente mantida em V_{ref} . Caso contrário o bit b_4 será '0' e a chave correspondente comutada de volta para o terra. Este processo é repetido até que o bit de menor peso (b_0) tenha sido definido, finalizando a conversão.

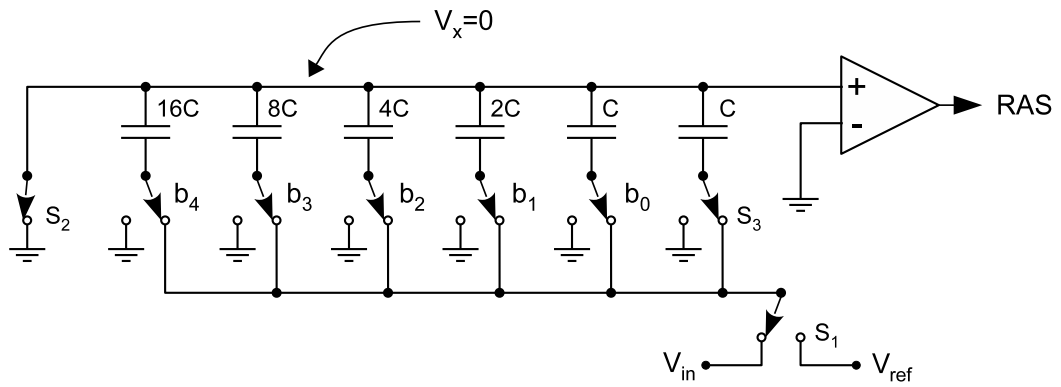
Deve-se notar a existência de um capacitor unitário (C) adicional no circuito. Seu propósito é tornar a capacitância total um número de divisão exata por dois, isto é, $2^N C$, ao invés de $(2^N - 1)C$. Por esta razão, este capacitor será referenciado neste trabalho como "capacitor de ponderação".

A.1.3 Conversor A/D Sinalizado por Redistribuição de Carga

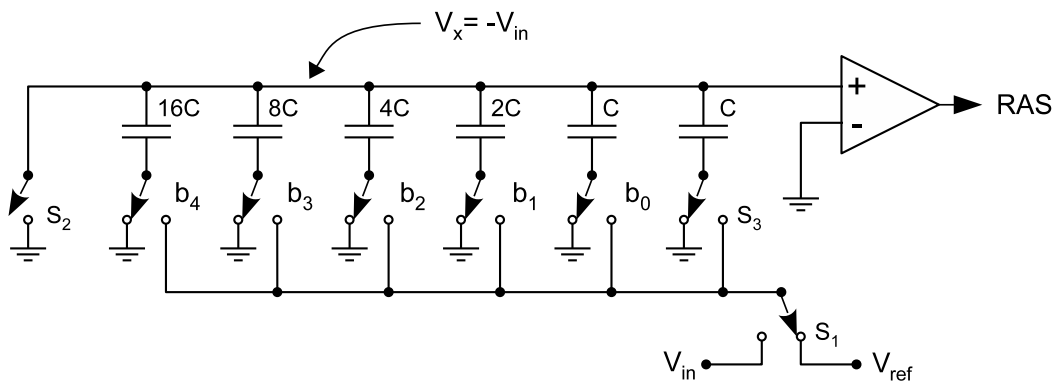
A conversão A/D sinalizada pode ser feita adicionando-se uma entrada de $-V_{ref}$ ao circuito da Figura A.4(a), conforme a Figura A.5. Se V_x for menor que zero no primeiro passo da redistribuição, a sequência continuará como anteriormente descrita. Caso contrário, os capacitores deverão ser comutados entre $-V_{ref}$ e zero e mantidos em $-V_{ref}$ cada vez que V_x for maior que zero, atribuindo-se '1' ao bit correspondente.

A mesma estrutura empregada na conversão de sinais não sinalizados, após uma pequena modificação, pode também servir à conversão de sinais sinalizados, usando apenas uma tensão de referência (V_{ref}), conforme esboçado na Figura A.6. Assumindo que a tensão do sinal de entrada varia entre $\pm V_{ref}/2$, o processo de conversão se dá em 3 etapas (JOHNS, 1997):

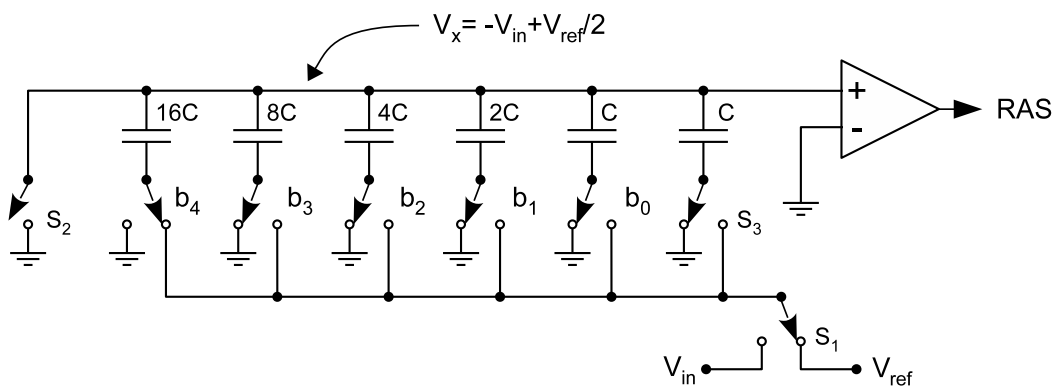
1. **Amostragem:** Neste primeiro passo todos os capacitores são carregados com a



(a) Amostragem.



(b) Retenção.



(c) Redistribuição.

Figura A.4 – Conversor A/D por redistribuição de carga

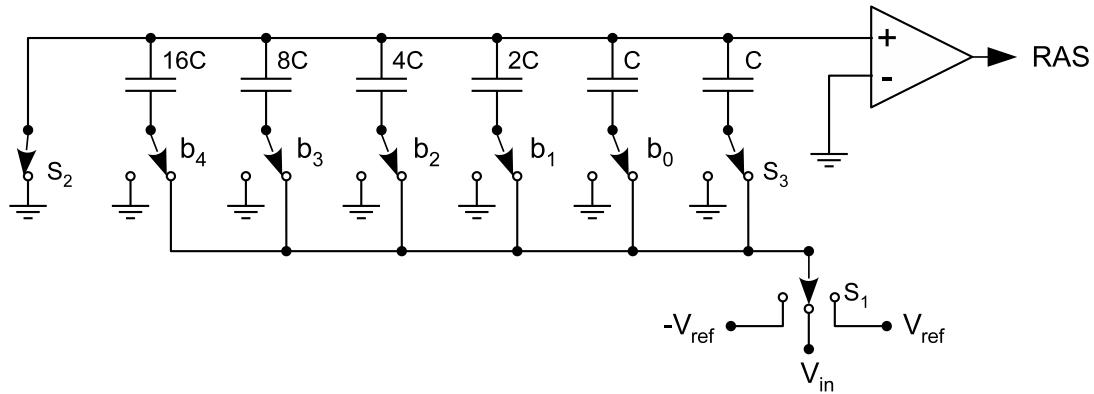
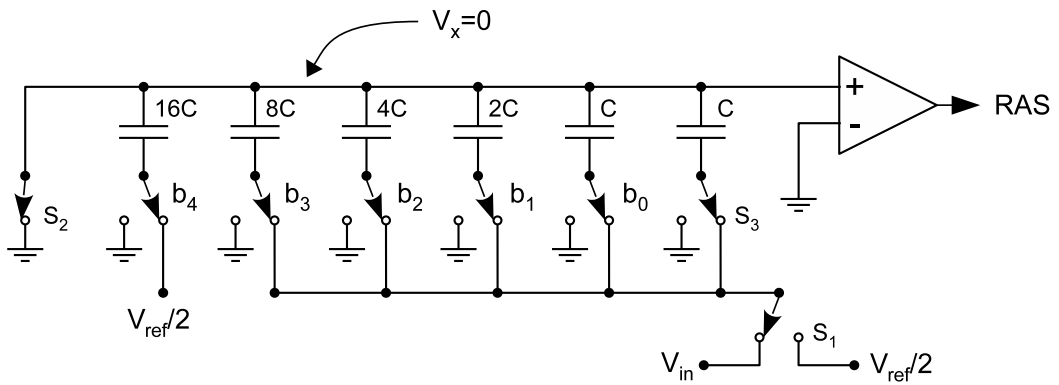


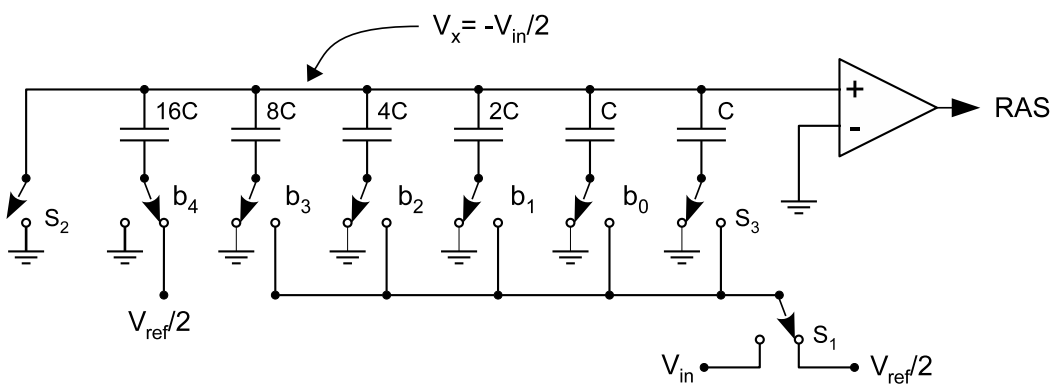
Figura A.5 – Conversor A/D sinalizado por redistribuição de carga.

tensão do sinal de entrada V_{in} , exceto o capacitor de maior peso ($16C$), que é carregado com $V_{ref}/2$. Simultaneamente o comparador é “reinicializado” pelo fechamento da chave S_2 .

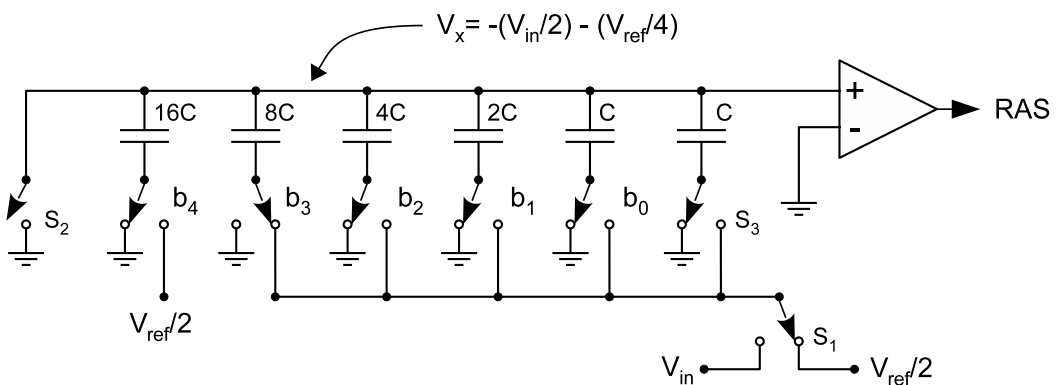
2. **Retenção:** O comparador é retirado do estado de reinicialização pela abertura da chave S_2 e todos os capacitores, salvo o de maior peso, são comutados para o terra. Isto faz com que a tensão nas placas superiores (V_x), que era inicialmente zero, passe a valer $-V_{in}/2$. Ao final dessa etapa o sinal da tensão de entrada, V_{in} , é determinado pelo sinal da tensão de saída do comparador.
3. **Redistribuição:** Se na etapa anterior o valor de V_x foi positivo (significando que V_{in} é negativo), o maior capacitor ($16C$, neste caso) é comutado para o terra e o bit b_4 igualado a '1'. Caso contrário deverá ser mantido em $V_{ref}/2$ e o bit b_4 igualado a 0, fazendo com que a tensão V_x torne-se $-V_{in}/2 - V_{ref}/4$. A partir desse ponto a determinação dos demais bits prosseguirá como no caso não sinalizado. A saída binária gerada por esse método é zero quando $V_{in} = -V_{ref}/2$ e 31 (para um conversor de 5 bits), quando $V_{in} = V_{ref}/2$. Naturalmente, se for desejada uma saída codificada em complemento de dois, por exemplo, um codificador deverá ser adicionado ao circuito.



(a) Amostragem.



(b) Retenção.



(c) Redistribuição.

Figura A.6 – Conversor A/D por redistribuição de carga sinalizado.

A.2 Modelagem Matemática do Conversor

A modelagem apresentada nesta seção refere-se apenas ao núcleo analógico de um Conversor Analógico-Digital por Aproximações Sucessivas de 5 bits, não tendo sido incluídos nem o Registrador de Aproximações Sucessivas (RAS), nem a Unidade de Controle.

A.2.1 A Redistribuição de carga

Assumindo que no circuito da Figura 4.3 a tensão de referencial inferior (V_{REF-}) seja assumida como zero, isto é, adotando 0 à V_{REF+} como Faixa de Fundo de Escala, o circuito equivalente na etapa de Amostragem ($t = \phi_1$) pode ser esboçado como na Figura A.7. Nesta situação, todos os capacitores ficam conectados entre V_{in} e o V_x , carregando-se portanto com a tensão $V_{in} - V_x$ após algum intervalo de tempo. Desde que a queda de tensão nas chaves possa ser desprezada, a tensão V_x será igual a zero e a tensão final nos capacitores igual a V_{in} . Como os capacitores estão todos em paralelo, a capacitância equivalente será $2C$ e a carga total nas placas superiores dada por:

$$Q_x(\phi_1) = -2CV_{in} \quad (A.1)$$

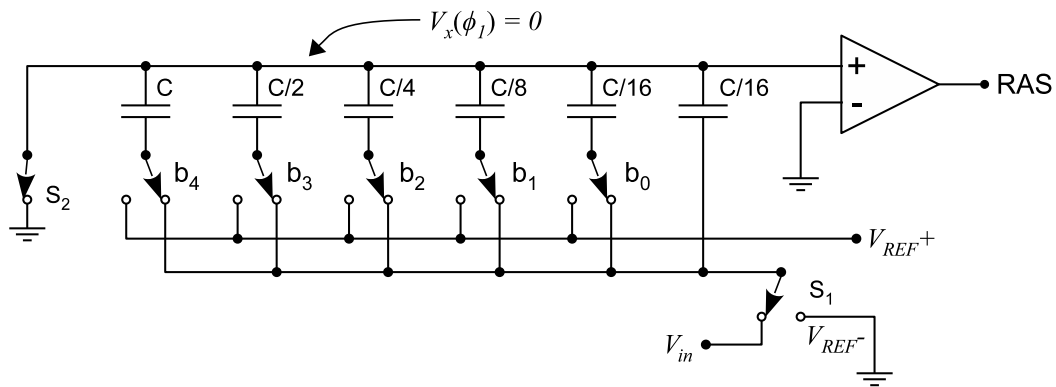


Figura A.7 – Etapa de Amostragem ($t = \phi_1$).

Na etapa de retenção ($t = \phi_2$) a chave S_2 é aberta e a chave S_1 comutada para o terra, conforme a Figura A.8. Como a carga nas placas superiores é conservada, a tensão em V_x é alterada para $-V_{in}$.

O primeiro estágio da etapa de "Redistribuição" se inicia com teste do bit mais significativo (MSB). Conforme explicado na Seção A.1.2, a chave conectada ao capacitor

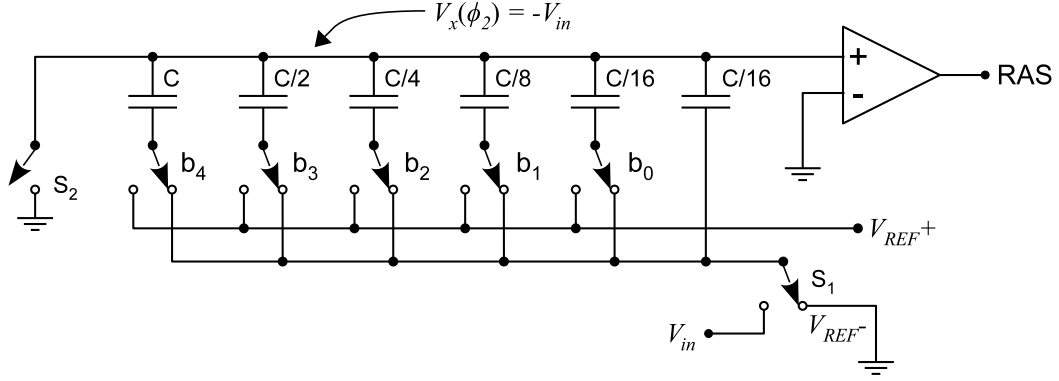


Figura A.8 – Etapa de Retenção ($t = \phi_2$).

de maior valor, isto é, b_4 , é comutada para V_{REF+} , conforme indicado na Figura A.9.

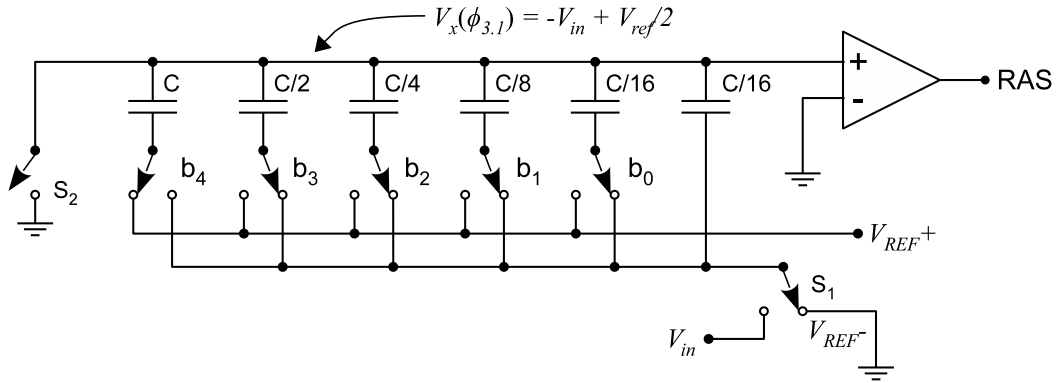


Figura A.9 – Etapa de Redistribuição ($t = \phi_{3.1}$).

Nesta situação, o circuito equivalente do arranjo capacitivo pode ser modelado conforme a Figura A.10(a), na qual o capacitor superior é o capacitor ligado a b_4 e o inferior, o capacitor equivalente do paralelo dos demais capacitores do circuito. As fontes V_1 e V_2 indicadas representam as tensões nos respectivos capacitores no instante imediatamente anterior à comutação de b_4 . Como no instante imediatamente anterior à comutação de b_4 a tensão em todos os capacitores era $-V_{in}$, temos que $V_1 = V_2 = -V_{in}$. A solução do circuito equivalente resulta em:

$$V_x(\phi_{3.1}) = -V_{in} + \frac{V_{REF}}{2} \quad (\text{A.2})$$

Ou seja, se $V_{in} > V_{REF}/2$, V_x será negativo e a saída do comparador resultará em nível lógico '1'. Caso contrário, isto é, se $V_{in} < V_{REF}/2$, V_x será positivo e a saída do comparador resultará em nível lógico '0'. Como esse teste revela se a tensão de entrada (V_{in}) está na metade inferior ou superior da Faixa de Fundo de Escala ($FSR = V_{REF}$), a resposta do comparador indica diretamente o nível lógico do MSB, neste caso, b_4 . Após a determinação

do MSB, a Unidade de Controle do conversor deverá comutar a chave b_4 de volta para o terra caso o bit b_4 tenha sido considerado igual a zero.

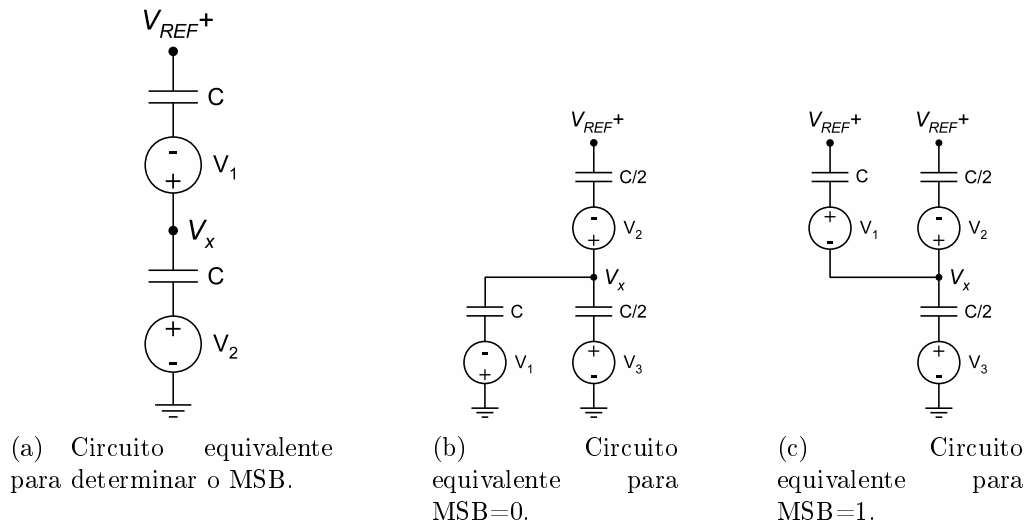


Figura A.10 – Circuito equivalente do arranjo capacitivo para determinação de b_4 e b_3 .

No segundo estágio o conversor determina o nível lógico do segundo bit mais significativo (b_3 , neste caso). Para isto a chave b_3 é comutada para o V_{REF+} , conforme indicado na Figura A.11. Se a resposta do estágio anterior resultou em $b_4 = 0$, o capacitor de maior valor foi conectado ao terra e o circuito equivalente do arranjo capacitivo pode ser modelado conforme a Figura A.10(b). Do estágio anterior temos que $V_1 = V_{in} + V_{REF}/2$ e $V_2 = V_3 = -V_{in} + V_{REF}/2$. A solução do circuito equivalente, para esses valores resulta em:

$$V_x(\phi_{3.2}) = -V_{in} + \frac{V_{REF}}{4} \tag{A.3}$$

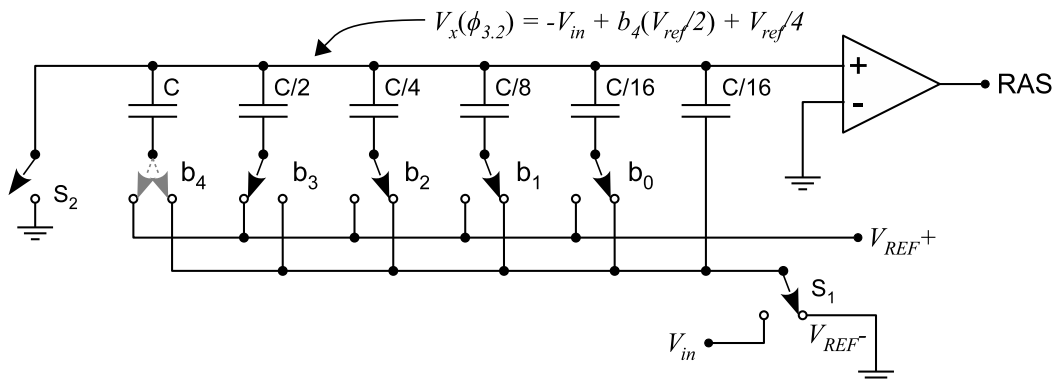


Figura A.11 – Etapa de "Redistribuição" ($t = \phi_{3.2}$).

Da mesma forma, para o caso em que a resposta do estágio anterior resultou em $b_4 = 1$, o capacitor de maior valor permaneceu conectado ao V_{REF} e o circuito equivalente arranjo

capacitivo pode ser modelado conforme a Figura A.10(c). Para os mesmos valores das V_1 à V_3 , citados anteriormente, a solução do modelo resulta em:

$$V_x(\phi_{3.2}) = -V_{in} + \frac{V_{REF}}{2} + \frac{V_{REF}}{4} \quad (\text{A.4})$$

Mais uma vez, a determinação do nível lógico do bit b_3 será feita diretamente pelo nível lógico da saída do comparador, devendo a chave b_3 ser reconectada ao terra caso o resultado seja '0'.

O processo de conversão procede da mesma forma nos estágios seguintes, de maneira que a tensão V_x para um conjunto qualquer de N bits pode ser generalizada como:

$$V_x = -V_{in} + V_{REF} \sum_{i=1}^N \left(\frac{b_{N-i}}{2^i} \right) \quad (\text{A.5})$$

É importante notar que durante toda a etapa de "Redistribuição", a carga total nas placas superiores dos capacitores (placas conectadas ao nó V_x) permanece igual a $-2CV_{in}$ (MCCREARY; GRAY, 1975). Ao final da conversão a carga total estará distribuída entre os capacitores conectados ao terra e os conectados à V_{REF} . Sabendo que a carga em um capacitor é dada por $Q = CV$ e tomando como base a Equação A.5, pode-se definir a carga na placa superior dos capacitores conectados a V_{REF} como:

$$Q_H = C(V_{REF} - V_x) \sum_{i=1}^N \left(\frac{b_{N-i}}{2^{i-1}} \right) \quad (\text{A.6})$$

De forma complementar, a carga na placa superior dos capacitores conectados ao terra pode ser calculada por:

$$Q_L = CV_x \left[\sum_{i=1}^N \left(\frac{1 - b_{N-i}}{2^{i-1}} \right) + \frac{1}{2^{n-1}} \right] \quad (\text{A.7})$$

Referências Bibliográficas

AGNES, A.; BONIZZONI, E.; MALCOVATI, P.; MALOBERTI, F. A 9.4-ENOB 1V 3.8 μ W 100kS/s SAR ADC with time-domain comparator. In: **Solid-State Circuits Conference, 2008. ISSCC 2008. Digest of Technical Papers. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 246 –610.

AKINWANDE, D.; YASUDA, S.; PAUL, B.; FUJITA, S.; CLOSE, G.; WONG, H.-S. Monolithic integration of cmos vlsi and carbon nanotubes for hybrid nanotechnology applications. **Nanotechnology, IEEE Transactions on**, v. 7, n. 5, p. 636–639, Sept 2008. ISSN 1536-125X.

ALIENTECHNOLOGY. **Tags**. 2015. Disponível em: <<http://www.alientechnology.com/tags/>>. Acesso em: 07/06/2015.

ALLEN, P. E.; HOLBERG, D. R. **CMOS Analog Circuit Design**. 2nd. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2002. ISBN: 0-19-511644-5.

AMIN, E.; BHUIYAN, M.; KARMAKAR, N.; WINTHER-JENSEN, B. Development of a low cost printable chipless rfid humidity sensor. **Sensors Journal, IEEE**, v. 14, n. 1, p. 140–149, Jan 2014. ISSN 1530-437X.

AMIN, E.; BHUIYAN, S.; KARMAKAR, N.; WINTHER-JENSEN, B. A novel em barcode for humidity sensing. In: **RFID (RFID), 2013 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 82–87.

AMS. **SL900A EPC Sensor Tag**. 2015. Disponível em: <<http://ams.com/eng/Products/UHF-RFID/UHF-Interface-and-Sensor-Tag/SL900A>>. Acesso em: 03/07/2015.

ANATEL. **Resolução nº 506, de 1º de julho de 2008**. Julho 2008. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2008/104-resolucao-506>>.

ANKAREF. **Active RFID**. 2015. Disponível em: <<http://www.ankaref.com/en/products/active-rfid/40>>. Acesso em: 02/07/2015.

AUBERT, H.; CHEBILA, F.; JATLAOUI, M. M.; THAI, T.; HALLIL, H.; TRAILLE, A.; BOUAZIZ, S.; RIFAI, A.; PONS, P.; MENINI, P.; TENTZERIS, M. Wireless Sensing and Identification of Passive Electromagnetic Sensors based on Millimetre-wave FMCW RADAR. In: **IEEE RFID Technology & Applications**. Nice, France: [s.n.], 2012. p. 5p. Disponível em: <<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00796002>>.

BACCARELLI, R.; ORECCHINI, G.; ALIMENTI, F.; ROSELLI, L. Feasibility study of a fully organic, CNT based, harmonic RFID gas sensor. In: **RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 419–422.

BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 2a edicao. ed. [S.l.]: LTC, 2010.

BALTES, H.; LANGE, D.; KOLL, A. The electronic nose in lilliput. **Spectrum, IEEE**, v. 35, n. 9, p. 35–38, Sep 1998. ISSN 0018-9235.

BERBER, S.; KWON, Y.-K.; TOMÁNEK, D. Unusually high thermal conductivity of carbon nanotubes. **Phys. Rev. Lett.**, American Physical Society, v. 84, p. 4613–4616, May 2000. Disponível em: <<http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.84.4613>>.

BHATTACHARYYA, R.; FLOERKEMEIER, C.; SARMA, S. Towards tag antenna based sensing - an RFID displacement sensor. In: **RFID, 2009 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 95–102.

BHATTACHARYYA, R.; FLOERKEMEIER, C.; SARMA, S. Low-cost, ubiquitous rfid-tag-antenna-based sensing. **Proceedings of the IEEE**, v. 98, n. 9, p. 1593–1600, Sept 2010. ISSN 0018-9219.

BHATTACHARYYA, R.; LEO, C. D.; FLOERKEMEIER, C.; SARMA, S.; ANAND, L. Rfid tag antenna based temperature sensing using shape memory polymer actuation. In: **Sensors, 2010 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2363–2368. ISSN 1930-0395.

BISA. **Vibration Sensor Tag (24TAG02V)**. 2015. Disponível em: <<http://bisafangmlan.company.weiku.com/item/Vibration-Sensor-Tag-24TAG02V-15775307.html>>. Acesso em: 01/07/2015.

BRENK, D.; ESSEL, J.; HEIDRICH, J.; WEIGEL, R. Ultra low-power techniques for sensor-enhanced RFID tags. In: **Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, 2009. IMWS 2009. IEEE MTT-S International Microwave Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–4.

BRENK, D.; ESSEL, J.; HEIDRICH, J.; AGETHEN, R.; KISSINGER, D.; HOFER, G.; HOLWEG, G.; FISCHER, G.; WEIGEL, R. Energy-efficient wireless sensing using a generic ADC sensor interface within a passive multi-standard RFID transponder. **Sensors Journal, IEEE**, v. 11, n. 11, p. 2698–2710, nov. 2011. ISSN 1530-437X.

BRIAND, D.; SCHOOT, B. van der; ROOIJ, N. de; SUNDGREN, H.; LUNDSTROM, I. A low-power micromachined mosfet gas sensor. **Microelectromechanical Systems, Journal of**, v. 9, n. 3, p. 303–308, Sept 2000. ISSN 1057-7157.

BUETTNER, M.; WETHERALL, D. An empirical study of UHF RFID performance. In: **Proceedings of the 14th ACM international conference on Mobile computing and networking**. New York, NY, USA: ACM, 2008. (MobiCom '08), p. 223–234. ISBN 978-1-60558-096-8. Disponível em: <<http://doi.acm.org/10.1145/1409944.1409970>>.

BULT, K.; BURSTEIN, A.; CHANG, D.; DONG, M.; FIELDING, M.; KRUGLICK, E.; HO, J.; LIN, F.; LIN, T. H.; KAISER, W. J.; MARCY, H.; MUKAI, R.; NELSON, P.; NEWBURG, F. L.; PISTER, K. S. J.; POTTIE, G.; SANCHEZ, H.; SOHRABI, K.; STAFSUDD, O. M.; TAN, K. B.; YUNG, G.; XUE, S.; YAO, J. Low power systems for wireless microsensors. In: **Low Power Electronics and Design, 1996., International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 1996. p. 17–21.

CARBONSOLUTIONS. **P3-SWNT Specification Sheet**. [S.l.], 2014. Disponível em: <<http://carbonsolution.com/products/p3-swnt>>.

Vincent K. Chan e Ezequiel Mejia. **Method and apparatus for sensing and transmitting a body characteristic of a host**. 2006. 7,015,826 B1. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US7015826>>.

CHAWLA, V.; HA, D.-S. An overview of passive RFID. **Communications Magazine, IEEE**, v. 45, n. 9, p. 11–17, September 2007. ISSN 0163-6804.

CHEN, Y.-J.; HSIEH, C.-C. A 0.4V 2.02fJ/conversion-step 10-bit hybrid SAR ADC with time-domain quantizer in 90nm CMOS. In: **VLSI Circuits Digest of Technical Papers, 2014 Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–2.

CHO, N.; SONG, S.-J.; KIM, S.; KIM, S.; YOO, H.-J. A 5.1- μ w uhf rfid tag chip integrated with sensors for wireless environmental monitoring. In: **Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 279–282.

CLARKE, J. J.; FITZGERALD, W. M. Strategic research agenda for security and dependability in r&d. 2005.

COVINGTON, J.; GARDNER, J.; BRIAND, D.; ROOIJ, N. de. A polymer gate {FET} sensor array for detecting organic vapours. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 77, n. 1-2, p. 155–162, 2001. ISSN 0925-4005. Proceeding of the Eighth International Meeting on Chemical Sensors IMCS-8 - Part 2. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0925400501006876>>.

CRANINCKX, J.; PLAS, G. Van der. A 65fJ/conversion-step 0-to-50MS/s 0-to-0.7mW 9b charge-sharing SAR ADC in 90nm digital CMOS. In: **Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 246 –600. ISSN 0193-6530.

CUNNINGHAM, B.; WEINBERG, M.; PEPPER, J.; CLAPP, C.; BOUSQUET, R.; HUGH, B.; KANT, R.; DALY, C.; HAUSER, E. Design, fabrication and vapor characterization of a microfabricated flexural plate resonator sensor and application to integrated sensor arrays. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 73, n. 2-3, p. 112–123, 2001. ISSN 0925-4005. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S092540050000664X>>.

DAS, R.; HARROP, P. **RFID Forecasts, Players and Opportunities 2011-2021**. [S.l.], 2011. Disponível em: <<http://www.idtechex.com/research/>>.

DENG, H.; VARANASI, M.; SWIGGER, K.; GARCIA, O.; OGAN, R.; KOUGIANOS, E. Design of sensor-embedded radio frequency identification (se-rfid) systems. In: **Mechatronics and Automation, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 792–796.

DENISON, T.; CONSOER, K.; SANTA, W.; AVESTRUZ, A. T.; COOLEY, J.; KELLY, A. A $2 \mu\text{W}$ $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ chopper-stabilized instrumentation amplifier for chronic measurement of neural field potentials. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 42, n. 12, p. 2934–2945, Dec 2007. ISSN 0018-9200.

DING, M.; HARPE, P.; LIU, Y.-H.; BUSZE, B.; PHILIPS, K.; GROOT, H. de. A $5.5\text{fJ}/\text{conv-step}$ $6.4\text{MS}/\text{s}$ 13b SAR ADC utilizing a redundancy-facilitated background error-detection-and-correction scheme. In: **Solid- State Circuits Conference - (ISSCC), 2015 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3.

DING, W.; HAYASHI, R.; SUEHIRO, J.; IMASAKA, K.; HARA, M. Observation of dynamic behavior of PD-generated SF₆ decompositions using carbon nanotube gas sensor. In: **Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2005. CEIDP '05. 2005 Annual Report Conference on**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 561–564.

DOLARA, A.; LEVA, S. Power quality and harmonic analysis of end user devices. **Energies**, v. 5, n. 12, p. 5453–5466, 2012.

DONNO, D. D.; RICCIATO, F.; CATARINUCCI, L.; COLUCCIA, A.; TARRICONE, L. Challenge: Towards distributed rfid sensing with software-defined radio. In: **Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking**. New York, NY, USA: ACM, 2010. (MobiCom '10), p. 97–104. ISBN 978-1-4503-0181-7. Disponível em: <<http://doi.acm.org/10.1145/1859995.1860007>>.

DRESSELHAUS, M.; DRESSELHAUS, G.; SAITO, R. Physics of carbon nanotubes. **Carbon**, v. 33, n. 7, p. 883 – 891, 1995. ISSN 0008-6223. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0008622395000178>>.

EKAHAU. **Ekahau Wi-Fi RFID Tags, Badges, and Sensors**. 2015. Disponível em: <<http://www.ekahau.com/real-time-location-system/technology/wi-fi-tags>>. Acesso em: 02/07/2015.

ELZAKKER, M. van; TUIJL, E. van; GERAEDTS, P.; SCHINKEL, D.; KLUMPERINK, E.; NAUTA, B. A 1.9 μ W 4.4fJ/conversion-step 10b 1MS/s charge-redistribution ADC. In: **Solid-State Circuits Conference, 2008. ISSCC 2008. Digest of Technical Papers. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 244 –610.

EPCGLOBAL. **EPC Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID - Specification for RFID Air Interface Protocol for Communications at 860 MHz - 960 MHz**. 2015. Disponível em: <http://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/Gen2_Protocol_Standard.pdf>.

ERC. **ERC Recommendation 70-03: Relating to the use of shorth range devices (SRD)**. [S.l.], August 2014.

EVIDENCIA. **ThermAssureRF Wireless Temperature Recorder**. June 2015. Disponível em: <<http://www.evidencia.biz/products/acti-tag.htm>>. Acesso em: 09/07/2015.

EVIGIA. **Evigia EV3 Active RFID Tags with Integrated Sensing**. 2015. Disponível em: <<http://www.evigia.com/wireless-tracking-technologies/active-rfid-tags/>>. Acesso em: 02/07/2015.

FARSENS. **ANDY100 Product brief**. [S.l.], April 2015. Disponível em: <<http://www.farsens.com/media/files/PB-ANDY100-V05.pdf>>.

FARSENS. **Battery Free Sensor Solutions**. 2015. Disponível em: <<http://www.farsens.com/en/battery-free-sensor-solutions>>. Acesso em: 02/07/2015.

FENG, Y.; XIE, L.; CHEN, Q.; ZHENG, L.-R. Low-cost printed chipless rfid humidity sensor tag for intelligent packaging. **Sensors Journal, IEEE**, v. 15, n. 6, p. 3201–3208, June 2015. ISSN 1530-437X.

FERRER-VIDAL, A.; RIDA, A.; BASAT, S.; YANG, L.; TENTZERIS, M. Integration of sensors and rfid's on ultra-low-cost paper-based substrates for wireless sensor networks applications. In: **Wireless Mesh Networks, 2006. WiMesh 2006. 2nd IEEE Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 126–128.

FILANOVSKY, I.; ALLAM, A. Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS circuits. **Circuits and Systems I:**

Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on, v. 48, n. 7, p. 876–884, 2001. ISSN 1057-7122.

FILANOVSKY, I.; LIM, S. T. Temperature sensor applications of diode-connected MOS transistors. In: **Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. II-149–II-152 vol.2.

FINKENZELLER, K. **RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication**. [S.l.]: John Wiley & Sons Ltda., 2003.

FINKENZELLER, K. **RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication**. 3rd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd., 2010. 462 p. ISBN: 978-0-470-69506-7.

FORNARO, A. Águas de chuva: conceitos e breve histórico. há chuva ácida no brasil? **Revista USP**, n. 70, p. 78–87, 2006.

FRIENDCOM. **Animal RFID Tag with Temperature Sensor**. 2015. Disponível em: <<http://www.friendcom.cn/>>. Acesso em: 03/07/2015.

FUNG, C. K. M.; SIN, M. L. Y.; LEI, T. K. F.; CHOW, W. W. Y.; LAI, K. W. C.; LI, W. J. Flow rate measurement inside polymer microfluidic systems using carbon nanotube sensors. In: **IEEE Sensors, 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 4 pp.–. ISSN 1930-0395.

GARFINKEL, S.; ROSENBERG, B. **RFID: Applications, Security, and Privacy**. [S.l.]: Addison-Wesley Professional, 2005. ISBN 978-0-321-29096-0.

GELAMO, R.; ROUXINOL, F.; VERISSIMO, C.; VAZ, A.; MORAES, M. B. de; MOSHKALEV, S. Low-temperature gas and pressure sensor based on multi-wall carbon nanotubes decorated with Ti nanoparticles. **Chemical Physics Letters**, v. 482, n. 4-6, p. 302 – 306, 2009. ISSN 0009-2614. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0009261409012627>>.

GESSNER, T.; REUTER, D. Smart systems integratio by using micro- and nanotechnologies. In: **Systems, Signals and Devices, 2009. SSD '09. 6th International Multi-Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–8.

HARPE, P.; CANTATORE, E.; ROERMUND, A. van. A 2.2/2.7fJ/conversion-step 10/12b 40kS/s SAR ADC with data-driven noise reduction. In: **Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2013 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 270–271. ISSN 0193-6530.

HARPE, P.; CANTATORE, E.; ROERMUND, A. van. An oversampled 12/14b SAR ADC with noise reduction and linearity enhancements achieving up to 79.1dB SNDR. In: **Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2014 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 194–195. ISSN 0193-6530.

HARPE, P.; GAO, H.; DOMMELE, R. van; CANTATORE, E.; ROERMUND, A. van. A 3nW signal-acquisition IC integrating an amplifier with 2.1 NEF and a 1.5fJ/conv-step ADC. In: **Solid-State Circuits Conference - (ISSCC), 2015 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3.

HARPE, P.; ZHANG, Y.; DOLMANS, G.; PHILIPS, K.; GROOT, H. de. A 7-to-10b 0-to-4MS/s flexible SAR ADC with 6.5-to-16fJ/conversion-step. In: **Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 472–474. ISSN 0193-6530.

HARROP, D. P.; DAS, R. **Active RFID and Sensor Networks 2011-2021**. [S.l.], 2011. Disponível em: <<http://www.idtechex.com/research/reports/active-rfid-and-sensor-networks-2011-2021-000255.asp>>.

HARTMANN, C. A global SAW ID tag with large data capacity. In: **Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 65–69 vol.1. ISSN 1051-0117.

HEIDRICH, J.; BRENK, D.; ESSEL, J.; SCHWARZER, S.; SEEMANN, K.; FISCHER, G.; WEIGEL, R. The roots, rules, and rise of rfid. **Microwave Magazine, IEEE**, v. 11, n. 3, p. 78–86, May 2010. ISSN 1527-3342.

HU, S.; SI, B.; SHU, H.; MO, J. Power transmission of uhf passive embedded rfid in tires. **International Journal of Antennas and Propagation**, v. 2014, p. 8 pages, 2014. Article ID 897041.

HULSHOF, J.; MEZZ, S. **Proposal for FCC rule change Part 15.225**. [S.l.], 2015.

IJIMA, S. Helical microtubules of graphitic carbon. **Nature**, v. 354, p. 56–58, 1991.

IMPINJ. **Monza 6 Product Brochure**. July 2015. Disponível em: <<https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202334126-Monza-6-Product-Brochure>>. Acesso em: July 29, 2015.

IOT. **Temperature Sensor Tag**. 2015. Disponível em: <<http://www.iotphils.com/products/elpas/temperature-sensor-tag/>>. Acesso em: 02/07/2015.

ISO. **ISO 15693-2: 2006, Identification cards - Contactless integrated circuit cards - Vicinity cards - Part 2: Air interface and initialization**. 2006.

ISO. **ISO/IEC 99:2008 - Vocabulário Internacional de Metrologia**. Novembro 2008.

ISO. **ISO 15693-3: 2009, Identification cards - Contactless integrated circuit cards - Vicinity cards - Part 3: Anti-collision and transmission protocol**. 2009.

ISO/IEC. **ISO/IEC 18000-6:1999 - Parameters for Air Interface Communications at UHF**. 1999.

ISO/IEC. **ISO/IEC 14443-4:2000. Identification cards: Contactless integrated circuit cards - Proximity cards - Part 4: Transmission protocol**. 2000.

ISO/IEC. **ISO/IEC 14443-2:2010. Identification cards: Contactless integrated circuit cards - Proximity cards - Part 2: Radio frequency power and signal interface**. 2010.

JEONG, S.; JUNG, W.; JEON, D.; BERENFELD, O.; ORAL, H.; KRUGER, G.; BLAAUW, D.; SYLVESTER, D. A 120nW 8b sub-ranging SAR ADC with signal-dependent charge recycling for biomedical applications. In: **Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on**. [S.l.: s.n.], 2015.

JIA, Y.; HEISS, M.; FU, Q.; GAY, N. A prototype rfid humidity sensor for built environment monitoring. In: **Education Technology and Training, 2008. and 2008 International Workshop on Geoscience and Remote Sensing. ETT and GRS 2008. International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2008. v. 2, p. 496–499.

JOHNS, K. M. D. **Analog Integrated Circuits Design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1997. ISBN 0-471-14448-7.

KIM, B.-K.; PARK, N.; NA, P. S.; SO, H.-M.; KIM, J.-J.; KIM, H.; KONG, K.-J.; CHANG, H.; RYU, B.-H.; CHOI, Y.; LEE, J.-O. The effect of metal cluster coatings on carbon nanotubes. **Nanotechnology**, v. 17, n. 2, p. 496, 2006. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0957-4484/17/i=2/a=025>>.

KIM, S.; CHO, J.-H.; KIM, H.-S.; KIM, H.; KANG, H.-B.; HONG, S.-K. An epc gen 2 compatible passive/semi-active uhf rfid transponder with embedded feram and temperature sensor. In: **Solid-State Circuits Conference, 2007. ASSCC '07. IEEE Asian**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 135–138.

KIM, S.; COOK, B.; COOPER, J.; TRAILLE, A.; GEORGIADIS, A.; AUBERT, H.; TENTZERIS, M. A novel dual-band retro-directive reflector array on paper utilizing substrate integrated waveguide (siw) and inkjet printing technologies for chipless rfid tag and sensor applications. In: **Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. ISSN 0149-645X.

KIM, S. J. The effect on the gas selectivity of cnt-based gas sensors by binder in swnt/silane sol solution. **Sensors Journal, IEEE**, v. 10, n. 1, p. 173–177, Jan 2010. ISSN 1530-437X.

KONG, J.; FRANKLIN, N. R.; ZHOU, C.; CHAPLINE, M. G.; PENG, S.; CHO, K.; DAI, H. Nanotube molecular wires as chemical sensors. **Science**, American Association for the Advancement of Science, v. 287, n. 5453, p. 622–625, 2000. ISSN 0036-8075. Disponível em: <<http://science.sciencemag.org/content/287/5453/622>>.

KUPRIYANOV, L. Y. (Ed.). **Semiconductor Sensors in Physico-Chemical Studies**. Amsterdam: Elsevier Science, 1996.

CMOS chemical microsensors based on resonant cantilever beams, v. 3328. 233-243 p. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1117/12.320174>>.

LEE, H.; SHAKER, G.; NAISHADHAM, K.; SONG, X.; MCKINLEY, M.; WAGNER, B.; TENTZERIS, M. Carbon-nanotube loaded antenna-based ammonia gas sensor.

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, v. 59, n. 10, p. 2665–2673, Oct 2011. ISSN 0018-9480.

LEHNER, G. **Electromagnetic Field Theory for Engineers and Physicists**. [S.l.]: Springer, 2010.

LIM, Y.; FLYNN, M. P. A 1mW 71.5dB SNDR 50MS/s 13b fully differential ring amplifier based SAR-assisted pipeline ADC in 65nm CMOS. In: **Solid- State Circuits Conference - (ISSCC), 2015 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2015.

LIU, C.-Y.; HSIEH, C.-C. A 2.4-to-5.2fJ/conversion-step 10b 0.5-to-4MS/s SAR ADC with charge-average switching DAC in 90nm CMOS. In: **Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2013 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 280–281. ISSN 0193-6530.

LIU, G.; MAO, L.; CHEN, L.; XIE, S. Locatable-body temperature monitoring based on semi-active uhf rfid tags. **Sensors**, v. 14, n. 4, p. 5952–5966, March 2014.

LIU, H.; BOLIC, M.; NAYAK, A.; STOJMENOVIE, I. Integration of RFID and wireless sensor networks. In: **Proceedings of Sense IP 2007 Workshop**. Sydney, Australia: [s.n.], 2007. p. 1–29.

LIU, M.; HARPE, P.; DOMMELE, R. van; ROERMUND, A. van. A 0.8V 10b 80kS/s SAR ADC with duty-cycled reference generation. In: **Solid- State Circuits Conference - (ISSCC), 2015 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3.

LIU, X.; CHENG, S.; LIU, H.; HU, S.; ZHANG, D.; NING, H. A survey on gas sensing technology. **Sensors**, Molecular Diversity Preservation International, v. 12, n. 7, p. 9635–9665, July 2012. Disponível em: <10.3390/s120709635\#sthash.2H1Jp2r7.dpuf>.

LU, Y.; LI, J.; HAN, J.; NG, H.-T.; BINDER, C.; PARTRIDGE, C.; MEYYAPPAN, M. Room temperature methane detection using palladium loaded single-walled carbon nanotube sensors. **Chemical Physics Letters**, v. 391, n. 4-6, p. 344 – 348, 2004. ISSN 0009-2614. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0009261404007183>>.

MACHADO, J. G. de C.; NANTES, J. F. D. Identificação eletrônica de animais por rádio-freqüência (rfid): perspectivas de uso na pecuária de corte. **Revista Brasileira de Agrocomputação**, v. 2, n. 1, p. 29–36, 2004.

MALOBERTI, F. **Data Converters**. [S.l.]: Springer, 2007. ISBN 978-0-387-32485-2.

MARROCCO, G. Pervasive electromagnetics: sensing paradigms by passive RFID technology. **Wireless Communications, IEEE**, v. 17, n. 6, p. 10–17, December 2010. ISSN 1536-1284.

MCCREARY, J.; GRAY, P. All-MOS charge redistribution analog-to-digital conversion techniques. I. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, v. 10, n. 6, p. 371–379, dec. 1975. ISSN 0018-9200.

MEHDIPOUR, A.; ROSCA, I. D.; SEBAK, A. R.; TRUEMAN, C. W.; HOA, S. V. Advanced carbon-fiber composite materials for rfid tag antenna applications. **Applied Computational Electromagnetics Society Journal**, v. 25, n. 3, p. 218–229, 2010.

MELEXIS. **MLX90129 13.56MHz Sensor Transponder IC**. 2015. Disponível em: <<http://www.melexis.com/Wireless-Multi-Market--Sensing/RFID-Sensor-Tag-1356MHz/1356MHz-Sensor-Transponder-IC-631.aspx>>. Acesso em: 03/07/2015.

MENEZES, A.; RODRIGUES, R.; GURJÃO, E.; ZURITA, M. Crack sensing devices construction by means of microwave resonant circuit design. In: **MOMAG 2016**. Porto Alegre, RS, Brazil: [s.n.], 2016.

MEYYAPPAN, M. **Carbon Nanotubes: Science and Applications**. [S.l.]: CRC Press, 2004.

MICROCHIP. **PIC16F688 Data Sheet**. 2015. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41203b.pdf>>. Acesso em: 02/07/2015.

MICROELECTRONIC, E. **NF4: NFC Forum Type 4 Dual Interface Contact - Contactless 8kB / 32kB / 64kB Flash Based Memory IC**. September 2014. Fact Sheet. Disponível em: <<http://www.emmicroelectronic.com/sites/default/files/public/products/datasheets/nf4-fs.pdf>>.

MICROSENSYS. **TELID - The RFID sensor transponders and data loggers from microsensus**. May 2015. Disponível em: <<http://www.microsensus.de/en/sensors.html>>. Acesso em: 29/05/2015.

MITROKOTSA, A.; DOULIGERIS, C. Integrated rfid and sensor networks: Architectures and applications. In: _____. [S.l.]: CRC Press, 2009. (Wireless Networks and Mobile Communications Series), cap. 18, p. 511–535.

MITSUGI, J.; INABA, T.; PÁTKAI, B.; THEODOROU, L.; SUNG, J.; LÓPEZ, T. S.; KIM, D.; MCFARLANE, D.; HADA, H.; KAWAKITA, Y. *et al.* Architecture development for sensor integration in the epcglobal network. **Auto-ID Labs White Paper Series**, 2007.

MOSHKALEV, S.; LEON, J.; VERÃSSIMO, C.; VAZ, A.; FLACKER, A.; MORAES, M. de; SWART, J. Controlled deposition and electrical characterization of multi-wall carbon nanotubes. **Journal of Nano Research**, v. 3, p. 25–32, October 2008.

MURMANN, B. **ADC Performance Survey 1997-2015**. July 2015. Online. Disponível em: <<http://www.stanford.edu/~murmman/adcsurvey.html>>. Acesso em: 12/07/2015.

NORDICSEMI. **nRF24L01-PS**. 2015. Disponível em: <<http://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01/nRF24L01-PS>>. Acesso em: 02/07/2015.

NXPSEMICONDUCTORS. **UHF - UCODE**. 2015. Disponível em: <<https://nxp-rfid.com/products/ucode/>>. Acesso em: 03/04/2015.

OCCHIUZZI, C.; RIDA, A.; MARROCCO, G.; TENTZERIS, M. Passive ammonia sensor: Rfid tag integrating carbon nanotubes. In: **Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1413–1416. ISSN 1522-3965.

OCCHIUZZI, C.; RIDA, A.; MARROCCO, G.; TENTZERIS, M. Rfid passive gas sensor integrating carbon nanotubes. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 10, p. 2674–2684, Oct 2011. ISSN 0018-9480.

OLIVEIRA, M.; ZURITA, M. Modelagem e simulação de circuitos analógicos e mistos utilizando a linguagem vhdl-ams. In: **Encontro Nacional de Estudantes de Engenharia Elétrica**. [S.l.: s.n.], 2015.

OLIVEIRA, M.; ZURITA, M. Utilização da linguagem vhdl-ams no estudo de sistemas digitais analógicos e mistos. In: **Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia**. São Bernardo do Campo, SP: [s.n.], 2015.

ONG, K.; ZENG, K.; GRIMES, C. A. A wireless, passive carbon nanotube-based gas sensor. **Sensors Journal, IEEE**, v. 2, n. 2, p. 82–88, Apr 2002. ISSN 1530-437X.

OPASJUMRUSKIT, K.; THANTHIPWAN, T.; SATHUSEN, O.; SIRINAMARATTANA, P.; GADMANEE, P.; POOTARAPAN, E.; WONGKOMET, N.; THANACHAYANONT, A.; THAMSIRIANUNT, M. Self-powered wireless temperature sensors exploit rfid technology. **Pervasive Computing, IEEE**, v. 5, n. 1, p. 54–61, Jan 2006. ISSN 1536-1268.

OPENBEACON. **OpenBeacon Active RFID Project**. 2015. Disponível em: <<http://www.openbeacon.org/>>. Acesso em: 02/07/2015.

PALMISANO, G.; PALUMBO, G.; PENNISI, S. Design procedure for two-stage cmos transconductance operational amplifiers: A tutorial. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, v. 27, n. 3, p. 179–189, 2001. ISSN 1573-1979. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1023/A:1011229119071>>.

PATIL, S.; RATIU, A.; MORCHE, D.; TSIVIDIS, Y. A 3-10fJ/conv-step 0.0032mm² error-shaping alias-free asynchronous ADC. In: **VLSI Circuits Digest of Technical Papers, 2015 Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2015.

PERRET, E. **Identification par radiofrequence**. [S.l.]: ISTE, 2014. (Collection Reseaux et telecommunications). ISBN: 978-1784050559.

PERRET, E.; NAIR, R.; KAMEL, E. B.; VENA, A.; TEDJINI, S. Chipless rfid tags for passive wireless sensor grids. In: **General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–4.

PERVASIVEDISPLAYS. **2,7"E-Ink Display**. April 2015. Disponível em: <<http://www.pervasivedisplays.com/products/27>>. Acesso em: 14/04/2015.

- PHASEIV. **RFID Data Loggers**. June 2015. Disponível em: <<http://www.phaseivengr.com/product-category/data-loggers/>>. Acesso em: 09/06/2015.
- PHILIPOSE, M.; FISHKIN, K.; PERKOWITZ, M.; PATTERSON, D.; FOX, D.; KAUTZ, H.; HAHNEL, D. Inferring activities from interactions with objects. **Pervasive Computing, IEEE**, v. 3, n. 4, p. 50–57, Oct 2004. ISSN 1536-1268.
- PHILIPOSE, M.; SMITH, J.; JIANG, B.; MAMISHEV, A.; ROY, S.; SUNDARARAJAN, K. Battery-free wireless identification and sensing. **Pervasive Computing, IEEE**, v. 4, n. 1, p. 37 – 45, jan.-march 2005. ISSN 1536-1268.
- PRERADOVIC, S.; KAMAKAR, N.; AMIN, E. M. Chipless rfid tag with integrated resistive and capacitive sensors. In: **Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1354–1357.
- PRERADOVIC, S.; KARMAKAR, N. Chipless rfid tag with integrated sensor. In: **Sensors, 2010 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1277–1281. ISSN 1930-0395.
- RACHWALSKI, T. Asset tracking: Designing systems that combine hf rfid with sensors. **Sensors Magazine**, December 2010. Disponível em: <<http://www.sensorsmag.com/networking-communications/asset-tracking/designing-systems-combine-hf-rfid-with-sensors-7891>>.
- RANASINGHE, D.; LEONG, K.; NG, M.; ENGELS, D.; COLE, P. A distributed architecture for a ubiquitous rfid sensing network. In: **Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing Conference, 2005. Proceedings of the 2005 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 7–12.
- RFID JOURNAL. **New Low-cost Temperature Sensor**. July 2002. Accessed on 04-02-2015. Disponível em: <<http://www.rfidjournal.com/articles/view?28>>. Acesso em: 02/04/2015.
- RFID JOURNAL. **How much does an RFID tag cost today?** August 2013. On-Line. Acessado em 31/08/2013. Disponível em: <<http://www.rfidjournal.com/faq/show?85>>. Acesso em: 31/08/2013.
- RIDA, A.; VYAS, R.; BASAT, S.; FERRER-VIDAL, A.; YANG, L.; BHATTACHARYA, S.; TENTZERIS, M. Paper-based ultra-low-cost integrated RFID tags for sensing and

tracking applications. In: **Electronic Components and Technology Conference, 2007. ECTC '07. Proceedings. 57th.** [S.l.: s.n.], 2007. p. 1977–1980. ISSN 0569-5503.

RIDA LI YANG, M. T. A. **RFID-Enabled Sensor Design and Applications.** [S.l.]: Artech House, 2010. ISBN: 978-1-60783-981-1.

RNCOS. **Global RFID Market Forecast to 2014.** [S.l.], March 2012. Disponível em: <<http://www.reportlinker.com/p0795428/Global-RFID-Market-Forecast-to.html>>.

RONCAGLIA, A.; COLALONGO, L.; LANGE, D.; RUDAN, M. Cross-talk simulation in CMOS micromachined gas-sensors with electrothermal actuation. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 69, n. 3, p. 320 – 324, 2000. ISSN 0925-4005. Proceedings of the International Symposium on Electronic Noses. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0925400500004809>>.

SACKINGER, E.; GUGGENBUHL, W. A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 22, n. 2, p. 287–294, Apr 1987. ISSN 0018-9200.

SAITO, R.; FUJITA, M.; DRESSELHAUS, G.; DRESSELHAUS, M. S. Electronic structure of chiral graphene tubules. **Applied Physics Letters**, v. 60, n. 18, p. 2204–2206, 1992. Disponível em: <<http://scitation.aip.org/content/aip/journal/apl/60/18/10.1063/1.107080>>.

SAVU, R.; SILVEIRA, J. V.; ALAFERDOV, A.; JOANNI, E.; GOBBI, A. L.; CANESQUI, M. A.; LARA, D. S. de; FILHO, A. G. S.; MOSHKALEV, S. A. Gas sensors based on locally heated multiwall carbon nanotubes decorated with metal nanoparticles. **Journal of Sensors**, v. 2015, n. 260382, p. 8, 2015.

SAVU, R.; SILVEIRA, J. V.; FLACKER, A.; VAZ, A. R.; JOANNI, E.; PINTO, A. C.; GOBBI, A. L.; SANTOS, T. E. A.; ROTONDARO, A. L. P.; MOSHKALEV, S. A. Micro-reactors for characterization of nanostructure-based sensors. **Review of Scientific Instruments**, v. 83, n. 5, p. –, 2012. Disponível em: <<http://scitation.aip.org/content/aip/journal/rsi/83/5/10.1063/1.4709495>>.

SEICHEPINE, F.; SALOMON, S.; COLLET, M.; GUILLON, S.; NICU, L.; LARRIEU, G.; FLAHAUT, E.; VIEU, C. A combination of capillary and dielectrophoresis-driven assembly methods for wafer scale integration of carbon-nanotube-based nanocarpet. **Nanotechnology**, v. 23, n. 9, p. 095303, 2012. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0957-4484/23/i=9/a=095303>>.

SHENGHUA, Z.; NANJIAN, W. A novel ultra low power temperature sensor for UHF RFID tag chip. In: **Solid-State Circuits Conference, 2007. ASSCC '07. IEEE Asian**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 464–467.

SHEU, B.; HU, C. Switch-induced error voltage on a switched capacitor. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, v. 19, n. 4, p. 519–525, aug 1984. ISSN 0018-9200.

SHIKATA, A.; SEKIMOTO, R.; KURODA, T.; ISHIKURO, H. A 0.5V 1.1MS/sec 6.3fJ/conversion-step SAR-ADC with tri-level comparator in 40nm CMOS. In: **VLSI Circuits (VLSIC), 2011 Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 262–263. ISSN 2158-5601.

SHRESTHA, S.; BALACHANDRAN, M.; AGARWAL, M.; PHOHA, V.; VARAHRAMYAN, K. A chipless RFID sensor system for cyber centric monitoring applications. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 57, n. 5, p. 1303–1309, May 2009. ISSN 0018-9480.

SICARD, S. D. B. E. **Basics of CMOS Cell Design**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2007.

SIDEN, J.; ZENG, X.; UNANDER, T.; KOPTYUG, A.; NILSSON, H.-E. Remote moisture sensing utilizing ordinary RFID tags. In: **Sensors, 2007 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 308–311. ISSN 1930-0395.

SIN, M. L. Y.; CHOW, G. C. T.; FUNG, C. K. M.; LI, W. J.; LEONG, P.; WONG, K. W.; LEE, T. Ultra-low-power alcohol vapor sensors based on multi-walled carbon nanotube. In: **2006 1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1198–1202.

STAR, A.; JOSHI, V.; SKARUPO, S.; THOMAS, D.; GABRIEL, J.-C. P. Gas sensor array based on metal-decorated carbon nanotubes. **The Journal of Physical**

Chemistry B, v. 110, n. 42, p. 21014–21020, 2006. PMID: 17048920. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1021/jp064371z>>.

SUEHLE, J.; CAVICCHI, R.; GAITAN, M.; SEMANCIK, S. Tin oxide gas sensor fabricated using CMOS micro-hotplates and in-situ processing. **Electron Device Letters, IEEE**, v. 14, n. 3, p. 118–120, March 1993. ISSN 0741-3106.

SWEDBERG, C. Thinfilm launches opensense printed NFC sensor label for bottles. **RFID Journal**, p. 1–3, February 2015. (Archived by WebCite® at <http://www.webcitation.org/6j6MGdU0S>). Disponível em: <<http://www.rfidjournal.com/articles/view?12750>>.

TAI, H.-Y.; CHEN, H.-W.; CHEN, H.-S. A 3.2fJ/c.-s. 0.35V 10b 100kS/s SAR ADC in 90nm CMOS. In: **VLSI Circuits (VLSIC), 2012 Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 92–93.

TAI, H.-Y.; HU, Y.-S.; CHEN, H.-W.; CHEN, H.-S. A 0.85fJ/conversion-step 10b 200kS/s subranging SAR ADC in 40nm CMOS. In: **Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2014 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 196–197. ISSN 0193-6530.

TEDJINI, S.; ANDIA-VERA, G.; ZURITA, M.; FREIRE, R. C. S.; DUROC, Y. Augmented rfid tags. In: **2016 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 67–70. ISSN 2332-5615.

TEDJINI, S.; PERRET, E. Radio-frequency identification systems and advances in tag design. **Radio Science Bulletin**, v. 1, n. 331, p. 9–20, December 2009. ISSN 1024-4530. ISSN: 1024-4530.

THAI, T. T.; YANG, L.; DEJEAN, G. R.; TENTZERIS, M. M.; THAI, T. T.; TENTZERIS, M. M. Nanotechnology enables wireless gas sensing. **IEEE Microwave Mag**, n. 12, p. 84–95, May 2011.

THINFILM. **Thinfilm Smart Labels**. 2015. Disponível em: <<http://www.thinfilm.no/products/smart-labels/>>. Acesso em: 02/07/2015.

THINFILM. **Thinfilm Smart Label for Temperature Threshold Detection**. July 2016. On-line. Archived by WebCite at <http://www.webcitation.org/6j6Nd2Bji>.

Disponível em: <http://cdn2.hubspot.net/hubfs/398970/Documents/TF_SmartLabel_WEB.pdf>.

THOMPSON, D.; TANTOT, O.; JALLAGEAS, H.; PONCHAK, G.; TENTZERIS, M.; PAPAPOLYMEROU, J. Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 52, n. 4, p. 1343–1352, April 2004. ISSN 0018-9480.

TREACY, M.; EBBESEN, T.; GIBSON, J. Exceptionally high young's modulus observed for individual carbon nanotubes. **Nature**, v. 381, p. 678–680, June 1996.

UCONNECT. **UHF Active RFID Tag Module, 922 928 MHz**. 2015. Disponível em: <http://uconnect.diytrade.com/sdp/1546218/4/pd-6204548/9608466-0/UHF_Active_RFID_Tag_Module_922_928_MHz.html>. Acesso em: 03/07/2015.

UDREA, F.; GARDNER, J. SOI CMOS gas sensors. In: **Sensors, 2002. Proceedings of IEEE**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1379–1384 vol.2.

USSMUELLER, T.; BRENK, D.; ESSEL, J.; HEIDRICH, J.; FISCHER, G.; WEIGEL, R. A multistandard HF/UHF-RFID-tag with integrated sensor interface and localization capability. In: **RFID (RFID), 2012 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 66–73.

VAZ, A.; SILVA, M. da; LEON, J.; MOSHKALEV, S.; SWART, J. Platinum thin films deposited on silicon oxide by focused ion beam: characterization and application. **Journal of Materials Science**, Springer US, v. 43, n. 10, p. 3429–3434, 2008. ISSN 0022-2461. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s10853-007-2402-3>>.

VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S. A compact chipless RFID tag using polarization diversity for encoding and sensing. In: **RFID (RFID), 2012 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 191–197.

VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S.; KADDOUR, D.; POTIE, A.; BARRON, T. A compact chipless RFID tag with environment sensing capability. In: **Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–3. ISSN 0149-645X.

WALDEN, R. H. Analog-to-digital converter technology comparison. In: **Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1994. Technical Digest 1994., 16th Annual**. [S.l.: s.n.], 1994. p. 217–219. ISSN 1064-7775.

WANG, Y.; YEOW, J. T. W. A review of carbon nanotubes-based gas sensors. **Journal of Sensors**, v. 2009, p. 24, 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1155/2009/493904>>.

WANT, R. Enabling ubiquitous sensing with RFID. **Computer**, v. 37, n. 4, p. 84 – 86, april 2004. ISSN 0018-9162.

WATTERS, D.; JAYAWEERA, P.; BAHR, A.; HUESTIS, D. Design and performance of wireless sensors for structural health monitoring. In: THOMPSON, D.; CHIMENTI, D. (Ed.). **American Institute of Physics Conference Proceedings**. [S.l.], 2002. v. 615, p. 969–976. Quantitative Nondestructive Evaluation.

WEGMANN, G.; VITTOZ, E.; RAHALI, F. Charge injection in analog MOS switches. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, v. 22, n. 6, p. 1091 – 1097, dec 1987. ISSN 0018-9200.

WEINSTEIN, R. RFID: a technical overview and its application to the enterprise. **IT Professional**, v. 7, n. 3, p. 27–33, May 2005. ISSN 1520-9202.

WIDLAR, R. Some circuit design techniques for linear integrated circuits. **Circuit Theory, IEEE Transactions on**, v. 12, n. 4, p. 586–590, Dec 1965. ISSN 0018-9324.

WISITSORAAT, A.; TUANTRANONT, A.; COMINI, E.; SBERVEGLIERI, G. Gas sensing properties of CNT-SnO₂ nanocomposite thin film prepared by e-beam evaporation. In: **Sensors, 2007 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 550–553. ISSN 1930-0395.

YANG, L.; RIDA, A.; VYAS, R.; TENTZERIS, M. RFID tag and RF structures on a paper substrate using inkjet-printing technology. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 12, p. 2894–2901, Dec 2007. ISSN 0018-9480.

YANG, L.; ZHANG, R.; STAICULESCU, D.; WONG, C.; TENTZERIS, M. A novel conformal RFID-enabled module utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas-detection applications. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, v. 8, p. 653–656, 2009. ISSN 1536-1225.

YEAGER, D.; ZHANG, F.; ZARRASVAND, A.; GEORGE, N. T.; DANIEL, T.; OTIS, B. P. A $9 \mu\text{a}$, addressable gen2 sensor tag for biosignal acquisition. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 45, n. 10, p. 2198–2209, Oct 2010. ISSN 0018-9200.

YEAGER, D. J. **Development and Application of Wirelessly-Powered Sensor Nodes**. Dissertação (Mestrado) — University of Washington, 2009.

YUN, J.-H.; CHANG-SOO, H.; KIM, J.; SONG, J.-W.; SHIN, D.-H.; PARK, Y.-G. Fabrication of carbon nanotube sensor device by inkjet printing. In: **Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, 2008. NEMS 2008. 3rd IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 506–509.

ZANINI, M.; VISSER, J.; RIMAI, L.; SOLTIS, R.; KOVALCHUK, A.; HOFFMAN, D.; LOGOTHETIS, E.; BONNE, U.; BREWER, L.; BYNUM, O.; RICHARD, M. Fabrication and properties of a Si-based high-sensitivity microcalorimetric gas sensor. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 48, n. 3, p. 187 – 192, 1995. ISSN 0924-4247. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0924424795010009>>.

ZHANG, L.; WANG, Z. Integration of RFID into wireless sensor networks: Architectures, opportunities and challenging problems. In: **Grid and Cooperative Computing Workshops, 2006. GCCW '06. Fifth International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 463–469.

ZHANG, Y.; YANG, L. T.; CHEN, J. (Ed.). **RFID and sensor networks: architectures, protocols, security, and integrations**. [S.l.]: CRC Press, 2009. ISBN: 978-1-4200-7777-3.

ZHAO, Y.; SMITH, J. R.; SAMPLE, A. NFC-WISP: A sensing and computationally enhanced near-field RFID platform. In: **RFID (RFID), 2015 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 174–181.

ZHOU, J.; LI, P.; ZHANG, S.; LONG, Y.; ZHOU, F.; HUANG, Y.; YANG, P.; BAO, M. Zeolite-modified microcantilever gas sensor for indoor air quality control. **Sensors and Actuators B: Chemical**, v. 94, n. 3, p. 337 – 342, 2003. ISSN 0925-4005. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0925400503003691>>.

ZURITA, M.; FREIRE, R.; TEDJINI, S.; MOSHKALEV, S. A review of implementing adc in rfid sensor. **Journal of Sensors**, v. 2016, p. 14 pages, February 2016. Article ID 8952947.