



Universidade de Brasília – UnB
Campus Gama – FGA
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Biomédica

**CONVERSORES A/D E D/A COM AMOSTRAGEM ADAPTATIVA UTILIZANDO
TRANSFORMADA WAVELET NO DOMÍNIO ANALÓGICO E RECONSTRUÇÃO
POLINOMIAL ATRAVÉS DOS COEFICIENTES DE LISPCHITZ**

GUILHERME ARAUJO MATTOS

Orientador: Dr. PROF. DR. SANDRO AUGUSTO PAVILIK HADDAD



UNB – UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FGA – FACULDADE GAMA



**CONVERSORES A/D E D/A COM AMOSTRAGEM ADAPTATIVA
UTILIZANDO TRANSFORMADA WAVELET NO DOMÍNIO ANALÓGICO E
RECONSTRUÇÃO POLINOMIAL ATRAVÉS DOS COEFICIENTES DE
LISPCHITZ**

GUILHERME ARAUJO MATTOS

ORIENTADOR: PROF. DR. SANDRO AUGUSTO PAVILIK HADDAD

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA BIOMÉDICA**

PUBLICAÇÃO: 151A/2022

BRASÍLIA/DF, AGOSTO DE 2022

UNB – UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FGA – FACULDADE GAMA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

**CONVERSORES A/D E D/A COM AMOSTRAGEM ADAPTATIVA
UTILIZANDO TRANSFORMADA WAVELET NO DOMÍNIO ANALÓGICO E
RECONSTRUÇÃO POLINOMIAL ATRAVÉS DOS COEFICIENTES DE
LISPCHITZ**

GUILHERME ARAUJO MATTOS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA BIOMÉDICA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA BIOMÉDICA

APROVADA POR:

Prof. Dr. Sandro Augusto Pavilik Haddad
(Orientador)

Prof. Dr. José Edil Guimarães de Medeiros
(Examinador interno)

Dr. Fernando Chavez Porras
(Examinador externo)

FICHA CATALOGRÁFICA

MATTOS, GUILHERME ARAUJO

Conversores A/D e D/A com amostragem adaptativa utilizando Transformada Wavelet no domínio analógico e reconstrução polinomial através dos coeficientes de Lipschitz [Distrito Federal], 2022.

77p., 210 × 297 mm (FGA/UnB Gama, Mestrado em Engenharia Biomédica, 2022).

Dissertação de Mestrado em Engenharia Biomédica, Faculdade UnB Gama, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Biomédica.

- | | |
|--------------------------------------|--------------------------|
| 1. Conversores A/D e D/A | 2. Conversor Low-power |
| 3. Compressão de sinais fisiológicos | 4. Amostragem adaptativa |
| I. FGA UnB/UnB. | II. Título (série) |

REFERÊNCIA

MATTOS, GUILHERME ARAUJO (2022). Conversores A/D e D/A com amostragem adaptativa utilizando Transformada Wavelet no domínio analógico e reconstrução polinomial através dos coeficientes de Lipschitz. Dissertação de mestrado em engenharia biomédica, Publicação 151A/2022, Programa de Pós-Graduação, Faculdade UnB Gama, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 77p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Guilherme Araujo Mattos

TÍTULO: Conversores A/D e D/A com amostragem adaptativa utilizando Transformada Wavelet no domínio analógico e reconstrução polinomial através dos coeficientes de Lipschitz

GRAU: Mestre

ANO: 2022

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

guilherme.mattos.gam@gmail.com.br

Brasília, DF – Brasil

”Qualquer pessoa com um órgão, membro ou suplemento artificial (como um marca-passo), qualquer um reprogramado para resistir a doenças (imunizado) ou drogado para pensar/comportar-se/sentir-se melhor (psicofarmacologia) é tecnicamente um ciborgue.”

Chris Hables Gray, Steven Mentor, Heidi Figueroa-Sarriera

AGRADECIMENTOS

À minha família pela força e ajuda. A agência de fomento Capes que tornou possível a continuidade e finalização deste trabalho. A todos os professores que contribuíram para minha formação, principalmente ao meu orientador professor Sandro Haddad, pela força e apoio durante todas as etapas.

RESUMO

O presente trabalho apresenta uma proposta para reduzir dados e energia consumidos no processo de conversão de sinais, nos domínios digitais e analógicos. Para isso, são utilizados dois sistemas de conversores. Um sistema analógico-digital (A/D) com compressão de informação e amostragem adaptativa mediante o uso do coeficiente de *Lipschitz* e das propriedades da Transformada *Wavelet*. O coeficiente de *Lipschitz* caracteriza a forma de onda em um determinado ponto. A utilização do expoente comprime a informação, reduzindo o número de amostras necessárias para o processo de conversão, ainda assim, mantendo uma alta resolução. O outro sistema desenvolvido neste trabalho é o conversor digital-analógico (D/A) dedicado, que realiza o processo de reconstrução do sinal analógico por um arranjo polinomial. O sinal é reconstruído com as informações de amplitude, tempo e expoente. Essas são as saídas do A/D, e conseqüentemente, as entradas do D/A. Foi utilizada uma reconstrução fundamentada na morfologia do sinal usando um método de aproximação polinomial, reduzindo significativamente a taxa de amostragem.

Foram desenvolvidos os circuitos que realizam o cálculo do expoente usando a Transformada *Wavelet*. Após a construção dos circuitos necessários na ferramenta Virtuoso, foram testadas quatro formas de onda com expoentes conhecidos, com intuito de verificar se o sistema consegue realizar a detecção. Realizou-se então uma variação dos parâmetros do circuito, da temperatura e da alimentação, gerando 300 amostras para cada sinal. Verificou-se estatisticamente através do teste T para os sinais que apresentaram distribuição normal, e utilizando o teste de Wilcoxon para o sinal que não a apresentou. O resultado obtido foram expoentes que não desviaram consideravelmente do valor nominal, indicando que é possível obter fidedignidade na obtenção do expoente.

Na construção do sistema D/A era necessário gerar quatro ondas base combinando-as e ponderando-as para gerar um expoente n qualquer. Neste trabalho foram testados 16 expoentes (4 bits na informação do expoente) espaçados de diferentes maneiras, variando o valor entre 2 a 0,25. Foram testadas as ondas obtidas pelos circuitos projetados comparando-as com as formas de ondas ideais. O resultado do sistema mostra um erro RMS menor que $636 \mu\text{V}$ para a curva mais acentuada. Foi realizada também a reconstrução de um sinal de ECG, onde há uma redução na taxa de amostragem de 95,08% em relação a um conversor ideal com taxa de amostragem linear de 2 KS/s. Uma redução elevada nas informações necessárias para a reconstrução, mesmo realizando uma comparação com um conversor que apresenta uma taxa de amostragem baixa.

Palavras-chave: conversor analógico-digital, expoente de *Lipschitz*, Transformada *Wavelet*, conversor digital-analógico, reconstrução polinomial, sub-Nyquist.

ABSTRACT

This work presents a proposal to reduce data and energy consumed in the signal conversion process, in the digital and analog domains. For this, two converter systems are used. An analog-digital (A/D) system with information compression and adaptive sampling using the *Lipschitz* coefficient and the properties of the *Wavelet* Transform. The *Lipschitz* coefficient characterizes the waveform at a given point. Using the exponent compresses the information, reducing the number of samples necessary for the conversion process, yet, maintaining a high resolution. Another system developed in this work is the dedicated digital-to-analog (D/A) converter, which performs the process of reconstruction of the analog signal by a polynomial arrangement. The signal is reconstructed with amplitude, time and exponent information. These are the A/D outputs, and consequently, the D/A inputs. A reconstruction based on the morphology of the signal using a polynomial approximation method is used, significantly reducing the sampling rate.

Circuits were developed that perform the calculation of the exponent using the Transform *Wavelet*. After building the necessary circuits in the Virtuoso tool, four waveforms were tested with known exponents, in order to verify that the system can perform detection. There was then a variation circuit, temperature and power parameters, generating 300 samples for each signal. It was found statistically through the T test for the signs that showed a normal distribution, and using the test of Wilcoxon for the signal that did not present it. The results obtained were exponents that did not deviate considerably from the value nominal, indicating that it is possible to obtain reliability in obtaining the exponent.

In the construction of the D/A system, it was necessary to generate four base waves by combining and weighting them to generate any exponent n . In this work, 16 exponents were tested (4 bits in the exponent information) spaced in different ways, varying the value between 2 and 0.25. The waves obtained by the designed circuits were tested comparing them with the ideal waveforms. The system output shows an RMS error of less than $636 \mu V$ for the steepest curve. The reconstruction of an ECG signal was also performed, where there is a reduction in the sampling rate of 95.08% in relation to an ideal converter with a linear sampling rate of 2 KS/s. A high reduction in the information needed for the reconstruction, even when performing a comparison with a converter that has a low sampling rate.

Keywords: analog-to-digital converter, *Lipschitz* exponent, *Wavelet* Transform, digital-to-analog converter, polynomial reconstruction, sub-Nyquist.

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Proposta	5
1.3	Objetivos	7
1.4	Estrutura da dissertação	8
2	Fundamentação Teórica	9
2.1	Conversores A/D	9
2.1.1	Especificação Estática de ADCs	9
2.1.2	Especificação Dinâmica de ADCs	12
2.2	<i>Wavelet</i>	13
2.2.1	Transformada <i>Wavelet</i>	14
2.2.2	Vanishing Moments	15
2.2.3	Modulus maxima	16
2.3	Lipschitz	16
3	Conversor analógico-digital <i>Wavelet</i>	19
3.1	O conversor A/D <i>Wavelet</i>	19
3.2	Circuitos desenvolvidos	21
3.2.1	Filtros WTs	21
3.2.2	<i>Zero Crossing</i>	22
3.2.3	Lipschitz	23
3.3	Metodologia - Sistema A/D	27
4	Conversor digital-analógico Polinomial	29

4.1	Aproximação polinomial - quatro funções bases	30
4.2	O conversor D/A por aproximação polinomial	31
4.2.1	Circuito Multiplicador	34
4.2.2	Circuito base quadrática	35
4.2.3	Circuito base raiz quadrática e raiz a quarta potência	36
4.2.4	Circuito Gerador de Expoentes	37
4.3	Metodologia - Sistema D/A	38
5	Resultados e Discussões	40
5.1	Resultados A/D	40
5.2	Resultados D/A	47
5.2.1	Resultado do sistema ideal	47
5.2.2	Resultados do sistema implementado	49
6	Conclusão	61
	Lista de Referências	62
I	Anexos	66

LISTA DE TABELAS

4.1	Coefficientes obtidos dos expoentes gerados para cada os 16 expoentes n .	31
4.2	Tabela com os coeficientes que representam os valores de ganho das quatro bases para cada expoente n especificado.	38
5.1	<i>Lipschitzs</i> obtidos das 300 amostras geradas para cada expoente e suas respectivas medidas resumos. São indicados os valores nominais para situações típicas e médias referentes as 300 amostras, além dos valores de p para as estatísticas rodadas.	46
5.2	P-valor para os testes estatísticos rodados das 300 amostras geradas para cada expoente, comparando as médias (caso paramétrico) e medianas (não-paramétrico) obtidas com o valor nominal.	46
5.3	Erro relativo máximo e erro RMS comparando cada polinômio com a respectiva aproximação.	48
5.4	Coefficientes obtidos e o Error RMS dos expoentes gerados para cada os 16 expoentes n após o processo de ajuste e de inserção das novas bases. . . .	50

LISTA DE QUADROS

LISTA DE FIGURAS

1.1	Sistema nervoso e alguns sinais fisiológicos elétricos. EEG, ECG e EMG. Fonte: Modificado de (Commons, 2020).	3
1.2	Distribuição anual de procedimentos cirúrgicos associados a marcapassos.	4
1.3	Dados obtidos de conversores comerciais com mesmas funções e números de canais. Apresentando a relação da potência consumida em função da taxa de amostragem para resoluções de 18, 16, 14 e 08 bits.	5
1.4	Gráfico relacionando a potência consumida em mili-watt para diferentes resoluções usando conversores comerciais com mesmo número de canais e com taxa de amostragem fixa de 500 KS/s.	6
2.1	Diagrama de blocos de um ADC.	10
2.2	Características de entrada-saída ideais de um ADC 3-bits. a) Erro de Offset b) Erro de ganho c) DNL d) INL.	11
2.3	a) Mudança na escala da base <i>Wavelet</i> . b) Efeito do deslocamento no tempo.	15
2.4	Expoente <i>Lipschitz</i> de 2 a 0.2 para $f(t) = 1 - 1 - t ^\alpha$	17
3.1	Diagrama de blocos do conversor A/D.	20
3.2	Esquemático do filtro <i>Wavelet</i> e as conexões entre os coeficientes/transdutores.	23
3.3	Circuitos desenvolvidos para o bloco <i>Zero Crossing</i> . a) O <i>Zero Crossing</i> , composto por um comparador de corrente e um detector de transição de nível lógico. b) Topologia do comparador de corrente.	24
3.4	Bloco do cálculo do <i>Lipschitz</i>	25
3.5	<i>Sample-and-hold</i> de corrente.	26
3.6	Topologia de módulo da corrente.	26
3.7	Circuito Logaritmo com NMOS operando em região de inversão fraca seguido de um <i>buffer</i>	27
3.8	Sinais analógicos gerados para validação do sistema A/D com 4 expoentes $\alpha = 0.5, 1.0, 1.5$ e 2.0	28

4.1	Diagrama de blocos do conversor D/A. Apresenta uma entrada digital (<i>Lipschitz</i>), duas entradas analógicas (Tempo e Amplitude) e uma saída analógica (Vout). As entradas analógicas são convertidas por um conversor D/A que só é acionado ao receber um sinal de <i>flag</i> do bloco Gerador de rampa, ao finalizar o tempo da rampa, indicando que é necessário uma nova amostra. Além disso, o Gerador de rampa gera uma reta com um tempo previamente indicado conforme a entrada Tempo. O sinal digital de <i>Lipschitz</i> atua diretamente no bloco Expoente chaveando os resistores e gerando um ganho previamente projetado. Nesse bloco a onda que anteriormente era uma rampa, adquire a forma desejada, de acordo com o sinal desejado. Após isso o sinal de Amplitude é verificado, o anterior e o atual, para realizar o ajuste das amplitudes.	32
4.2	Circuito do produto de correntes.	35
4.3	Circuito do sinal quadrático.	36
4.4	Circuito da raiz quadrática.	37
5.1	Resultados para forma de onda de entrada com expoente igual a 0.3 (azul). Sinal com a amostragem da amplitude (vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado do sistema A/D implementado a nível de circuito (verde).	41
5.2	Resultados para forma de onda de entrada com expoente igual a 1.5 (azul). Sinal com a amostragem da amplitude (tracejado vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado do sistema A/D implementado a nível de circuito (verde).	42
5.3	Entrada com expoente variando de 0.3 a 2 (azul). Sinal com a amostragem da amplitude variando conforme o aumento na amplitude (tracejado vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado do sistema A/D implementado a nível de circuito (verde).	43
5.4	Resultados para forma de onda de entrada com um sinal seno (azul). Sinal com a amostragem da amplitude (tracejado vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado igual a 1.7 (verde) para o seno. . .	44
5.5	Resultados das 300 amostras obtidas para os expoentes 0.5, 1.0, 1.5 e 2.0.	45
5.6	Expoentes de 2 a 0.25 ideais e os respectivos expoentes gerados pelas aproximações com os coeficientes ponderados(tracejado).	48

5.7	Formas de onda com expoentes de 0.3 e 1.8 ideais e os respectivos expoentes gerados pelas aproximações com os coeficientes ponderados(tracejado). Erro relativo de cada uma das aproximações	49
5.8	Expoentes de 2 a 0.25 ideais e os respectivos expoentes gerados pelo sistema(tracejado).	51
5.9	Verificando a saída do bloco de ajuste de amplitude ao varrer o parâmetro de resolução.	53
5.10	Variando a resolução do D/A no ajuste de amplitude. $N = 4, 8, 12$ e 16 bits. Resposta transiente do bloco de ajuste de amplitude para uma rampa de 1V a 1.5V para as quatro resoluções.	54
5.11	Verificando o valor final da amplitude do bloco ajuste de amplitude ($V_{outideal} = 1.5V$) variando o valor do expoente n e o número de bits N	55
5.12	Resposta transiente ao variar o ajuste de amplitude de 0 a 2.5V.	55
5.13	Variando o valor do ajuste de amplitude de 0 a 2.5V para um caso específico de expoente $n = 1.8$. Primeira forma de onda indica visualmente os pontos onde o sistema apresenta uma maior linearidade entre o valor ideal e o resultado da amplitude ajustada. A segunda forma de onda apresenta a diferença entre o valor ideal e o obtido no circuito.	56
5.14	Verificando o erro do ajuste de amplitude realizando uma varredura na amplitude desejada em resposta do ajuste obtido para os n expoentes.	57
5.15	Verificando o erro do ajuste de amplitude ao variar o expoente <i>Lipschitz</i> . Verificando os erros extremos, $V_2 = 2.5$ e 0 V, e o erro mínimo $V_2 = 1.1$, em função do expoente n	58
5.16	Reconstrução do complexo PQRST particionando o sinal em 15 intervalos de tempo utilizando o sistema D/A ideal com a reconstrução sendo efetuada com as 4 bases e os polinômios ponderados.	59
5.17	Reconstrução do complexo PQRST amostrado em 18 intervalos de tempo utilizando o sistema D/A polinomial a nível de circuito.	60
7.1	Sistema completo com os blocos Divisor, Expoente e Ajuste de amplitude.	67
7.2	Circuito divisor de corrente para calcular o inverso do tempo. Entrada com valor do Tempo em tensão, converte em corrente com um ganho de 1u e realiza a operação de divisão ($1/Corrente$).	68
7.3	Bloco Expoentes - parte 1. Circuito gerador de Rampa.	69

7.4	Bloco Expoentes - parte 2. Blocos x^2 , $x^{0.5}$, $x^{0.25}$, ponderadores para cada base, inversores para coeficientes negativos, somador e inversor para o caso Inflexão-Mínimo e Mínimo-Inflexão.	70
7.5	Bloco Expoentes - Circuito do sinal quadrático.	71
7.6	Bloco Expoentes - Circuito da raiz quadrática.	72
7.7	Bloco Expoentes - Circuito ponderador da base x^1 , de acordo com a palavra digital do <i>Lipschitz</i> seleciona o valor de ganho relacionado ao respectivo coeficiente para formar o sinal com expoente n	73
7.8	Bloco Expoentes - Circuito que inverte o sinal quando são necessário coeficientes negativos, nesta figura para a base x^1	74
7.9	Bloco Ajuste de Amplitude. Com os sub-blocos Diferença, Multiplicador, multiplexadores analógicos e estágio de ganho	75
7.10	Ajuste de amplitude - Bloco Diferença que realiza a subtração entre os dois valores de amplitude necessários para a reconstrução a cada período. . .	76
7.11	Ajuste de amplitude - Bloco Multiplicador. Multiplica dois sinais em corrente e apresenta saída em tensão.	77

LISTA DE NOMENCLATURAS E ABREVIACOES

A/D - Analógico/Digital
ADC - *Analog to Digital Converter*
AIC - *Analog to Information Converter*
D/A - Digital/Analógico
DAC - *Digital to Analog Converter*
DC - *Direct Current*
DECA - Departamento de Estimulação Cardíaca Artificial
DNL - *Differential Nonlinearity*
ECG - Eletrocardiograma
EEG - Eletroencefalograma
EMG - Eletromiograma
ENOB - *Effective Number of Bits*
INL - *Integral Nonlinearity*
K-S - *Kolmogorov-Smirnov*
LSB - *Low Significant Bit*
MUX - Multiplexador
PSRR - *Power-Supply Rejection Ratio*
PVT - *Process, Voltage and Temperature*
RBM - Desfibriladores e Ressincronizadores Cardacos
RMS - *Root Mean Square*
S/H - *Sample/Hold*
SAR - *Successive Approximation Register*
SBCCV - Sociedade Brasileira de Cirurgia Cardiovascular
SNDR - *Signal to Noise and Distortion Ratio*
SNR - *Signal to Noise Ratio*
STFT - *Short-Time Fourier Transform*
Vin - Tensão de entrada
Vout - Tensão de saída

1 INTRODUÇÃO

A área da biomédica vem crescendo e apresentando uma gama de aplicações no que tange a interação máquina e organismo. O surgimento do transistor trouxe para o ramo da eletrônica uma miniaturização dos dispositivos eletrônicos. Com o avanço da tecnologia em silício, sistemas complexos são construídos utilizando uma área cada vez mais reduzida. Esse avanço tornou possível a implementação de circuitos implantáveis, que podem ser caracterizados conforme a fonte de energia. Quando há necessidade de uma fonte de alimentação externa são classificados como ativos e caso não seja necessária uma fonte externa são chamados de dispositivos passivos. Sistemas complexos são, em grande parte, dispositivos ativos, o que gera incômodo e podendo inclusive, prejudicar a saúde dos pacientes, devido aos sucessivos procedimentos cirúrgicos apenas para ajustar a alimentação de energia do sistema. No entanto, para solucionar este e outros problemas envolvendo o consumo de potência, foi necessário um avanço no desenvolvimento de circuitos que possuem um baixo consumo de alimentação, chamados circuitos *Low-power*.

Neste capítulo foi indicada a importância da compreensão e do processamento dos sinais eletrofisiológicos. São apresentados os registros anuais de operações cirúrgicas envolvendo marcapassos, indicando a demanda existente devido ao aumento nos processos cirúrgicos. Foi relatado também um gargalo relacionando a potência consumida, a resolução e a taxa de amostragem dos conversores Analógicos-Digitais (A/D) existentes, que estão diretamente envolvidos no processamento dos sinais eletrofisiológicos. São apontadas algumas pesquisas que objetivam contornar esse obstáculo de promover uma alta resolução, consumindo uma baixa potência. Em alguns casos, os pesquisadores utilizaram abordagens parecidas com as do referido trabalho, como o uso de amostragem adaptativa mediante um processo derivativo do sinal.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Os organismos vivos apresentam sistemas e subsistemas que possuem processos fisiológicos envolvidos no funcionamento de órgãos e na manutenção da vida. O corpo humano, por exemplo, apresenta sistema respiratório, nervoso, circulatório, entre outros. A maior parte dos processos fisiológicos apresentam sinais que caracterizam sua natureza

e atividade. Esses sinais podem ser elétricos, na forma de um potencial de tensão ou corrente; bioquímicos, por meio de hormônios e neurotransmissores, ou ainda, físicos como pressão e temperatura.

Os sinais fisiológicos são utilizados como indicadores, quando ocorrem doenças ou falhas no sistema biológico, estes sinais apresentam inconformidades com o esperado. Exemplos estão presentes em diversas ocasiões, quando há aumento na temperatura corporal, quando há uma discrepância no valor padrão de pressão arterial, indicando falhas nos processos fisiológicos.

Os sinais elétricos no corpo humano são gerados por meio de polarizações e despolarizações de íons nas membranas celulares. O principal sistema responsável por conduzir esses sinais é o sistema nervoso, indicado na Figura 1.1. O primeiro sinal eletrofisiológico apresentado é o eletroencefalograma (EEG) que é utilizado para registrar a atividade elétrica do cérebro, com suas quatro principais componentes, delta, teta, alfa e beta, respectivamente. Outros sinais são o eletrocardiograma (ECG), que indica a atividade elétrica do coração, e o eletromiograma (EMG), que apresenta a atividade elétrica das células musculares. O ato de estudar e analisar esses sinais, tanto no seu processamento, quanto na remoção de ruídos, e até na forma que são interpretados, vem sendo desenvolvido e aplicado por diversos pesquisadores na área da biomédica.

A Sociedade Brasileira de Cirurgia Cardiovascular (SBCCV) fundou o Departamento de Estimulação Cardíaca Artificial (DECA) em 1986. O DECA é responsável pelo Registro Brasileiro de Marcapassos, Desfibriladores e Ressincronizadores Cardíacos (RBM) ([Assumpção et al., 2016](#)). Este é o primeiro sistema de registro oficial, sendo oficializado pelo Ministério da Saúde em 17 de março de 1994 e implantado em junho do mesmo ano. As informações do RBM, dependem do preenchimento e envio do formulário, por esse motivo não representam a totalidade dos procedimentos realizados ([Pachón-Mateos et al., 2013](#)). No período de janeiro de 2008 até dezembro de 2019 foram realizados 329.827 procedimentos cirúrgicos do aparelho circulatório envolvendo marcapassos. A distribuição anual é apresentada na Figura 1.2 e as informações foram obtidas no site do Departamento de Informática do SUS ([DATASUS, 2020](#)). No período de 2008- 2015 houve um aumento nos procedimentos com marcapasso e os anos subsequentes até 2019 houve uma estabilização nos indicadores.

Os dispositivos implantáveis são normalmente projetados visando observar ou monitorar algum sinal, geralmente fisiológico. Um dos componentes fundamentais desse processo é o conversor A/D, responsável por discretizar, quantizar e digitalizar os sinais analógicos. A discretização do sinal analógico é um dos primeiros passos na conversão. Neste processo são obtidas amostras das amplitudes do sinal analógico em intervalos definidos como intervalos de amostragem (T_s) e seu inverso ($1/t_s$) é chamado de frequência

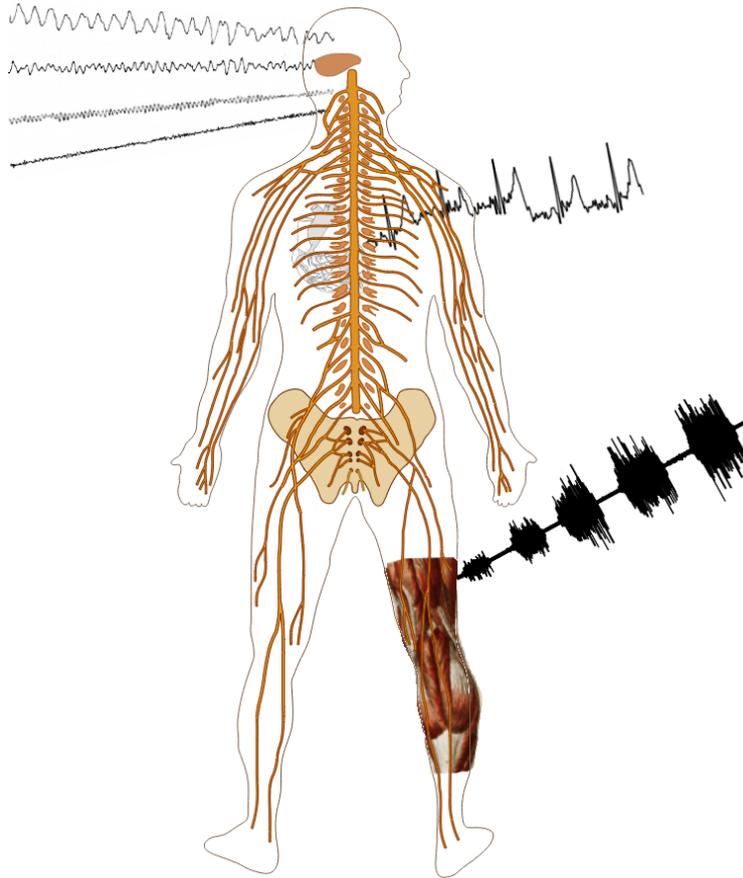


Figura 1.1. Sistema nervoso e alguns sinais fisiológicos elétricos. EEG, ECG e EMG. Fonte: Modificado de (Commons, 2020).

de amostragem (f_s). Um sinal contínuo pode ser apropriadamente amostrado somente se ele não contiver componentes em frequência acima da metade da f_s (Nyquist, 1928; Shannon, 1949). A frequência mínima de amostragem é conhecida como frequência de Nyquist (f_{nyq}). Caso haja frequências maiores que a f_{nyq} ocorre um fenômeno chamado *aliasing*, onde há uma sobreposição do espectro, tornando a recuperação do sinal original inviável.

Alguns trabalhos estão sendo desenvolvidos com o intuito de obter resultados no que tange a redução no consumo de potência durante o processo de conversão do sinal para o domínio analógico. Conversores A/D apresentam, em sua maioria, um sistema de amostragem fixa, realizando assim amostras e processamento de dados mesmo quando não há necessidade e significância. No artigo de (Kim *et al.*, 2014) é utilizado um conversor A/D SAR (*Successive Approximation Register*) de 12 bits integrado a um sistema de detecção de atividade do sinal. Este sistema é responsável por modificar a frequência de amostragem do conversor. A aplicação é usada em ECGs, e por este motivo, foram definidas as frequências de amostragem de 512 Hz e 64 Hz. A utilização desse sistema reduz a taxa de amostragem quando não há necessidade de obter informação do sinal. É uma solução encontrada em diversos trabalhos que almejam reduzir a potência consu-

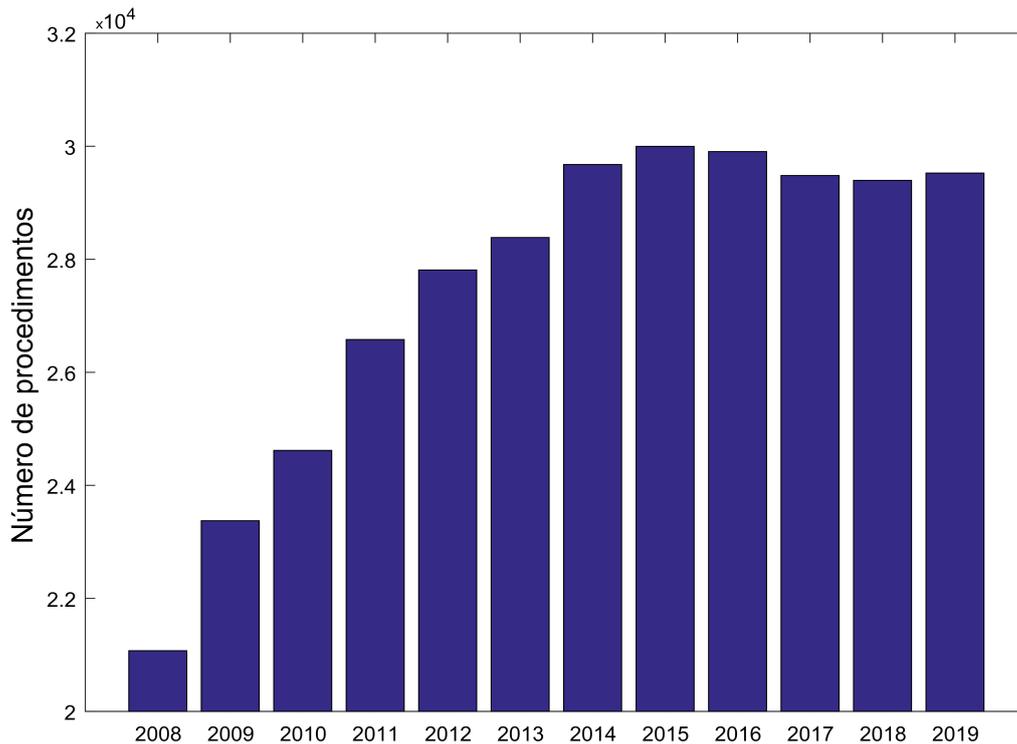


Figura 1.2. Distribuição anual de procedimentos cirúrgicos associados a marca-passos.

mida. Além disso, no trabalho mencionado, a amostragem adaptativa é determinada pela variação da amplitude no tempo. Essa é uma análise que consiste em utilizar a derivada do sinal, que é uma abordagem bastante utilizada em outros trabalhos da literatura (Hou *et al.*, 2018; Tian *et al.*, 2016). Na pesquisa de (Yang *et al.*, 2016) também é apresentado um sistema com um diferenciador do sinal para a detecção de picos. A f_s do conversor é modificada conforme é realizada a detecção na amplitude do sinal. Além de apresentar uma amostragem adaptativa, na busca pela redução de potência, é apresentada uma solução utilizando a resolução adaptativa. O sinal fisiológico em questão é um sinal neural e as frequências de interesse são pré-determinadas com os valores de 2 kHz e 20 kHz. Os autores de ambos artigos estudaram os sinais fisiológicos em questão para atender a taxa de *Nyquist* amostrando os sinais com frequências superiores à duas vezes a banda de interesse.

Os conversores A/D apresentam uma relação diretamente proporcional entre amostragem, potência consumida e resolução. Para ilustrar essa dependência, foram analisados alguns conversores comerciais com similaridades em suas funções e variações apenas nas variáveis de interesse. A primeira análise consiste em verificar a relação entre potência e taxa de amostragem, Figura 1.3. Verificando alguns conversores similares, com uma resolução fixa (8,14,16 e 18 Bits) observa-se que quando há o aumento na frequência

de amostragem, a potência consumida pelo conversor aumenta. A segunda análise foi realizada a partir da observância entre a resolução e a potência, Figura 1.4. Para conversores com uma taxa fixa de amostragem e resoluções diferentes foi detectado que há um aumento na potência consumida, caso seja necessária uma maior resolução. Mesmo havendo uma pequena redução na potência entre os conversores de 12 e 13 bits, nota-se que quanto, maior a resolução, maior a potência requerida nas outras faixas de resolução.

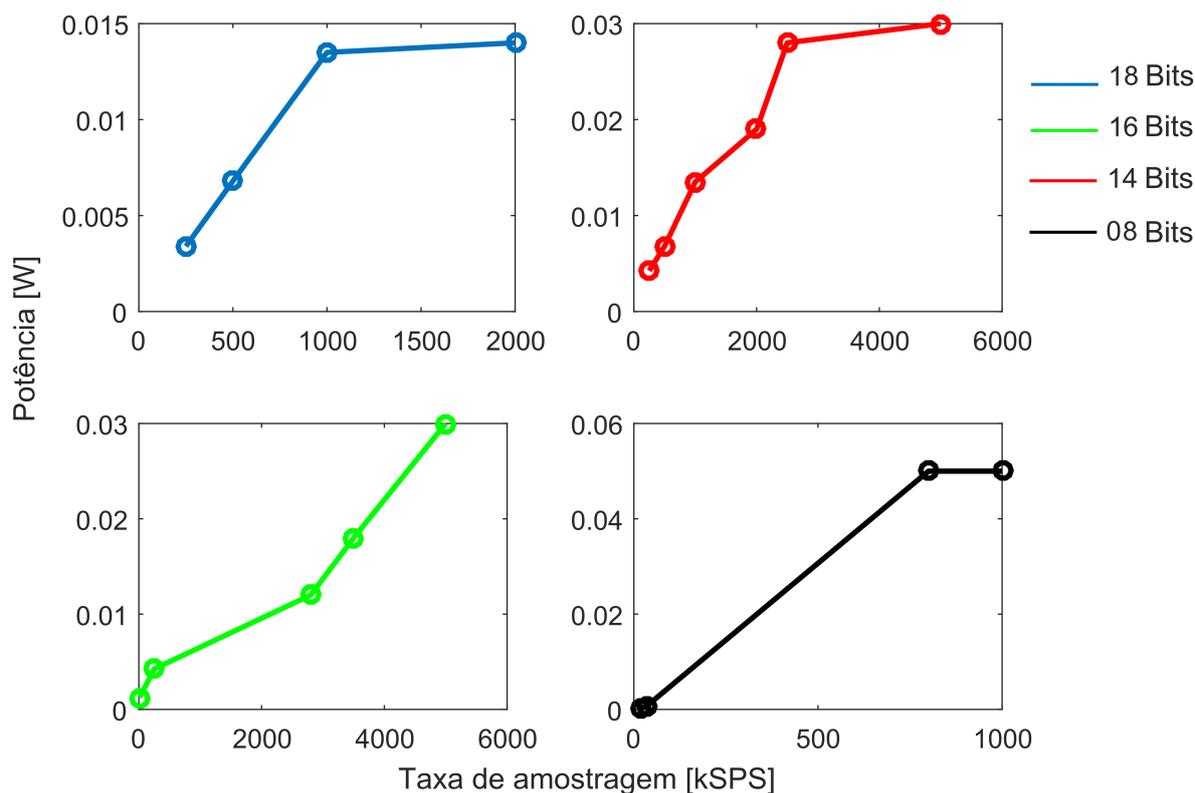


Figura 1.3. Dados obtidos de conversores comerciais com mesmas funções e números de canais. Apresentando a relação da potência consumida em função da taxa de amostragem para resoluções de 18, 16, 14 e 08 bits.

1.2 PROPOSTA

Em busca da redução do consumo de potência e de dados processados seria primordial realizar amostragens em períodos de interesse e em pontos críticos do sinal, evitando amostragens e processamentos desnecessários. No entanto, é necessário manter a resolução mínima para o sinal ser devidamente processado e interpretado. O ideal seria realizar a reconstrução utilizando poucas amostras através de um processo de compressão, para que seja possível uma reconstrução fidedigna do sinal original sem a necessidade de uma taxa de amostragem que atenda a frequência de *Nyquist*.

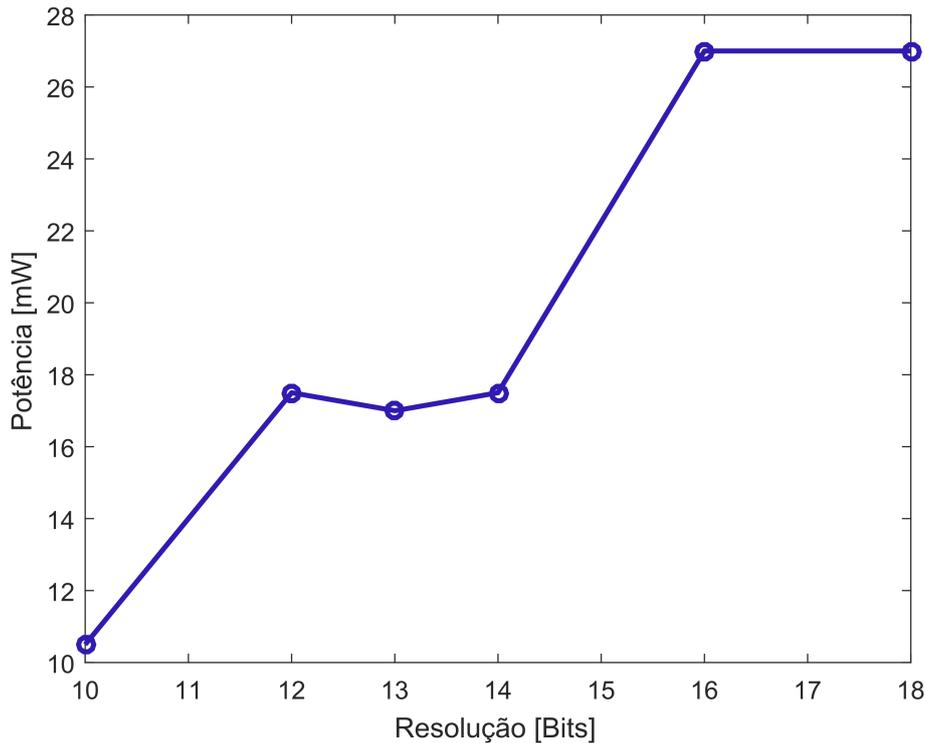


Figura 1.4. Gráfico relacionando a potência consumida em mili-watt para diferentes resoluções usando conversores comerciais com mesmo número de canais e com taxa de amostragem fixa de 500 KS/s.

O conversor proposto por Isadora Martins ([Martins et al., 2017](#)) aplica a Transformada *Wavelet* no processamento do sinal de entrada para realizar uma compressão na informação. Trata-se de um sistema de amostragem adaptativa, ativado apenas nas detecções de máximos, mínimos, inflexões e irregularidades locais do sinal. A compressão do sinal é realizada por meio da obtenção do expoente de *Lipschitz*. É neste expoente que é caracterizada a morfologia da onda, podendo o sinal ser reconstruído por meio de uma reconstrução polinomial.

A proposta deste trabalho foi verificar a possibilidade e a realização de uma solução para o desenvolvimento de um sistema Digital-Analógico (D/A) dedicado que realize uma reconstrução polinomial e converta os dados digitais extraídos do conversor A/D proposto por ([Martins et al., 2017](#)) em um sinal analógico. Foram adicionados alguns blocos no sistema A/D que seriam necessários no processo de reconstrução, bem como o desenvolvimento de um sistema personalizado para esse processo. Ao analisar o conversor foi possível perceber que na verdade se trata de um *Analog to information converter* (AIC). A saída do sistema indica quais os expoentes e as amplitudes de máximos, mínimos e inflexões, no entanto, o conversor é assíncrono, não há informações relacionadas aos intervalos onde as amostras ocorrem. Foi necessário o ajuste do sistema para ser efetivamente um conversor A/D e o desenvolvimento de um sistema Digital-Analógico (D/A) dedicado

para realizar a reconstrução do sinal. Alguns circuitos para a obtenção do *Lipschitz* foram desenvolvidos e testados ao inserir nas entradas do sistema sinais com expoentes conhecidos. A saída desses estímulos gerados no conversor A/D foram as entradas do sistema D/A proposto neste trabalho.

Há poucos trabalhos na literatura referente a circuitos, conversores e sistemas que realizem a reconstrução polinomial. Um estudo em particular usa ajustes polinomiais para testar conversores (Kook *et al.*, 2012). O estudo de (Valimaki *et al.*, 2009) cria um algoritmo utilizando determinados polinômios capaz de gerar e ajustar formas de ondas típicas, como a dente de serra. Já em outro trabalho, foi realizado um gerador de onda reconfigurável a partir de pulsos de um *Digital to Analog Converter*(DAC) (Zhu *et al.*, 2008), são realizados inúmeros pulsos para a geração dessas ondas. Ficaria inviável seguir nessa direção, já que a ideia do presente trabalho é reduzir o consumo de energia e dados, realizando a reconstrução de um ponto crítico do sinal a outro. Dessa forma, foi proposto um sistema que gere uma aproximação de um determinado polinômio a partir dos dois pontos críticos do sinal. A ideia principal desse sistema é gerar uma onda com expoente qualquer utilizando ondas bases e ponderando-as. Essa é a fundamentação deste trabalho, um conversor D/A que gera uma forma de onda por aproximação polinomial.

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho consistiu em uma análise e no projeto de um sistema completo de conversão A/D e D/A. Essa pesquisa foi iniciada com a construção do conversor A/D proposto por (Martins *et al.*, 2017). Os blocos e as saídas deste sistema foram ajustados para utilizar essas informações no projeto e desenvolvimento de um conversor D/A inédito e dedicado. No processamento realizado no conversor A/D o sinal de saída digital é comprimido por meio da Transformada *Wavelet*, por isso, foi necessária a concepção e construção de um conversor D/A que reconstrói o sinal comprimido digital em um sinal analógico.

O sistema que realiza a reconstrução do sinal para o domínio analógico foi idealizado e projetado neste trabalho. Foram utilizados os valores de saída do A/D como entradas do sistema D/A dedicado, gerando sinais e analisando as correlações e proximidades dos sinais convertidos com os originais. Dessa forma, foi possível verificar a viabilidade da criação dessa nova proposta de conversão com compressão.

Para esse desenvolvimento e verificação de viabilidade do sistema proposto foi fundamental: a construção e desenvolvimento dos circuitos necessários para o conversor A/D; a adição do bloco responsável pela informação do intervalo temporal entre amostras; simulação e validação do sistema A/D; idealização, criação e desenvolvimento do projeto a

nível de sistema do conversor D/A polinomial; construção dos circuitos do conversor D/A; simulação e validação do sistema D/A; e a integração de ambos conversores e respectivos testes envolvidos no processo de reconstrução dos sinais.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A dissertação apresenta no Capítulo 2 uma revisão teórica sobre os temas que serão desenvolvidos. Uma noção sobre conversores, as propriedades e a matemática envolvida na Transformada *Wavelet*. No Capítulo 3 são apresentados o sistema A/D proposto e os seus componentes, com uma análise sobre o funcionamento do sistema integrado e uma descrição dos circuitos. Em seguida, no Capítulo 4 encontra-se o sistema D/A proposto. Indicando o equacionamento e desenvolvimento necessário para a construção do sistema e de seus três principais blocos, o gerador de rampa, o gerador de expoente e o ajuste de amplitude. São apresentados também no Capítulo 4 as métricas e testes realizados para a verificação e validação do sistema D/A proposto. O Capítulo 5 apresenta os resultados e discussões para ambos os sistemas, A/D e D/A, sendo que, o sistema D/A proposto apresenta duas análises, uma do sistema totalmente ideal e a outra com o sistema a nível de circuito. Por fim, a dissertação encerra no Capítulo 6 com as conclusões obtidas a partir dos resultados de todo o projeto, englobando a viabilidade e a relevância na execução da ideia proposta.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos relacionados ao conversor Analógico-Digital. As especificações estáticas e dinâmicas de conversores A/D. A teoria da Transformada *Wavelet* e as propriedades utilizadas, como o *Lipschitz* e os *vanishing-moments*.

2.1 CONVERSORES A/D

Um sinal de entrada analógica não pode ser diretamente convertido em um sinal digital. É necessário amostrar o sinal analógico, por consequência, o ADC é um circuito de dados amostrados. A Figura 2.1 mostra o diagrama de blocos geral para o ADC. O primeiro bloco é composto de um pré filtro para evitar *aliasing*, esse filtro é frequentemente implementado com base nas limitações de banda do próprio conversor. O filtro anti-aliasing é seguido por um circuito *sample-and-hold* que mantém o sinal analógico constante por um determinado tempo. Este processo de amostragem é uma discretização do sinal.

Uma das maneiras de classificar um ADC é com base na frequência de amostragem, caso essa frequência seja próxima a taxa de *Nyquist* o conversor é classificado como um conversor de *Nyquist*, caso as taxas de amostragens sejam muito superiores a de *Nyquist*, o conversor é chamado de *Oversampled*, ou conversores sobre-amostrados, esses conversores apresentam uma resolução maior e isso acaba aumentando o consumo de potência necessária. O conversor proposto neste trabalho não apresenta uma taxa de amostragem fixa e por isso não entra em nenhuma dessas classificações, seria no caso, um conversor que trabalha com uma taxa de subamostragem.

2.1.1 Especificação Estática de ADCs

A entrada de um ADC é um sinal analógico (tipicamente uma tensão analógica) e a saída é um código digital, enquanto a entrada pode ter qualquer valor entre 0 e uma tensão de referência, a saída digital está restrita a amplitudes fixas ou discretas. Esse é um dos parâmetros dos ADCs, a resolução, que é a relação entre o número de bits e o

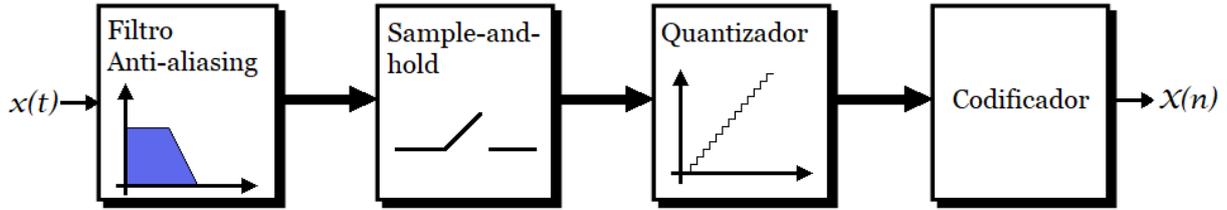


Figura 2.1. Diagrama de blocos de um ADC.

número de palavras digitais usadas para representar a entrada analógica e é definido por 2^N , onde N representa o número de bits.

O bit menos significativo (LSB) refere-se ao bit mais à direita da entrada digital. O LSB define a menor mudança possível na tensão de saída analógica e pode ser definido como:

$$LSB = \frac{V_{ref}}{2^N} \quad (2.1)$$

O erro de quantização (Q_n quantization noise), é a diferença entre a entrada analógica e o valor da tensão da "escada" ($V_{staircase}$):

$$Q_n = V_{in} - V_{staircase} \quad (2.2)$$

Em que o valor da escada pode ser calculado como:

$$V_{staircase} = D \frac{V_{ref}}{2^N} = DV_{LSB} \quad (2.3)$$

Sendo D o valor do código digital de saída e V_{LSB} o valor de 1 LSB.

Os erros relacionados a um conversor podem ser: o erro de offset, o erro de ganho, erro de não linearidade diferencial e o erro de não linearidade integral. O erro de não linearidade diferencial (DNL) é a diferença entre a largura de código real de um conversor não ideal e o caso ideal.

$$DNL = Largura_{PassoAtual} - Largura_{PassoIdeal} \quad (2.4)$$

A não linearidade integral (INL) é definida como a diferença entre os pontos de transição do código do conversor de dados e uma linha desenhada através dos pontos finais da primeira e última transição do código. Em algumas referências é definido os valores de INL para cada palavra digital, enquanto outras referências definem o termo "INL" como a magnitude máxima dos valores INL. O INL, em resumo, é uma medida de precisão que define o desvio entre a relação real de entrada/saída de um conversor com o

ideal.

Um conversor A/D é garantido para não ter *missing code* se o erro DNL máximo for inferior a 1LSB ou se o erro INL máximo for inferior a 0,5 LSB. DNL e INL são medidos em DC ou frequências muito baixas, mas são referidos como medidas de não-linearidade estática (Johns e Martin, 1997).

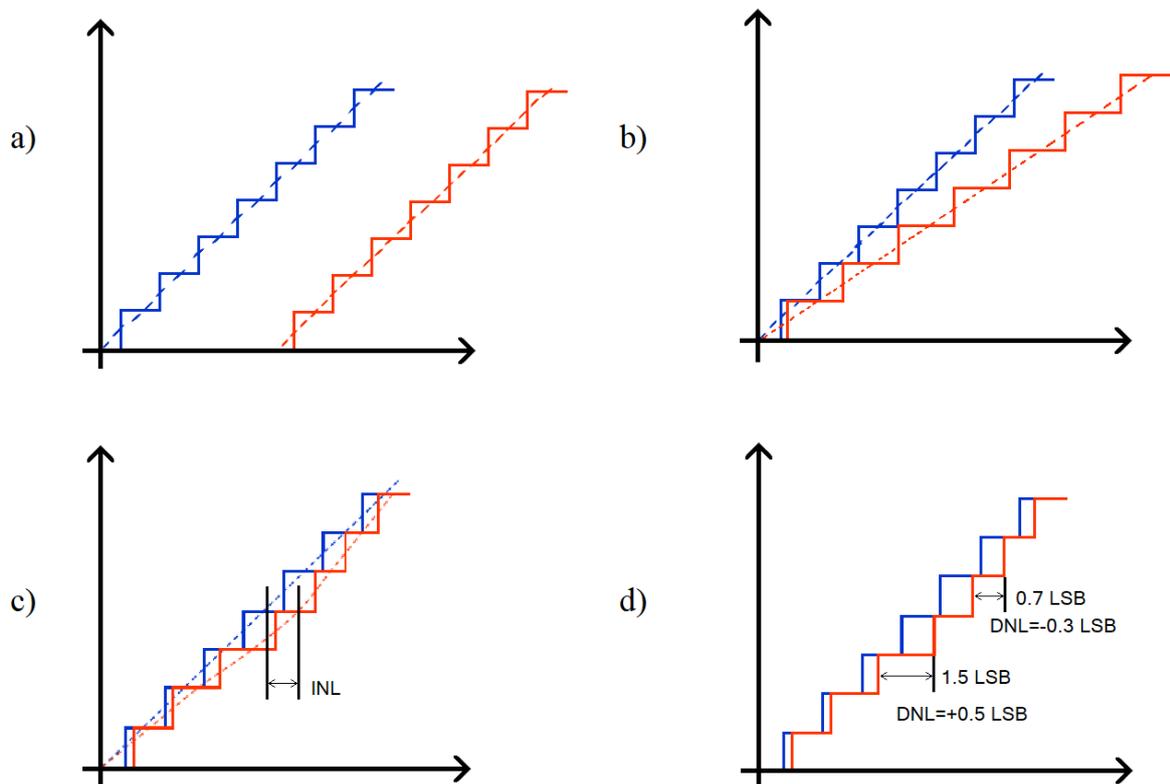


Figura 2.2. Características de entrada-saída ideais de um ADC 3-bits. a) Erro de Offset b) Erro de ganho c) DNL d) INL.

A saída analógica deve ser 0 V para $D = 0$. No entanto, existe um deslocamento se a tensão de saída analógica não for igual a zero, esse erro é chamado de offset. Isso pode ser visto como uma mudança na curva de transferência como ilustrado na Figura 2.2 (a).

O erro de ganho ocorre quando a inclinação da linha de melhor ajuste através da curva de transferência é diferente da inclinação da linha de melhor ajuste para o caso ideal, como ilustrado na Figura 2.2 (b) (Baker, 2008).

A proporção de uma mudança na tensão da fonte de alimentação DC para a alteração resultante, expresso em porcentagem, partes por milhão ou frações de LSB é chamada de Power-Supply Rejection Ratio (PSRR). Também pode ser expresso logarithmicamente, em dB, $PSR = 20\text{Log}_{10}PSRR$

2.1.2 Especificação Dinâmica de ADCs

A performance dinâmica dos conversores está frequentemente especificada como função das frequências do sinal de entrada e com a frequência de amostragem, os termos a seguir são utilizados para caracterizar esse desempenho (Razavi, 1995).

A primeira métrica é a relação sinal-ruído (SNR) dos ADCs, que representam o valor do maior sinal de entrada RMS (raiz do valor quadrático médio ou RMS, ou do inglês, root mean square) no conversor sobre o valor RMS do ruído. Tipicamente dado em dB, a expressão para SNR é

$$SNR = 20 \log \frac{Vin_{max}}{V_{ruído}} \quad (2.5)$$

onde, a tensão de ruído pode ser definida como

$$V_{ruído} = \sqrt{\frac{1}{V_{LSB}} \int_{-0.5V_{LSB}}^{0.5V_{LSB}} (V_{LSB})^2 dV_{LSB}} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}. \quad (2.6)$$

Assumindo um sinal senoidal na entrada do conversor, com valor de pico a pico igual a tensão de referência do conversor, então o valor RMS do sinal de tensão Vin_{max} se torna

$$Vin_{max} = \frac{V_{ref}}{2\sqrt{2}} = \frac{2^N V_{LSB}}{2\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

por isso, o valor de SNR pode ser definido como

$$\begin{aligned} SNR &= 20 \log \frac{\frac{2^N V_{LSB}}{2\sqrt{2}}}{Q_{eRMS}} \\ SNR &= 20 N \log(2) + 20 \log\sqrt{12} - 20 \log(2\sqrt{2}) \\ SNR &= 6.02N + 1.76. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Signal-to-(noise+distortion) ratio (SNDR) é a proporção da amplitude do sinal RMS para o valor RMS da soma de todos os outros componentes espectrais, incluindo harmônicos, mas excluindo a componente dc. A partir de uma entrada de onda senoidal, o SNDR pode ser expresso em termos de número de bits, esse parâmetro é chamado effective number of bits (ENOB). Reescrevendo a Eq. 2.8 e resolvendo para N é identificado que

$$N = \frac{SNR - 1.76dB}{6.02} \quad (2.9)$$

onde N, que é o número efetivo de bits que o conversor atua, fica em termo da relação sinal-ruído.

Alguns picos no sinal podem aparecer durante a conversão, esses transientes são chamados *glitches* e podem surgir por várias causas, como na variação da tensão do clock (da

tensão de alimentação para tensão de referência zero, ou o inverso), ou por transferência de tensão em uma carga. A área do impulso de *glitches* é definida como o produto de sua duração e sua magnitude média e é geralmente expressa, para conversores rápidos, em unidades de *pV.s* ou *mV.ns* (Kester, 2005).

2.2 *Wavelet*

Joseph Fourier estudou o fluxo de calor no início do século 19. O entendimento do fluxo de calor era um problema com significado prático e científico naquele tempo e envolvia a solução de uma equação diferencial parcial chamada de equação de calor. Fourier desenvolveu uma técnica para resolver equações diferenciais parciais baseada na consideração de que a solução era a soma ponderada de senoides harmonicamente relacionadas com coeficientes desconhecidos, que hoje é chamada de Série de Fourier (Haykin e Moher, 2009). Uma extensão da série de Fourier para um período infinito é a Transformada de Fourier. É uma função que expressa um sinal no domínio do tempo para o da frequência. Uma das desvantagens dessa Transformada é ter resolução apenas em frequência, ou seja, pode-se determinar todas as frequências presentes em um determinado sinal, mas não onde elas ocorrem no domínio temporal.

No processamento de sinais, os dados podem apresentar uma variação na frequência. Um sinal não-estacionário apresenta uma variabilidade da frequência durante determinado tempo. Foram desenvolvidas várias soluções capazes de representar um sinal simultaneamente no domínio do tempo e da frequência. Uma das soluções mais recentes é a base para a ideia do conversor apresentado neste trabalho e que será descrita a seguir, a Transformada *Wavelet*.

A Transformada *Wavelet* apresenta a possibilidade de analisar os sinais simultaneamente em tempo e frequência. A Transformada tem sido considerada muito útil no processamento de sinais aperiódicos e ruidosos. Suas aplicações vem sendo utilizada na investigação de diversos fenômenos físicos, de análises climáticas à análises de índices financeiros, no monitoramento de sinais cardíacos a sinais sísmicos, no processamento de imagens astronômicas e na compressão de imagens, vídeos e sinais biológicos.

A pesquisa com *Wavelets* teve início em 1910 com a construção de uma função base por Haar (Haar, 1910). Em 1980 o estudo na área permaneceu dentro de uma pequena comunidade, principalmente de matemáticos (Kateb e Drouiche, 1993). As aplicações da Transformada na ciência e na engenharia tiveram início nos meados dos anos 80 com o estudo de sinais sísmicos e começaram a ter um grande desenvolvimento a partir dos anos 90.

2.2.1 Transformada Wavelet

A Transformada *Wavelet* consiste em um método de transformar um sinal temporal para um plano tempo-escala, onde certas características do sinal original são mais acessíveis e é possível que o conjunto de dados originais possam ser descritos de forma mais sucinta. É necessária uma pequena onda, localizada para extrair determinadas informações do sinal e com este conceito é possível entender a origem do nome da Transformada, já que o termo *Wavelet* significa onda pequena.

A análise *Wavelet* é realizada usando uma função chamada base *Wavelet*, que decompõe um sinal em componentes que aparecem em diferentes escalas. Ao contrário da Transformada de Fourier, a Transformada *Wavelet* não possui um único conjunto de funções base, mas sim vários conjuntos de funções bases possíveis.

Uma função pode ser uma base *Wavelet* se ela atender os seguintes requisitos:

- Deve ter energia finita, ser oscilatória e ter média zero:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0; \quad (2.10)$$

- Sua Transformada de *Fourier* deve ter um componente na frequência zero:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = C_{\Psi} < \infty. \quad (2.11)$$

A Transformada *Wavelet* de uma função $f(t)$ é dada por:

$$W_f(b, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \quad (2.12)$$

onde $\psi(t)$ é a base *Wavelet*, b e a o fator de tempo e escala, respectivamente. O símbolo $*$ denota o conjugado complexo, o fator $\frac{1}{\sqrt{a}}$ é utilizado para normalização de energia. Com base nisso, a *Wavelet* é baseada na convolução do sinal com a base $\psi(t)$, mapeando o sinal para uma função bidimensional, em tempo e frequência. Como o processo da Transformada é uma convolução no tempo, é um produto no domínio da frequência entre o sinal $F(\omega)$ e $\Psi(\omega)$, por esse motivo e por consequência da (2.11) que a Transformada *Wavelet* também é considerada como um filtro passa-banda no domínio de Fourier (Mallat, 1999).

A principal ideia da *Wavelet* é olhar para um sinal em várias janelas e analisá-lo em varias resoluções. Diferente da Short-Time Fourier Transform (STFT), que é limitada em resolução, pois utiliza uma única janela de análise, a *Wavelet* usa janelas curtas no tempo mapeando altas frequências para um valor de a pequeno e janelas longas para detectar baixas frequências para elevados valores de a , conforme indicado na Figura 2.3

a). O valor de b desloca a base para um determinado instante, esse efeito é visualizado na Figura 2.3 b). A base utilizada é uma segunda derivada da gaussiana chamada *mexican hat*.

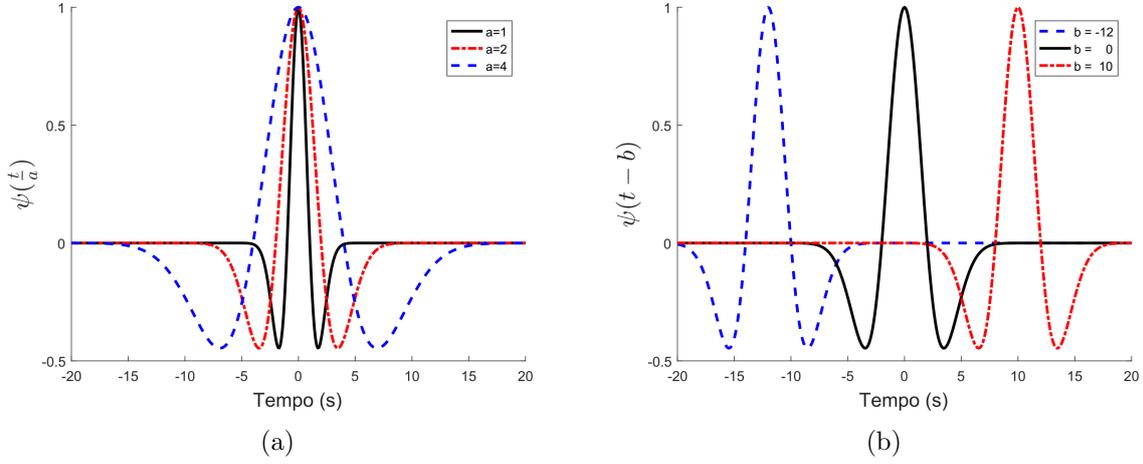


Figura 2.3. a) Mudança na escala da base *Wavelet*. b) Efeito do deslocamento no tempo.

A base *Wavelet* $\psi(t)$ usada neste trabalho será da família das gaussianas, por apresentar uma boa relação de resolução tempo-frequência. As bases gaussianas são resultado da derivada de n -ésima ordem de uma função gaussiana e são definidas como

$$\psi(t) = C_n \frac{d^n e^{-t^2}}{dt^n} \quad (2.13)$$

onde n representa a ordem da derivada. As gaussianas utilizadas neste trabalho serão utilizando $n=1$ e $n=2$, ou seja, a primeira e a segunda derivada.

2.2.2 Vanishing Moments

Um *vanishing moment* é um momento igual a zero e pode ser definido como

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^k \psi(t) dt = 0 \quad (2.14)$$

para $0 \leq k < n$, em que k é a ordem do momento.

Se uma *Wavelet* tem n *vanishing moments*, então ela pode ser interpretada como um operador diferencial multiescala. Para uma base *Wavelet* com $n = 1$ *vanishing moments*, a Transformada funcionará como um operador diferencial de primeira ordem e quando o módulo da Transformada for igual a zero é possível identificar os pontos de máximos e mínimos locais. Uma base com $n = 2$ *vanishing moments*, a Transformada corresponde

a um operador diferencial de segunda ordem e quando o módulo da Transformada for igual a zero pode ser detectados os pontos de inflexão de um determinado sinal (Mallat, 1999).

2.2.3 Modulus maxima

O propósito de usar a Transformada *Wavelet* é usar de suas propriedades de detecção de singularidades, que podem ser encontradas analisando os pontos de máximo para diferentes escalas. *Modulus maxima* é o termo usado para descrever qualquer ponto (t_0, a_0) , tal que $|W_f(t, a)|$ é localmente um máximo para $t = t_0$, ou seja,

$$\frac{\partial W_f(b_0, a_0)}{\partial t} = 0 \quad (2.15)$$

onde b e a representam o tempo e o parâmetro de escala da *Wavelet*, respectivamente.

As informações sobre os máximos locais para diferentes escalas geram uma linha de máximos (*maxima line*). Essa linha mostra os *modulus maxima* ao longo do plano escala, permitindo indicar o instante de tempo onde ocorre máximos locais, inflexões e até regularidades de um sinal ou ainda bordas e descontinuidades em imagens (Mallat, 1999).

2.3 LIPSCHITZ

Singularidades e estruturas irregulares geralmente transportam informações essenciais em um sinal. Por exemplo, as descontinuidades na intensidade de uma imagem indicam a presença de bordas. Em eletrocardiogramas ou sinais de radar, informações interessantes também estão em transições acentuadas. A regularidade local do sinal é caracterizada pela decadência da amplitude da *Wavelet* através das escalas, como será descrito posteriormente. Para caracterizar singularidades, é necessário quantificar precisamente a regularidade local de um sinal $f(t)$. Os expoentes de *Lipschitz* fornecem medidas de regularidade uniformes, tanto em intervalos de tempo, como também em qualquer ponto ν . Se f tem uma singularidade em ν , o que significa que não é diferenciável em ν , então o expoente de *Lipschitz* em ν caracteriza esse comportamento singular (Mallat, 1999).

Definição 1 (Lipschitz) *Uma função f é Lipschitz $\alpha \geq 0$ em um ponto ν se existe $K > 0$, sendo p_ν um polinômio de grau $m = \lfloor \alpha \rfloor$ tal que,*

$$\forall t \in \mathbb{R}, |f(t) - p_\nu| \leq K|t - \nu|^\alpha, \quad (2.16)$$

com a constante K que é independente de ν . Satisfazendo (2.16) uma função f é unifor-

memente Lipschitz α em $[a, b]$ para todo $\nu \in [a, b]$.

A regularidade Lipschitz de f em ν ou no intervalo $[a, b]$ é o supremum de α tal que f é Lipschitz α .

Considere o sinal $f(t) = 1 - |1 - t|^\alpha$ mostrado na Figura 2.4. Nos intervalos, $0 \leq t < 1$ e $1 < t \leq 2$, o sinal é regular com o expoente Lipschitz α . No entanto, a regularidade termina em $t = 1$. O expoente também é chamado de força de singularidade. É importante observar que conhecer o comportamento de singularidade em $f(1)$ é suficiente para descrever $f(t)$. Portanto, as singularidades contêm informações compactadas do sinal.

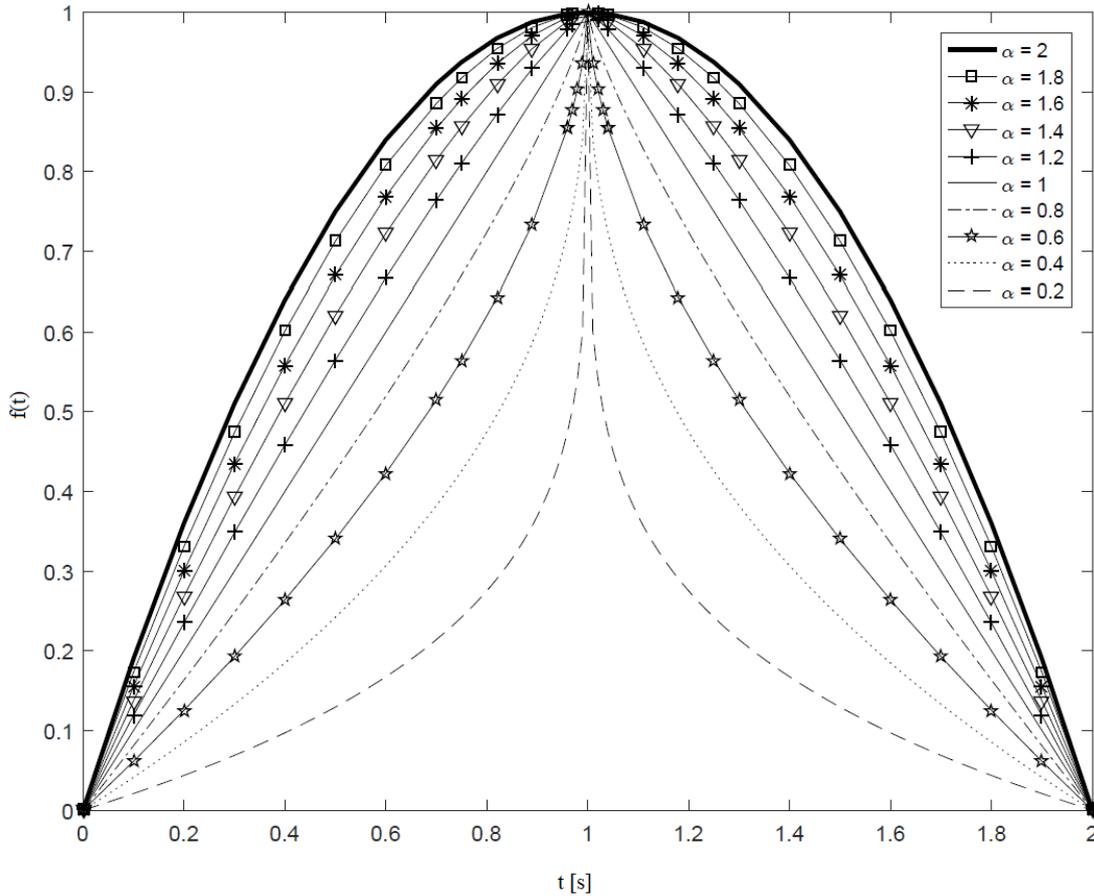


Figura 2.4. Expoente Lipschitz de 2 a 0.2 para $f(t) = 1 - |1 - t|^\alpha$.

Na Definição 1 o polinômio p_ν é aproximação de $f(t)$ em ν , por meio da série de Taylor:

$$p_\nu = \sum_{k=0}^{m-1} \frac{f^k(\nu)}{k!} (t - \nu)^k, \quad (2.17)$$

em que o erro de aproximação pode ser definido como

$$e_\nu = f(t) - p_\nu(t) \quad (2.18)$$

onde, ao aplicar o módulo é obtida a relação expressa em (2.16). Rearranjando (2.18) e aplicando a *Wavelet* em ambos os lados tem-se que

$$WT[f(t)] = WT[p_\nu(t)] + WT[e(t)] = WT[e(t)] \quad (2.19)$$

onde, devido à propriedade dos *vanishing moments*, a Transformada *Wavelet* do polinômio de aproximação $p_\nu(t)$ é igual a zero, e por isso a do erro é igual a do sinal, esse fenômeno é conhecido como supressão do polinômio.

Para calcular o expoente de *Lipschitz*, a base *Wavelet* deve possuir $n > \alpha$ *vanishing moments*. Em uma vizinhança de um ponto ν , o valor do módulo da *Wavelet* do sinal ao longo das escalas decai de acordo com o decaimento do *Módulus Máxima* dentro de um cone de influência $|t - \nu| = Ca$, onde a são as escalas utilizadas e C é uma constante independente (Mallat, 1999).

A função $f(t)$ apresenta um *Lipschitz* uniforme na vizinhança de ν , se e somente se, existir uma constante $A > 0$ e o módulo da Transformada *Wavelet* do sinal $s(t)$ satisfazer

$$|WT[s(t)]| = Aa^{\alpha + \frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

em que α é o expoente *Lipschitz* (Mallat, 1999).

É possível calcular o expoente *Lipschitz* ao aplicar a função logaritmo em (2.20)

$$\log_2 |WT[s(t)]| = \log_2 A + \left(\alpha + \frac{1}{2} \right) \log_2 a \quad (2.21)$$

e ao isolar o α , seu valor pode ser obtido a partir da razão entre o logaritmo da magnitude da em relação ao logaritmo das escalas, subtraindo 0.5 do resultado desta razão.

3 CONVERSOR ANALÓGICO-DIGITAL *Wavelet*

A ideia que norteia esse trabalho consiste em buscar a redução do consumo de potência e de dados processados em conversores A/D. Sendo primordial reduzir o número de amostras durante esse processo. O conversor A/D com base na Transformada *Wavelet* se fundamenta na aplicação das propriedades dessa Transformada para a detecção de pontos máximos, mínimos, de inflexão e de singularidades de um sinal. Essa Transformada fornece as ferramentas necessárias para realizar o processo de amostragem em períodos de interesse e em pontos críticos do sinal, e evitar que este seja amostrado e processado sem necessidade, no entanto, mantendo a resolução mínima para o sinal ser devidamente processado e interpretado. Este capítulo é dividido em três sessões, onde primeiramente é apresentado o sistema A/D estruturado em diagrama de blocos, indicando o funcionamento do sistema como um todo. Na segunda parte é detalhado o desenvolvimento de cada sub-bloco do diagrama de blocos em nível de circuito. E ao final do capítulo são indicados os procedimentos experimentais utilizados nos testes de validação do sistema.

3.1 O CONVERSOR A/D *Wavelet*

A abordagem utilizada no desenvolvimento do sistema em nível de circuito é a topologia BOTTOM-UP. Foram construídos os blocos em nível de transistor na ferramenta *VIRTUOSO* da empresa *Cadence Design Systems*, utilizando a tecnologia XFAB XC018. Após validação e verificação do funcionamento de cada bloco foi implementado todo o sistema apresentado na Figura 3.1. Foram gerados sinais diversos no MATLAB com expoentes previamente conhecidos para verificar a detecção do coeficiente de *Lipschitz*.

O diagrama de blocos do sistema apresentado na Figura 3.1 apresenta dois filtros *Wavelets*, da primeira e segunda derivada da gaussiana, com as escalas a_1 e a_2 , dado que $a_2 > a_1$. O filtro com menor escala é utilizado para informar os pontos de interesse (máximo, mínimo e inflexão) e a saída do filtro passa por um sistema de detecção de *Zero Crossing*. A saída *WT1* do filtro é igual a zero nos pontos de mínimos e máximos, e a saída *WT2* é zero para os pontos de inflexão. Quando detectados os pontos críticos, a saída do *Zero Crossing* atinge nível lógico alto e a porta XOR vai ativar o bloco de *sample-and-hold (S/H)*. Dessa forma, o sinal é amostrado somente nos pontos desejados,

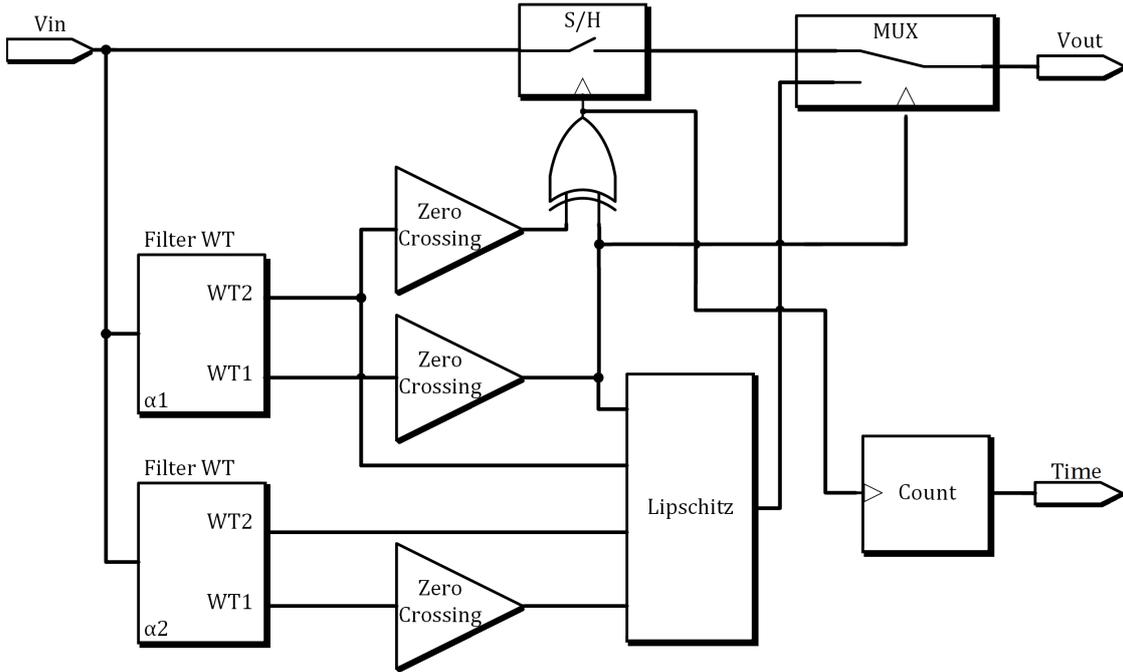


Figura 3.1. Diagrama de blocos do conversor A/D.

realizando a amostragem adaptativa. O filtro com a maior escala é utilizado para a detecção do expoente de *Lipschitz*, cujo bloco será descrito detalhadamente neste capítulo. O multiplexador (*MUX*) é utilizado para amostrar o valor do expoente de *Lipschitz* somente nos pontos de máximos e mínimos, por isso, é acionado pela saída do bloco *Zero Crossing* referente ao filtro *WT1*. O sinal que ativa o *S/H*, indica os instantes que ocorrem as amostras, e portanto, os pontos de interesse. Dessa forma, foi utilizado um contador com a função *reset* sendo acionada por este sinal, que indica os instantes em que há mudança na amostra. Essa foi a solução encontrada para indicar o tempo entre as amostras, já que, até então, o sistema era um AIC e não havia informações temporais entre as amostras. No processo de reconstrução do sinal, indicar os instantes entre cada informação é imprescindível.

Em resumo, o conversor A/D possui um sinal de entrada que é amostrada pelo bloco *S/H*. A ativação desse bloco é realizada com os filtros *Wavelets*, que realizam a detecção por meio da primeira e segunda derivada do sinal. O multiplexador é ativado para indicar o valor de *Lipschitz* em determinados instantes. E por fim, o mesmo sinal que ativa o *S/H* é utilizado para resetar o contador, cuja a função é determinar os intervalos de tempo entre amostras.

3.2 CIRCUITOS DESENVOLVIDOS

Nesta seção são descritos os circuitos necessários para a construção do conversor A/D. Apresentando o desenvolvimento de cada bloco descrito na Figura 3.1 e separando cada um em uma subseção. Os blocos descritos são os filtros *Wavelets*, o *Zero Crossing*, que é composto por portas lógicas e um circuito comparador de corrente, devidamente indicado, o *Lipschitz*, que apresenta sub-blocos como o *Sample-and-Hold* de corrente e os circuitos de módulo e o de logaritmo.

3.2.1 Filtros WTs

O método de Padé é uma aproximação para implementar a Transformada de Laplace de uma determinada função por meio de um polinômio, ou uma divisão de polinômios a partir dos coeficientes da série de Taylor da respectiva função. A partir do polinômio no domínio da frequência é possível utilizar da representação por espaço de estados para implementar os filtros desejados. A função de transferência obtida por

$$H_{gaus'}(s) = \frac{-0.16s^4 - 8.32s^3 + 6.64s^2 - 139s}{s^6 + 5.9s^5 + 30.5s^4 + 83.1s^3 + 163s^2 + 176s + 93.3} \quad (3.1)$$

realiza, a partir de um impulso na entrada, a primeira derivada de uma gaussiana ($H_{gaus'}$) (Haddad e Serdijn, 2009). Para obtenção da segunda derivada ($H_{gaus''}$), basta multiplicar o numerador da função de transferência de (3.1) pelo fator s

$$H_{gaus''}(s) = \frac{-0.16s^5 - 8.32s^4 + 6.64s^3 - 139s^2}{s^6 + 5.9s^5 + 30.5s^4 + 83.1s^3 + 163s^2 + 176s + 93.3} \quad (3.2)$$

realizando assim, uma derivada da primeira gaussiana no domínio da frequência.

A abordagem do espaço de estados é um método unificado para modelar, analisar e projetar uma vasta variedade de sistemas. Para descrever o sistema na representação espaço de estados é necessário obter os elementos das matrizes A , B , C e D . A função de transferência do sistema pode ser expressada em termos das matrizes do espaço de estados.

Uma das técnicas mais empregadas na realização de filtros integrados analógicos é o integrador, que utiliza de transdutores e capacitores. A partir dos coeficientes do espaço de estados o filtro integrador pode ser construído com base nos coeficientes das matrizes. Com a utilização da forma ortonormal (Haddad e Serdijn, 2009) realizaram um filtro da primeira gaussiana utilizando apenas dez transdutores, que são os coeficientes das matrizes, e seis capacitores de mesmo valor que definem as escalas do filtro.

A partir das funções de transferência (3.1) e (3.2) foram obtidas as matrizes dos

coeficientes dos espaço de estados para a primeira derivada

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1.182 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1.182 & 0 & 1.627 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1.627 & 0 & 2.018 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2.018 & 0 & 2.444 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2.444 & 0 & 4.051 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -4.051 & -5.9 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1.37 \end{bmatrix}$$

$$C_{gaus1} = [-0.1943 \quad 3.876 \quad 0.2925 \quad -0.6132 \quad -0.03031 \quad 0]$$

$$D = [0] \tag{3.3}$$

sendo que, para a segunda derivada os coeficientes que mudam são os da matriz de coeficientes C , e apresentam os seguintes coeficientes:

$$C_{gaus2} = [-4.58 \quad -0.7054 \quad 7.543 \quad 0.6642 \quad -1.499 \quad -0.1228] \tag{3.4}$$

A partir destes valores de coeficientes obtidos, foram utilizados amplificadores de transcondutâncias com os seus respectivos valores na construção dos filtros. Para isso, utilizou-se da topologia indicada na Figura 3.2. Os coeficientes da matriz C (C_{gaus1} e C_{gaus2}) são utilizados simultaneamente com os outros coeficientes, que são iguais para os dois filtros. Dessa forma, é possível projetar um circuito que recebe o sinal de entrada em tensão e gera duas saídas em modo de corrente, que representam os filtros de primeira e segunda derivada.

3.2.2 Zero Crossing

O bloco responsável pela detecção dos momentos críticos do sinal, Figura 3.3(a), é constituído de um comparador de corrente seguido por um circuito de detecção de zeros. A entrada é no terminal positivo do comparador de corrente, enquanto o terminal negativo é aterrado. Dessa forma, só apresenta nível lógico alto quando os coeficientes dos filtros têm valor maior que zero. O momento necessário para amostragem é durante

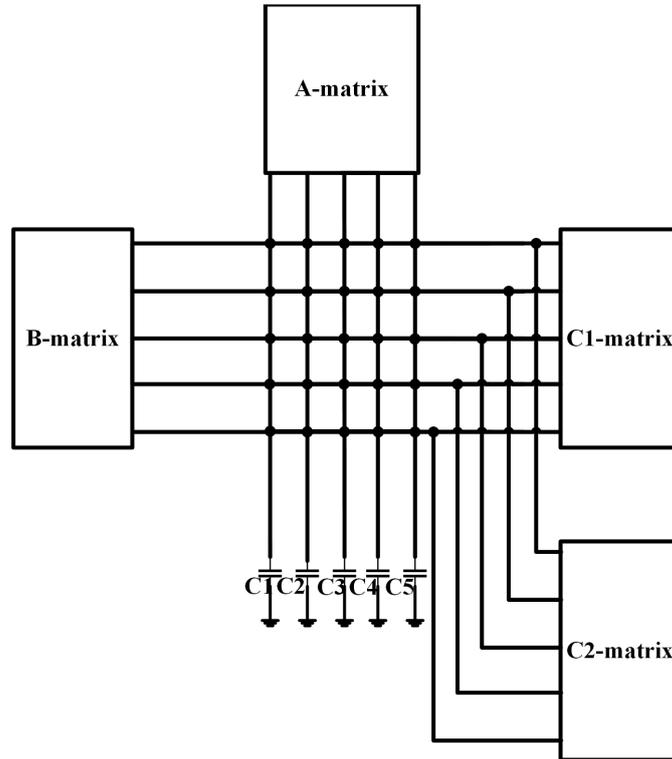


Figura 3.2. Esquemático do filtro *Wavelet* e as conexões entre os coeficientes/transcondutores.

as transições de níveis lógicos, ou seja, o instante onde os coeficientes dos filtros são iguais a zero. Para detecção dessas transições é utilizada uma porta AND em que uma entrada é o sinal de saída do comparador e a outra o mesmo sinal atrasado.

A topologia mostrada na Figura 3.3(b), usa um seguidor de fonte como o estágio de entrada e um inversor CMOS como o feedback positivo e permite menor resistência de entrada e menor tempo de resposta (Traff, 1992). Essa topologia foi acrescida de espelhos de corrente na entrada e duas portas inversoras na saída, que fornecem um ganho e resulta em uma transição mais rápida entre os níveis lógicos, obtendo uma resposta transiente com maior precisão na saída do comparador de corrente.

3.2.3 Lipschitz

Os circuitos para detecção do expoente de Lipschitz foram originados após desenvolvimento de (2.21), quando aplicada duas escalas distintas obtemos a aproximação do coeficiente

$$\alpha = \frac{\log_2|WT(a_1)| - \log_2|WT(a_2)|}{\log_2 a_1 - \log_2 a_2} - \frac{1}{2}, \quad (3.5)$$

tal que, o Lipschitz pode ser calculado pela razão entre a diferença dos logaritmos dos módulos das Transformadas *Wavelets* de duas escalas, a_1 e a_2 , e a diferença entre o

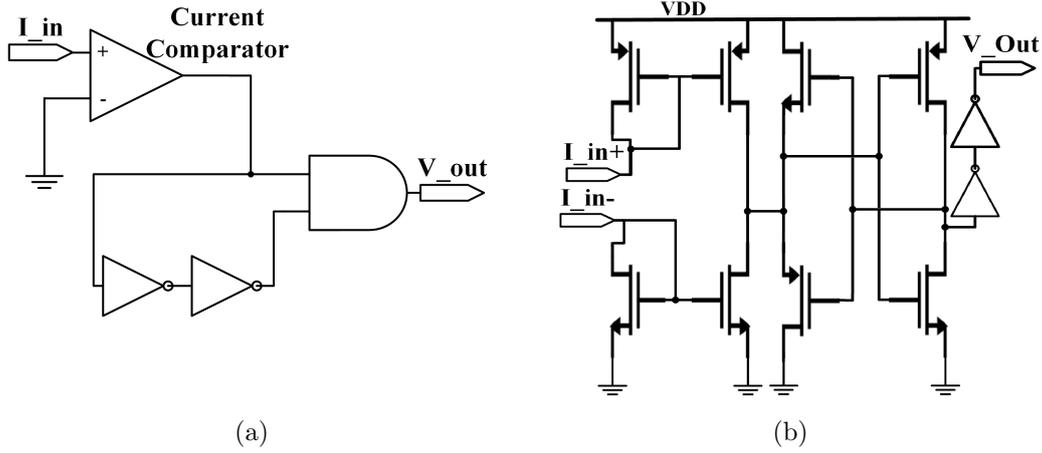


Figura 3.3. Circuitos desenvolvidos para o bloco *Zero Crossing*. a) O *Zero Crossing*, composto por um comparador de corrente e um detector de transição de nível lógico. b) Topologia do comparador de corrente.

logaritmo das respectivas escalas, e ao final aplica-se uma diferença de um valor constante de 0.5.

A saída do filtro que realiza a Transformada é em corrente, por esse motivo, foi necessário um circuito que realizasse o logaritmo de uma corrente. Ao utilizar um transistor na região de inversão fraca a tensão entre o gate e source é definida por

$$V_{GS1} = nV_t \ln \left(\frac{I_{d1}}{I_{d0}} \frac{W}{L} \right) + V_{th} \quad (3.6)$$

onde a tensão é proporcional ao logaritmo com base neperiana da corrente no transistor. Ao realizar a diferença entre duas tensões e assumindo que os dois transistores apresentam a mesma relação W/L obtêm-se

$$V_{GS1} - V_{GS2} = nV_t \ln \left(\frac{I_{d1} I_{d0}}{I_{d0} I_{d2}} \right) = nV_t \ln \left(\frac{I_{d1}}{I_{d2}} \right) \quad (3.7)$$

em que, ao aplicar a propriedade da razão dentro do logaritmo

$$\ln I_{d1} - \ln I_{d2} = \frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{nV_t} \quad (3.8)$$

e realizando a mudança de base

$$\ln I_{d1} - \ln I_{d2} = \frac{\log_2 I_{d1} - \log_2 I_{d2}}{\log_2 e} \quad (3.9)$$

pode-se então, com base na equação do coeficiente de Lipschitz (3.5), encontrar a seguinte

relação

$$\alpha = \frac{\log_2 I_{d1} - \log_2 I_{d2}}{K_1} = \left(\frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{nV_t K_1} \right) \log_2 e \quad (3.10)$$

em que $K_1 = \log_2 a_1 - \log_2 a_2$, $\log_2 I_{d1} = \log_2 |WT(a_1)|$ e $\log_2 I_{d2} = \log_2 |WT(a_2)|$. Finalizando o desenvolvimento obtêm-se que

$$\alpha = (V_{GS1} - V_{GS2}) K \quad (3.11)$$

onde

$$K = \frac{\log_2 e}{nV_t(\log_2 a_1 - \log_2 a_2)}$$

e portanto, o coeficiente de Lipschitz pode ser obtido usando um transistor na região de inversão fraca que realiza o logaritmo das correntes de duas escalas, e converte em tensões, com a diferença das tensões das duas escalas e o fator de ganho K. Com base nesse desenvolvimento, o sistema utilizado para calcular o Lipschitz na Figura 3.4 é constituído de um circuito de módulo, que calcula o módulo da corrente da Transformada, o circuito que calcula o logaritmo da corrente e tem sua saída em valor de tensão, e um amplificador operacional em topologia diferencial para realizar a diferença entre as tensões das duas escalas e aplicar o ganho, dado pela razão entre os resistores R_2 e R_1 .

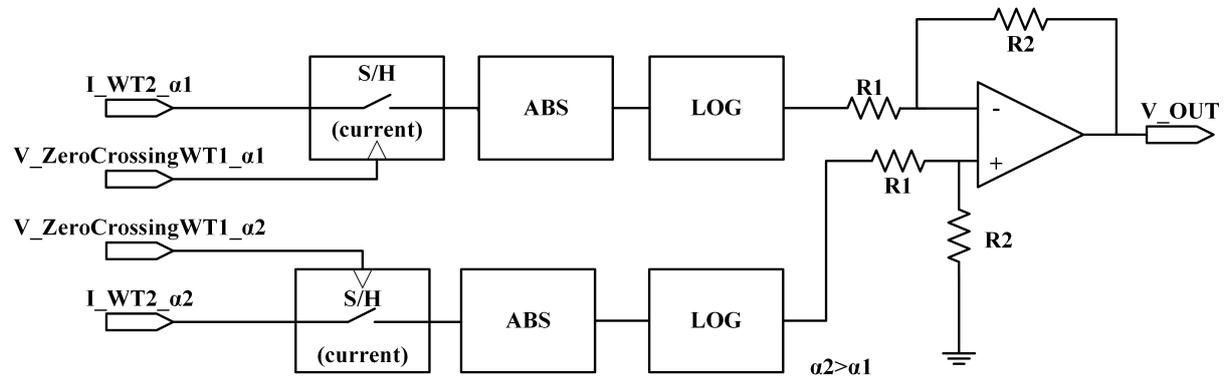


Figura 3.4. Bloco do cálculo do Lipschitz.

Um dos problemas apresentados e solucionados nesse sistema é o fato de duas escalas distintas apresentarem os máximos da segunda derivada em tempos distintos, isso devido ao fato de que cada escala ter uma janela distinta na relação tempo/frequência. Para resolver esse problema de atraso entre as distintas escalas, foram utilizados os blocos de detecção de zeros da primeira derivada, pois quando a primeira derivada é zero, é o ponto de máximo da segunda derivada. Gerando sinais que indicam onde ocorre o máximo, para cada escala. Esses sinais são utilizados no controle de um *sample and hold* de corrente, Figura 3.5. Dessa forma, são armazenados os máximos das correntes obtidos nos filtros para as duas escalas distintas. Assim é possível realizar o cálculo do Lipschitz correto após a maior escala, já que no domínio do tempo, é referente ao maior atraso. O

circuito é um espelho de corrente em que a tensão de gate é atualizada a cada momento que detecta zeros no filtro da primeira gaussiana. Indicando onde ocorre o máximo da segunda gaussiana e retendo essa tensão com um capacitor.

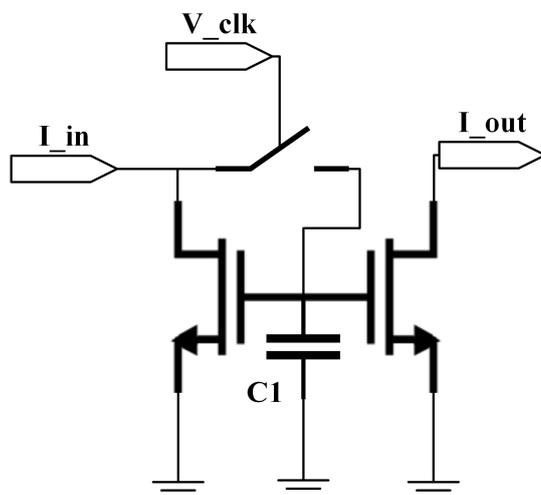


Figura 3.5. *Sample-and-hold* de corrente.

O circuito de módulo de corrente projetado neste trabalho é indicado na Figura 3.6 e seu funcionamento depende basicamente dos transistores de entrada. Caso a entrada seja uma corrente positiva, é conduzida pelo transistor abaixo da entrada e espelhada para a saída. No caso de uma corrente de entrada negativa, o transistor acima da entrada está conduzindo a corrente e espelhando para a saída.

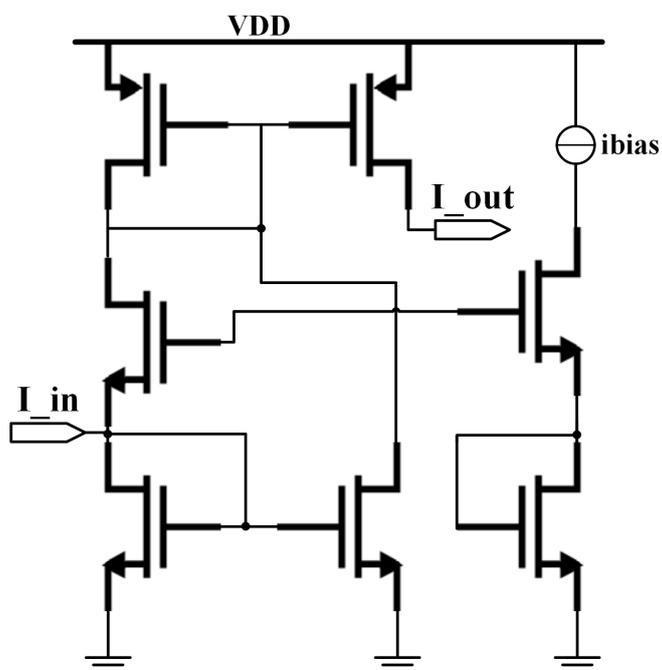


Figura 3.6. Topologia de módulo da corrente.

O transistor operando em inversão fraca apresenta uma relação linear entre o loga-

ritmo da corrente e a tensão entre gate e source. O esquemático referente a este bloco mencionado é apresentado na Figura 3.7. O propósito deste bloco é aplicar o logaritmo sob a corrente de entrada, que é a corrente de saída dos filtros WTs, e obter a tensão correspondente para o cálculo do expoente de Lipschitz. Utilizou-se de um transistor operando em inversão fraca seguido de um *buffer*, desacoplando a tensão e corrente de entrada no terminal de saída. Dessa forma, os blocos que são conectados em série não interferem com injeções de corrente ou modificando a tensão desejada.

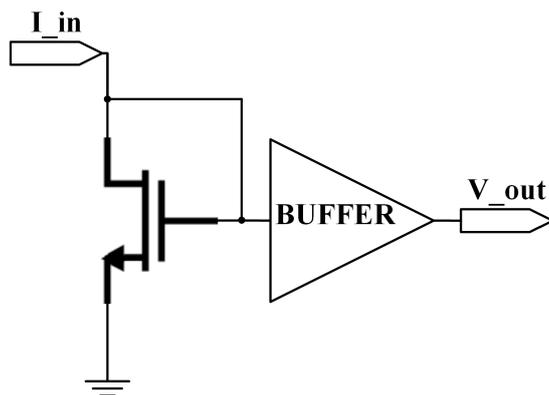


Figura 3.7. Circuito Logaritmo com NMOS operando em região de inversão fraca seguido de um *buffer*.

3.3 METODOLOGIA - SISTEMA A/D

A validação do algoritmo proposto é realizada utilizando a ferramenta *VIRTUOSO* da empresa *Cadence Design Systems*. Onde, os componentes para simulações dos circuitos possuem a tecnologia XFAB XC018. Foram geradas previamente as funções com expoentes predeterminados, dessa forma é possível saber o valor esperado. A ferramenta de simulação permite utilizar uma fonte de tensão que lê os sinais em uma extensão ".txt". Foram gerados quatro sinais com expoentes variando de 0.5, conforme indicado na Figura 3.8. Esses sinais representam a entrada do sistema em termos de tensão.

O primeiro passo para validação do algoritmo consistiu na construção dos filtros previamente definidos com os valores das transcondutâncias obtidas através dos coeficientes das matrizes nas Equações 3.3 e 3.4. Implementou-se os circuitos de detecção de cruzamentos por zero, para indicar o momento onde os filtros definem os pontos de máximos e mínimos locais. Após construção do sistema, realizou-se simulações para ajustar o valor do estágio de ganho visando obter os Lipschitzs desejados.

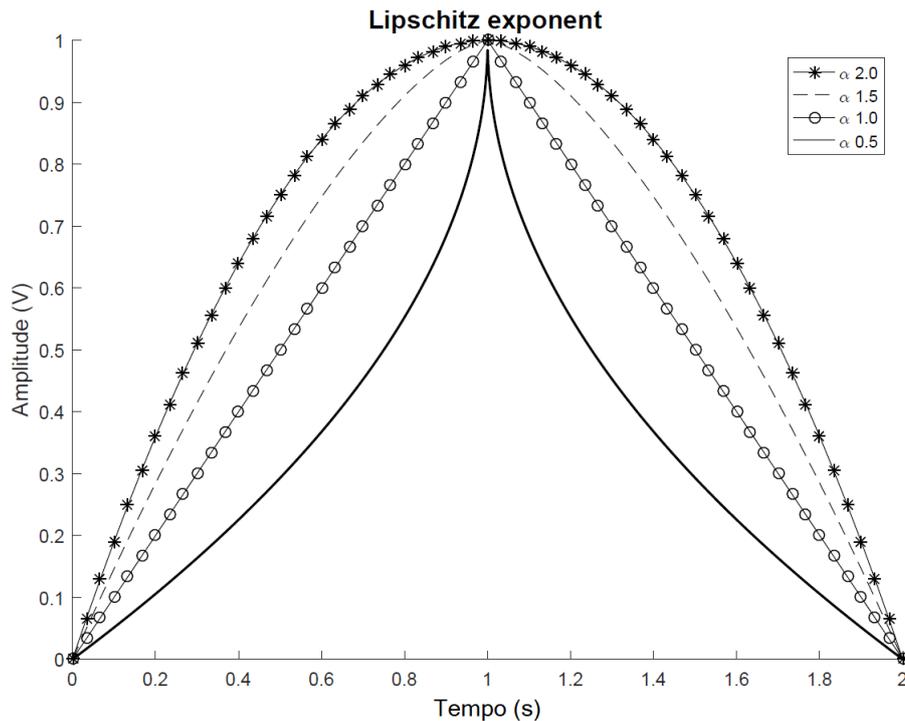


Figura 3.8. Sinais analógicos gerados para validação do sistema A/D com 4 expoentes $\alpha = 0.5, 1.0, 1.5$ e 2.0 .

Analisando os expoentes, foram obtidos valores próximos aos esperados, porém esses resultados não são significativos por si só. Foi necessário gerar mais amostras para uma análise mais robusta. Variando as simulações para as variáveis referentes ao processo, alimentação e temperatura. A alimentação que era de 3V foi modificada para variar de 3 a 2V em 5 passos. A temperatura que apresentava valor de 27°C variou de 0 a 40°C em 10 passos. No que concerne ao processo, foram utilizadas as variações que podem ocorrer no processo de fabricação dos componentes, como capacitância e transcondutância, variando os valores numa faixa de 5% em 6 passos. Gerando assim um total de 300 amostras para cada expoente. A partir desses valores, é verificado, se mesmo com variações, que simulam não-idealidades, é possível obter o valor do respectivo Lipschitz.

Na análise dos dados foram inseridos os valores obtidos nas simulações para uma primeira análise descritiva indicando as medidas resumo que exprimem as características dos dados. Foi realizado o teste de Kolmogorov-Smirnov para verificar se as amostras seguem uma distribuição normal. Para as amostras que obtiveram a resposta de não-paramétricas foi realizado o teste de Wilcoxon comparando a mediana da distribuição com o valor de Lipschitz nominal obtido nas simulações em condições ideais. Nas amostras que apresentaram distribuição normal foi gerado o teste T para uma amostra, comparando a média das amostras com o valor nominal. A ideia é verificar que mesmo com variações o valor do expoente ainda pode ser determinado e está estatisticamente próximo do valor desejado.

4 CONVERSOR DIGITAL-ANALÓGICO POLINOMIAL

Diversos sistemas eletrônicos realizam um processo de conversão periódico da informação. Muitas vezes esses sinais não apresentam informações relevantes ao sistema, no entanto, há o gasto energético envolvido no estágio de conversão. O sistema apresentado neste capítulo está relacionado com essa natureza de cenários. Foi desenvolvido um conversor D/A que realiza a reconstrução do sinal nos pontos críticos, em que ocorrem mudanças no sinal. A morfologia da onda, determinada pelo expoente de Lipschitz, e o tempo entre as amostras são informações essenciais nesse processo de reconstrução. Essas informações necessárias podem ser obtidas da saída de um sistema de conversão A/D utilizando Transformada *Wavelet*, conforme citado no capítulo anterior.

No presente capítulo, é apresentado o sistema D/A proposto que realiza uma reconstrução através de aproximações polinomiais. Na primeira sessão é indicada a proposta para obtenção de um determinado expoente n utilizando quatro formas de ondas bases pré-determinadas, combinadas e ponderadas. São detalhados os métodos e as técnicas matemáticas aplicados na obtenção das formas de onda desejadas. Começa a tomar forma o projeto de um sistema que realiza uma reconstrução polinomial.

Em um segundo momento é apresentado o sistema proposto como um todo e seu diagrama de bloco. Na mesma sessão são detalhados cada sub-bloco, desde o algoritmo indicando a sua função ideal até os circuitos necessários para suas respectivas funcionalidades. Os principais circuitos desenvolvidos são os que efetuam as quatro formas de ondas bases e os circuitos necessários nos ajustes das amplitudes do sinal reconstruído. Por último, é indicada a metodologia para a análise do sistema proposto. Os testes que foram realizados, as métricas de erro e uma análise prática na reconstrução de um sinal de ECG e a taxa de compressão obtida utilizando o sistema proposto neste trabalho.

4.1 APROXIMAÇÃO POLINOMIAL - QUATRO FUNÇÕES BASES

A aproximação polinomial foi desenvolvida visando obter uma função

$$f = x^n \quad (4.1)$$

e n é definido no intervalo de $[0.25, 2]$. A ideia inicial era ponderar quatro formas de ondas para gerar uma aproximação de um polinômio qualquer

$$f = x^n = ax^\alpha + bx^\beta + cx^\gamma + dx^\delta \quad (4.2)$$

onde, n representa o expoente desejado e a , b , c e d são os coeficientes que ponderam e normalizam as quatro ondas base α , β , γ e δ , respectivamente.

Nessa busca por encontrar coeficientes que ponderassem ondas conhecidas e gerassem uma onda com expoente desejado foi verificado que o erro pode ser definido como

$$e = f - ax^\alpha - bx^\beta - cx^\gamma - dx^\delta \quad (4.3)$$

onde, e é o erro. Tem-se ainda que o erro instantâneo quadrático é dado por

$$e^2 = (f - ax^\alpha - bx^\beta - cx^\gamma - dx^\delta)^2. \quad (4.4)$$

Destacando que, por ser uma aproximação, não haverá valor exato, logo, é uma busca apenas por um erro mínimo. Desenvolvendo os métodos do χ^2 de Pearson para o erro chegamos na matriz

$$\int \begin{bmatrix} x^{2\alpha} & x^{\alpha+\beta} & x^{\alpha+\gamma} & x^{\alpha+\delta} \\ x^{\alpha+\beta} & x^{2\beta} & x^{\beta+\gamma} & x^{\beta+\delta} \\ x^{\alpha+\gamma} & x^{\beta+\gamma} & x^{2\gamma} & x^{\gamma+\delta} \\ x^{\alpha+\delta} & x^{\beta+\delta} & x^{\gamma+\delta} & x^{2\delta} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} dx = \int \begin{bmatrix} x^\alpha f \\ x^\beta f \\ x^\gamma f \\ x^\delta f \end{bmatrix} dx \quad (4.5)$$

similar à matriz do teste χ^2 de Pearson, onde, podemos calcular os coeficientes necessários para construção da curva f . Na busca destes coeficientes definimos o intervalo $[0,1]$ na integral, mas a solução se aplica a qualquer intervalo Δt .

No processo para encontrar uma solução do sistema e os coeficientes, foram definidas as quatro ondas bases como x^2 , x^1 , $x^{1/2}$ e $x^{1/4}$. Isolando os termos com o valor do expoente

n a solução do sistema de equações é encontrada por meio da matriz

$$\begin{bmatrix} 2/5 & 1/2 & 4/7 & 8/13 \\ 1/2 & 2/3 & 4/5 & 8/9 \\ 4/7 & 4/5 & 1 & 8/7 \\ 8/13 & 8/9 & 8/7 & 4/3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/(n+3) \\ 2/(n+2) \\ 4/(2n+3) \\ 8/(4n+5) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

em que, cada linha corresponde a um dos pesos, portanto, caso seja necessário eliminar uma das curvas, basta eliminar a linha e a coluna correspondente, preservando as propriedades dos demais e encontrando novos valores para compensar a redução de curvas. Desenvolvendo a solução para os n previamente definidos foram encontrados os valores dos coeficientes necessários para a implementação de cada curva na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Coeficientes obtidos dos expoentes gerados para cada os 16 expoentes n

n	coeficientes			
	a	b	c	d
0,30	0,029	-0,145	0,459	0,657
0,35	0,036	-0,191	0,752	0,404
0,40	0,030	-0,169	0,919	0,220
0,45	0,017	-0,100	0,994	0,089
0,60	-0,033	0,243	0,880	-0,090
0,70	-0,055	0,491	0,669	-0,106
0,80	-0,057	0,710	0,430	-0,084
1,20	0,130	1,077	-0,279	0,074
1,40	0,312	0,972	-0,392	0,110
1,60	0,528	0,731	-0,362	0,106
1,80	0,761	0,395	-0,221	0,066

Ao construir os circuitos que geram as quatro curvas bases existem algumas imperfeições e erros inseridos. Esse método de aproximação também pode ser utilizado com a funcionalidade de corrigir os erros das funções geradas. Ao inserir como as quatro bases as saídas dos circuitos, e não mais as formas de ondas ideais, é possível recalculer os coeficientes e realizar um processo de calibragem efetuando um melhor ajuste às curvas desejadas.

4.2 O CONVERSOR D/A POR APROXIMAÇÃO POLINOMIAL

A proposta para o conversor digital-analógico consiste em utilizar das informações de máximo, mínimos e inflexões locais, do tempo entre as amostras e do expoente que representa a forma de onda em cada ponto. Os intervalos de tempo conhecidos foram

inseridos no sistema por meio da variável de entrada *Tempo*, indicado na Figura 4.1. Dependendo do valor digital dessa variável, uma determinada corrente é ativada, gerando uma rampa com amplitudes pré-determinadas por meio de um bloco integrador. Este bloco apresenta comportamento dado por

$$V = \frac{1}{C} \int Idt, \quad (4.7)$$

sendo C o capacitor, I a corrente e V a tensão entre os terminais do capacitor. A corrente apresenta um valor constante para cada intervalo de tempo, por isso a relação obtida é

$$I = \frac{VC}{T}, \quad (4.8)$$

dessa forma, fixando a tensão da rampa e o valor de capacitância, o intervalo de tempo desejado pode ser definido por meio do valor da corrente. No sistema foi utilizado um capacitor de 1 nF e definido que a variação da tensão sobre o capacitor seja de 1 V . Para um tempo definido como 1 ms , por exemplo, a variável *Time* é igual a 1 mV , é calculado o inverso dessa tensão e normalizado por um fator de 10^{-3} . O Bloco de transcondutância, converte a tensão em corrente com um fator de ganho igual a 10^{-6} . Gerando assim uma corrente constante de $1 \text{ }\mu\text{A}$. Aplicando esse valor de corrente em (4.8), para a capacitância definida, o valor de tempo da rampa é igual a 1 ms .

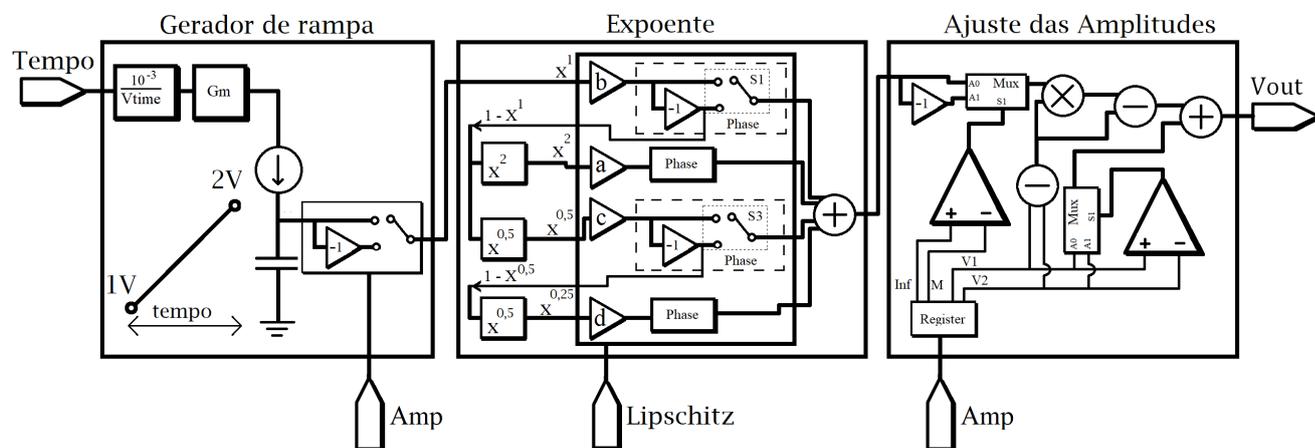


Figura 4.1. Diagrama de blocos do conversor D/A. Apresenta uma entrada digital (*Lipschitz*), duas entradas analógicas (*Tempo* e *Amplitude*) e uma saída analógica (*Vout*). As entradas analógicas são convertidas por um conversor D/A que só é acionado ao receber um sinal de *flag* do bloco Gerador de rampa, ao finalizar o tempo da rampa, indicando que é necessário uma nova amostra. Além disso, o Gerador de rampa gera uma reta com um tempo previamente indicado conforme a entrada *Tempo*. O sinal digital de *Lipschitz* atua diretamente no bloco Expoente chaveando os resistores e gerando um ganho previamente projetado. Nesse bloco a onda que anteriormente era uma rampa, adquire a forma desejada, de acordo com o sinal desejado. Após isso o sinal de *Amplitude* é verificado, o anterior e o atual, para realizar o ajuste das amplitudes.

Após gerar a rampa com o intervalo de tempo requerido, é necessário verificar se o sinal desejado é crescente ou decrescente, verificando se a inflexão é maior ou menor que o máximo (ou mínimo). Essa comparação é realizada por meio das amplitudes, representadas pela variável *Amp*. Foi verificado se a amplitude atual é menor ou maior que a próxima amostra; caso a amplitude atual seja maior, é um sinal decrescente e a rampa é invertida.

O sinal de rampa representa uma das quatro bases, no caso o x . Ao aplicar esse sinal em um circuito que gera o x^2 e $x^{0.5}$, tem-se outras duas das bases necessárias para a geração de expoentes. Para obter a última base, $x^{0.25}$, aplica-se a saída da raiz em outro bloco que extrai a raiz. A entrada digital *Lipschitz*, indicada na Figura 4.1, seleciona os coeficientes que irão ponderar cada uma das quatro ondas bases. Essa variável também define se alguma componente será negativa ou não, dependendo dos valores obtidos na Tabela 5.4. São utilizados amplificadores operacionais com ganhos variáveis que dependem do valor digital do *Lipschitz*, caso seja necessário gerar um expoente igual a 0.5, os ganhos de b , a e d são nulos; enquanto que c apresenta um ganho unitário. Os blocos de *Phase* são ativados caso haja um coeficiente negativo, os mesmos blocos se fazem necessários no processo de geração das bases. Caso haja uma rampa crescente, ao passar pelos blocos x^2 e $x^{0.5}$ a saída será decrescente nessas duas bases. Então, a entrada desses blocos é a rampa invertida. Da mesma forma, para obter $x^{0.25}$, é necessário como entrada o inverso de $x^{0.5}$.

Os quatro sinais ponderados, e invertidos ou não, dependendo do expoente, são somados por meio de um circuito somador. A saída desse bloco apresenta um sinal com o tempo definido pela entrada *Time*. Amplitudes fixas de $1V$ a $2V$, quando a parcela do sinal for crescente, ou de $2V$ a $1V$, para sinais decrescentes. O formato da onda definida pela entrada *Lipschitz*. E envia o sinal para o próximo bloco, que é responsável apenas pelos ajustes de amplitudes.

As amostras de amplitudes são utilizadas como entrada também no bloco responsável pelo ajuste da amplitude. A cada instante são obtidas duas amostras, V_1 e V_2 , alocadas em um registrador. A cada ciclo de conversão V_2 carrega um novo valor de amplitude, enquanto que V_1 carrega o valor de V_2 anterior, ou seja, $V_1 = AmpSample[t_{n-1}]$ e $V_2 = AmpSample[t_n]$. Caso o sinal apresente uma inflexão maior que o valor dos máximos/mínimos, significa que a concavidade do sinal é voltada para cima, e o sinal é invertido. Foi necessário alocar e guardar os valores das amplitudes, tanto de inflexão quanto de máximo (ou mínimo).

O ajuste das amplitudes é dado por

$$V_{out} = \begin{cases} Dx(t) - D + V_1, & se \ V_2 > V_1 \\ Dx(t) - D + V_2, & se \ V_1 > V_2 \end{cases}, \quad (4.9)$$

onde D é igual a $|V_2 - V_1|$ e as tensões V_2 e V_1 são as amplitudes desejadas. Utilizando (4.9) foi desenvolvido o sistema de ajuste na amplitude, Figura 4.1. Foi realizada a operação de diferença entre os dois valores de V_1 e V_2 , com um circuito subtrator utilizando amplificadores operacionais. O produto desse valor D pelo sinal $x(t)$ é calculado utilizando um circuito multiplicador descrito a seguir. Em seguida, a diferença entre $Dx(t)$ e D é realizada com outro circuito subtrator. Por fim, a soma com V_1 (ou V_2) é realizada com um somador e a seleção entre qual tensão será somada, conforme (4.9), é feita por meio de um comparador e uma porta multiplexadora analógica, que seleciona sempre a menor entre as duas tensões.

Os módulos inversores, somador e subtrator foram construídos por meio das topologias clássicas dos amplificadores operacionais. Serão indicadas com mais detalhes as topologias dos circuitos responsáveis por gerar os expoentes bases, mas primeiro é necessário indicar o circuito multiplicador, já que foi utilizado como base também na construção de x^2 . Não há uma descrição de circuito para a base $x^{0.25}$, pois a obtenção desta é resultado da saída de $x^{0.5}$ sendo repassada em um outro bloco que faça a mesma operação.

4.2.1 Circuito Multiplicador

Esse módulo é responsável pelo produto entre o sinal e o valor D . A topologia do circuito multiplicador desenvolvido neste trabalho é apresentada na Figura 4.2. Os transistores M1, M2, M3 e M4 são configurados na região de inversão fraca. A equação do loop translinear é definida como:

$$V_{gs1} + V_{gs3} = V_{gs2} + V_{gs4} \quad (4.10)$$

onde, V_{gs} é a tensão de gate de cada transistor. Na região de inversão fraca as correntes apresentam uma relação exponencial com as tensões de gate, dessa forma obtém a relação entre as correntes do loop igual a

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (4.11)$$

e como a corrente no transistor M4 é a corrente de saída, a relação obtida é equivalente a

$$I_{out} = \frac{I_1 I_3}{I_2} \quad (4.12)$$

onde, a corrente de saída é o produto de duas entradas definidas em I_1 e I_3 , e o valor de I_2 nesta situação é um valor dc para normalizar o valor da corrente de saída na mesma faixa das correntes de entrada.

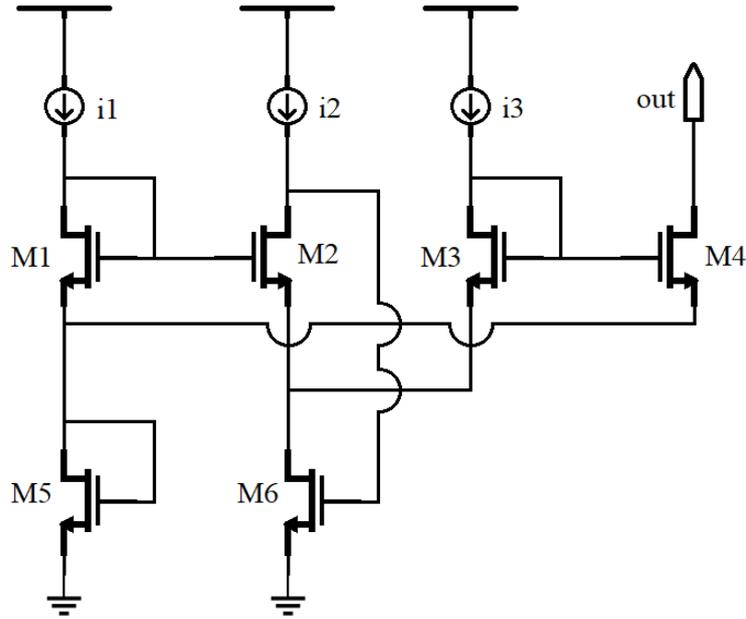


Figura 4.2. Circuito do produto de correntes.

Esse módulo trabalha com produto de correntes, logo é necessário que o sinal que será ajustado, juntamente com o valor de tensão D , seja convertido em corrente por meio de um transcondutor.

4.2.2 Circuito base quadrática

O circuito desenvolvido para obtenção da forma quadrática é o mesmo utilizado na operação de produto. Ao utilizar as entradas $i1$ e $i3$ do circuito da Figura 4.2 como uma única entrada, gerando o circuito da Figura 4.3 , a relação (4.12) é modificada para

$$I_{out} = \frac{I_{in}I_{in}}{I_2} = \frac{I_{in}^2}{I_2} \quad (4.13)$$

dessa forma, o circuito gera uma corrente de saída com uma relação quadrática do sinal de entrada.

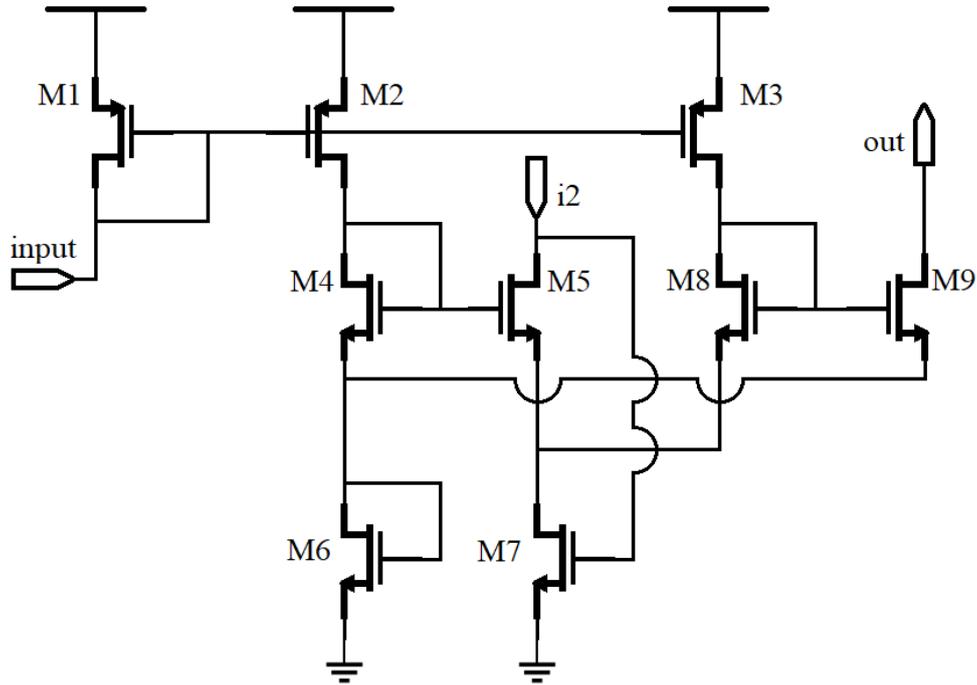


Figura 4.3. Circuito do sinal quadrático.

4.2.3 Circuito base raiz quadrática e raiz a quarta potência

O bloco responsável pela obtenção da raiz quadrada e da raiz a quarta é o mesmo. Para a obtenção da raiz do sinal, conforme Figura 4.4, o sinal de rampa passa por um transcondutor e é convertido em corrente. A entrada do circuito é uma corrente na forma de rampa aplicada em um transistor que espelha o sinal para um par de transistores, todos na região de saturação, ou seja,

$$I = k(V_{gs} - V_{th})^2 \quad (4.14)$$

onde, k é igual a $\frac{W}{L}\mu_p C_{ox}$, no caso do PMOS. Dessa forma, a relação de tensão na saída é dada por:

$$V_{out} = V_s - V_{th} - \sqrt{\frac{i_{in}}{k}} \quad (4.15)$$

obtendo assim, uma operação de radiciação no sinal de entrada.

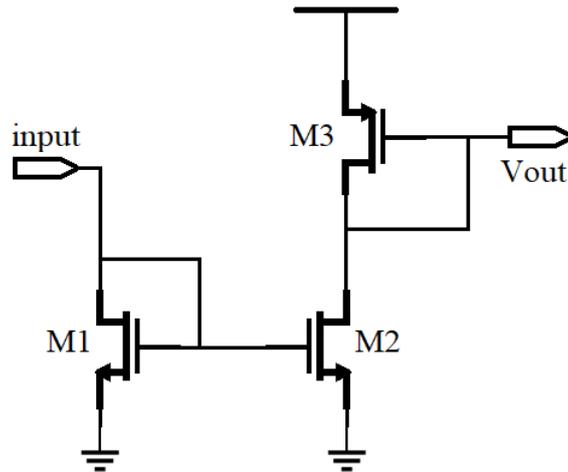


Figura 4.4. Circuito da raiz quadrática.

4.2.4 Circuito Gerador de Expoentes

O bloco responsável pela geração de uma forma de onda com um expoente n combina as 4 formas de onda base com 4 fatores de ganho que servem para ponderar cada base. Agora que foram apresentados os circuitos que realizam o expoente x^2 e x^5 , vale mencionar que a entrada de ambos é o sinal inverso ao sinal x^1 , que é uma rampa fixa variando de 1 a 2V, com o tempo determinado pela entrada *Tempo*. Na obtenção da forma de onda com expoente $x^{0.25}$ foi utilizado outro circuito base de raiz quadrática, cuja a entrada é a saída inversa do outro circuito que gera o $x^{0.5}$. Resultando assim, na raiz da raiz quadrática, ou seja, um expoente equivalente a 0.25.

Como indicado anteriormente na Figura 4.1, o bloco expoente apresenta as ligações entre as 4 bases, bem como circuitos de ganho, que variam o ganho conforme o expoente desejado. Cada bloco de ganho é construído com um circuito utilizando um amplificador operacional na configuração de inversor. Os resistores que fornecem o ganho de cada base estão dispostos em 16 valores de resistências chaveadas, gerando assim o ganho desejado. Esses ganhos a, b, c e d já foram calculados e indicados na Tabela 4.1, que por sua vez foi indicada na Tabela 4.2 para as 16 opções (utilizando 4 bits) com os valores dos coeficientes respectivos necessários para a implementação de cada curva. No caso de ser necessário reconstruir um expoente referente a uma das bases, o ganho da base em questão é unitário, enquanto as outras bases possuem ganho zero. Para controlar os valores de coeficientes negativos ainda há uma outra combinação, que foi selecionar o sinal para blocos inversores (outra vez utilizando a configuração de ganho inversor do amplificador operacional). Após as bases serem ponderadas, foi necessário combiná-las. Para isso, foi utilizado um circuito somador, cuja implementação foi justamente por meio

de um amplificador operacional na configuração somador.

Tabela 4.2. Tabela com os coeficientes que representam os valores de ganho das quatro bases para cada expoente n especificado.

expoente n	coeficientes			
	a	b	c	d
0,25	0,000	0,000	0,000	1,000
0,30	0,029	-0,145	0,459	0,657
0,35	0,036	-0,191	0,752	0,404
0,40	0,030	-0,169	0,919	0,220
0,45	0,017	-0,100	0,994	0,089
0,50	0,000	0,000	1,000	0,000
0,60	-0,033	0,243	0,880	-0,090
0,70	-0,055	0,491	0,669	-0,106
0,80	-0,057	0,710	0,430	-0,084
1,00	0,000	1,000	0,000	0,000
1,20	0,130	1,077	-0,279	0,074
1,40	0,312	0,972	-0,392	0,110
1,60	0,528	0,731	-0,362	0,106
1,80	0,761	0,395	-0,221	0,066
2,00	1,000	0,000	0,000	0,000

4.3 METODOLOGIA - SISTEMA D/A

O sistema D/A polinomial proposto foi validado utilizando a ferramenta *VIRTUOSO* da empresa *Cadence Design Systems*. Onde, os componentes para simulações dos circuitos possuem a tecnologia XFAB XC018. Os testes realizados se separaram em duas fases. A primeira fase inciou-se ao gerar as 15 formas de onda variando o expoente n de 0.25 a 2. A partir das quatro ondas bases ideais ($x^2, x^1, x^{0.5}$ e $x^{0.25}$) combinadas com a matriz de coeficientes (4.2) foram gerados os sinais referentes as aproximações de cada expoente. Dessa forma, os sinais ideais foram comparados com as aproximações polinomiais geradas. Para realizar essa comparação foram utilizadas as métricas de erro relativo e erro RMS (erro quadrático médio). O erro relativo verificou a diferença entre o sinal original e a aproximação utilizando os coeficientes ponderados ponto a ponto do sinal. Para calcular essa métrica foi realizada a diferença entre os sinais (polinômio ideal e aproximação) e dividido pelo valor do sinal, ponto a ponto. Multiplicando esse valor por 100 obtêm-se uma métrica de erro com a porcentagem do erro. Foi verificada a variação desse erro e indicado o seu valor máximo. Já o erro RMS gera uma informação representada por um valor escalar que muda conforme o comprimento do sinal e a resolução, mas com esse valor foi possível verificar a diferença teórica, que seria entre os polinômios ideais e

as aproximações ideais. E foi possível analisar também a diferença prática, comparando com as aproximações realizadas pelo circuito, que foi realizada na segunda parte da experimentação.

A segunda parte da análise dos dados consistiu em analisar o comportamento dos blocos a nível de circuito do sistema D/A polinomial. Foram verificados os resultados obtidos ao variar o expoente, o número de bits das entradas das amplitudes e os valores de tensão de entrada no bloco ajuste de amplitude. Os erros referentes a reconstrução do sinal sem considerar o bloco de ajuste de amplitude, fixando a saída no valor padrão de 1 a 2V. E por fim, utilizando um sinal de ECG com o complexo PQRST, foi verificada a reconstrução do sinal, em nível de sistema ideal e de circuito, indicando o nível de compressão que o sistema possui comparado com um conversor típico.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O presente capítulo foi dividido em duas partes, uma referente aos resultados e análises do A/D e outra com os resultados para o sistema proposto D/A. Foram inseridas as formas de ondas de entrada para alguns expoentes já previamente conhecidos e foi observado o resultado da amostragem adaptativa e da obtenção do expoente. No segundo momento foi feita uma análise mais robusta para quatro expoentes, com resultados de 300 amostras para cada um dos expoentes. Dessa forma foi possível extrair uma validação mais precisa, utilizando uma análise estatística, do que apenas com um valor nominal e em situações típicas, como feito anteriormente.

Ao final do capítulo são indicados os resultados referentes ao conversor D/A polinomial. Na primeira parte foi analisado o sistema comparando os sinais com as aproximações polinomiais ponderadas das quatro bases ideais em referência aos sinais polinomiais ideais. Na segunda parte da análise do conversor D/A foi verificado o comportamento do circuito implementado, apresentando os problemas e limitações com os circuitos utilizados. Verificando os ajustes de amplitude realizados para diversas situações: variando a resolução, variando a amplitude desejada para efetuar o ajuste e variando o expoente da forma de onda. Comparou-se também o resultado do bloco Expoentes, sem o ajuste de amplitude, podendo verificar a diferença entre os erros RMS do sistema ideal para o implementado. Por fim, foi realizado um teste com um sinal de ECG, especificamente um complexo PQRST, comparando a taxa de compressão obtida nesse sistema D/A polinomial com um conversor D/A com amostragem síncrona.

5.1 RESULTADOS A/D

A validação do algoritmo proposto foi realizada utilizando a ferramenta Virtuoso da empresa Cadence Design Systems para as simulações dos circuitos. Foram geradas funções com expoentes predeterminados em um arquivo ".txt" para comparar o valor do expoente esperado com o obtido na saída do sistema. Esses arquivos gerados com os sinais representam a entrada do sistema em termos de tensão e foram adicionados em fontes de tensões. A resposta do sistema ao ser estimulado pela entrada de um expoente igual a 0.3 foi indicada na Figura 5.1. A entrada (forma de onda azul) foi colocada

juntamente com a saída do sinal de amplitude (vermelho) para indicar os momentos onde o conversor detectou o momento para a amostragem. O segundo gráfico da Figura 5.1 indica o resultado do circuito que calcula o expoente. A diferença entre os *Lipschitz* obtido e o expoente ideal, não contém uma grande divergência nos valores, apenas no tempo em que foi realizado o cálculo. Em ambos, existe um atraso fixo, devido ao tempo de resposta inicial do filtro. Ainda há um atraso adicional do *Lipschitz* devido ao modo como foi projetado, já que foi apresentado o valor somente após o máximo da segunda gaussiana de maior escala.

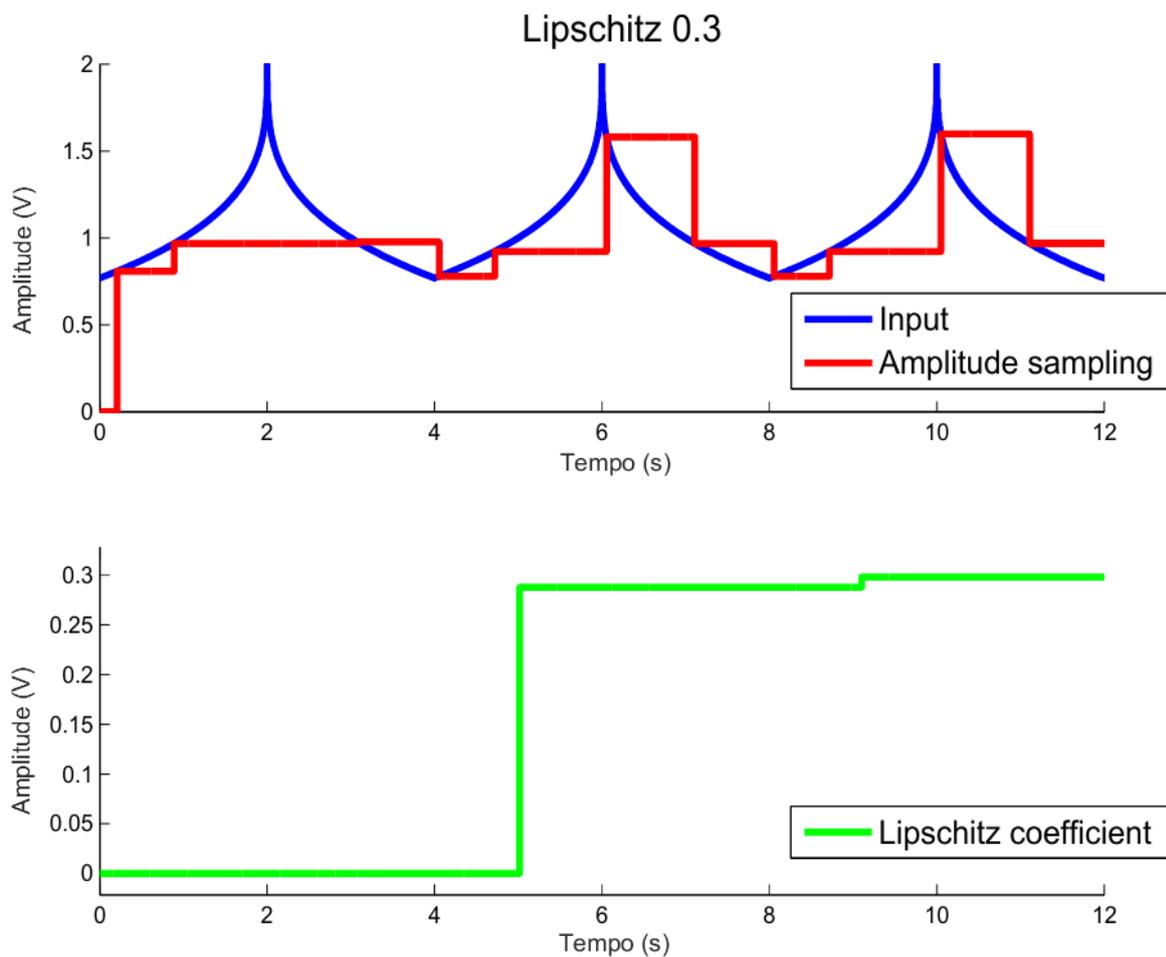


Figura 5.1. Resultados para forma de onda de entrada com expoente igual a 0.3 (azul). Sinal com a amostragem da amplitude (vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado do sistema A/D implementado a nível de circuito (verde).

Verificando o comportamento do conversor ao inserir uma forma de onda com o expoente de 1.5 foi obtida a resposta do sistema apresentada na Figura 5.2. Pode-se observar que ao inserir uma onda com a morfologia de 1.5 em seu máximo (onda azul) a resposta dos momentos em que se deve amostrar o sinal com os valores de máximo, mínimo e inflexão (sinal vermelho tracejado) estão de acordo com o esperado com alguns

erros inseridos devidos as não idealidades do sistema. Vale ressaltar que o atraso no início do sinal, tanto para a amostragem, como na obtenção do expoente (sinal verde), é devido ao tempo de resposta inicial dos filtros utilizados. Nos primeiros instantes deve-se descartar esses valores iniciais, seria algo próximo a um tempo de start-up, onde foi necessário o sistema estabilizar para só então começar a considerar os valores calculados pelos circuitos.

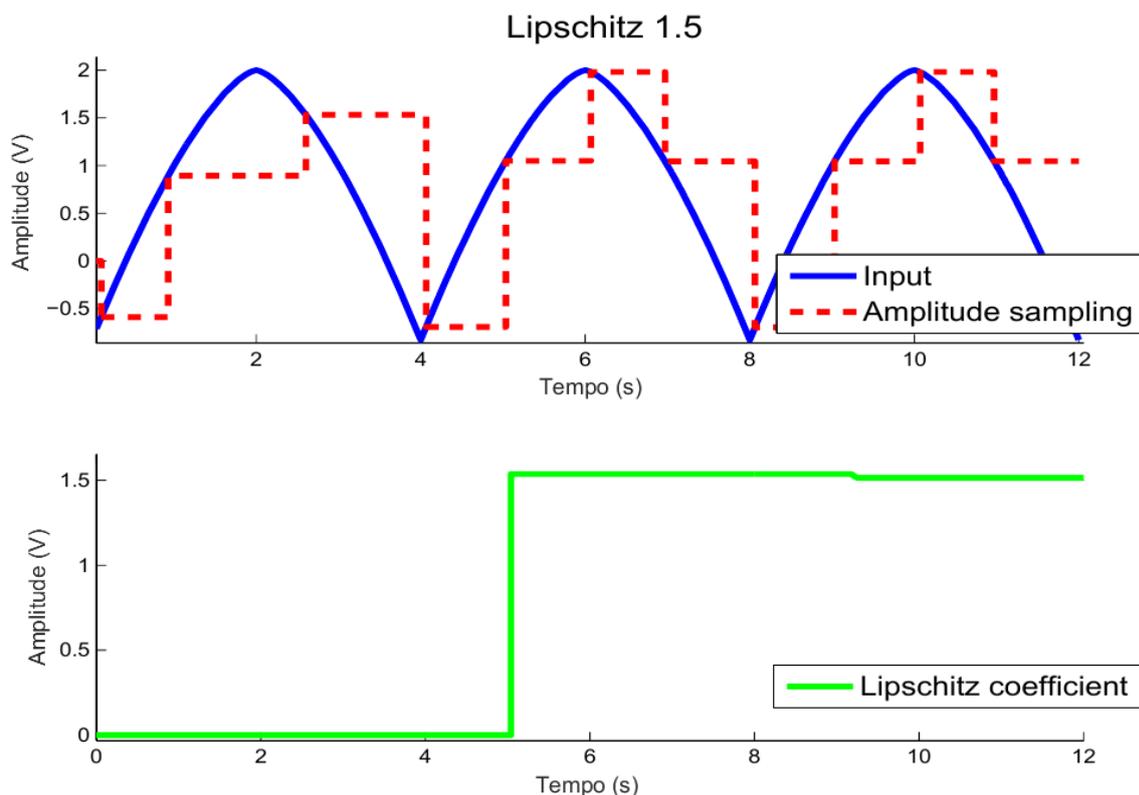


Figura 5.2. Resultados para forma de onda de entrada com expoente igual a 1.5 (azul). Sinal com a amostragem da amplitude (tracejado vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado do sistema A/D implementado a nível de circuito (verde).

Valores distintos de expoentes foram inseridos no sistema, para verificar todos esses sinais em uma só simulação foram acrescentadas todas as fontes de tensão, com os valores das formas de ondas geradas previamente. Para selecionar uma forma de onda por ciclo foi adicionado um sistema de acionamento por chaves, onde a cada dois períodos a forma de onda era modificada na entrada do conversor. Para os dois primeiros ciclos, a entrada foi da forma de onda gerada com o expoente igual a 0.3. Nos dois períodos subsequentes o sistema chaveado fechava a fonte anterior e acionava outra fonte de tensão. Dessa forma, o resultado de todos expoentes pode ser analisado na Figura 5.3. O primeiro período foi desconsiderado, onde foi necessário o tempo de start-up já mencionado, e foi considerado

como tempo inicial a partir do segundo ciclo. Além da variação do valor do expoente foi verificado o comportamento do sistema ao variar a amplitude do sinal para verificar se o sistema de amostragem ainda mantinha seu desempenho.

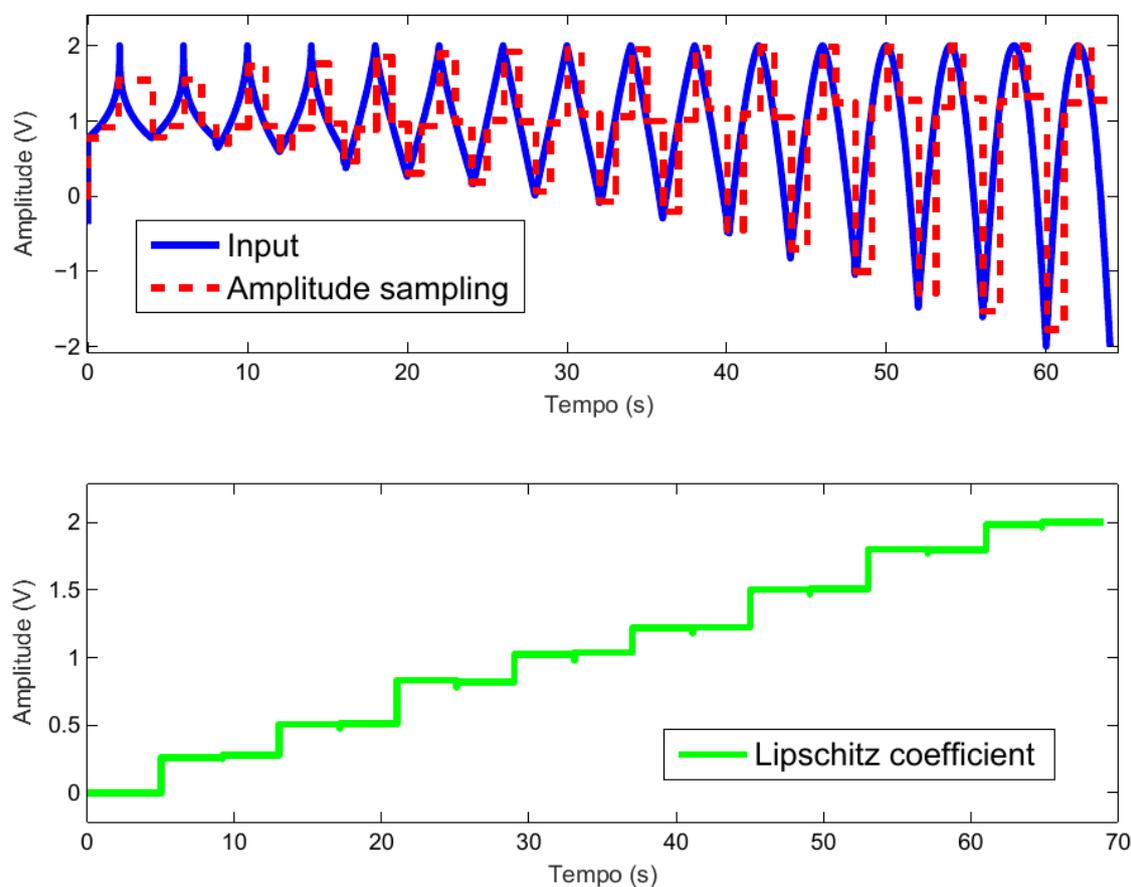


Figura 5.3. Entrada com expoente variando de 0.3 a 2 (azul). Sinal com amostragem da amplitude variando conforme o aumento na amplitude (tracejado vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado do sistema A/D implementado a nível de circuito (verde).

Além de verificar sinais com expoentes conhecidos, foi realizado um teste inserindo uma senoide para analisar o comportamento do sistema e obter o expoente referente ao sinal senoidal. A resposta obtida foi um valor de expoente de 1.7, Figura 5.4. A amplitude foi amostrada, de forma que, o intervalo entre máximos (ou mínimos) e a inflexão foi sempre maior que o período entre inflexões-máximos/mínimos, resultando em um padrão que pode ser analisado posteriormente na reconstrução dos sinais.

Ao verificar que somente esses resultados de expoentes, com valores próximos aos desejados não são significativos por si só. Para uma análise mais robusta foi necessário gerar mais amostras. Verificou-se o valor do expoente em 4 situações (0.5, 1.0, 1.5 e 2.0), suas formas de onda foram indicadas no Capítulo 4. As simulações foram realizadas variando

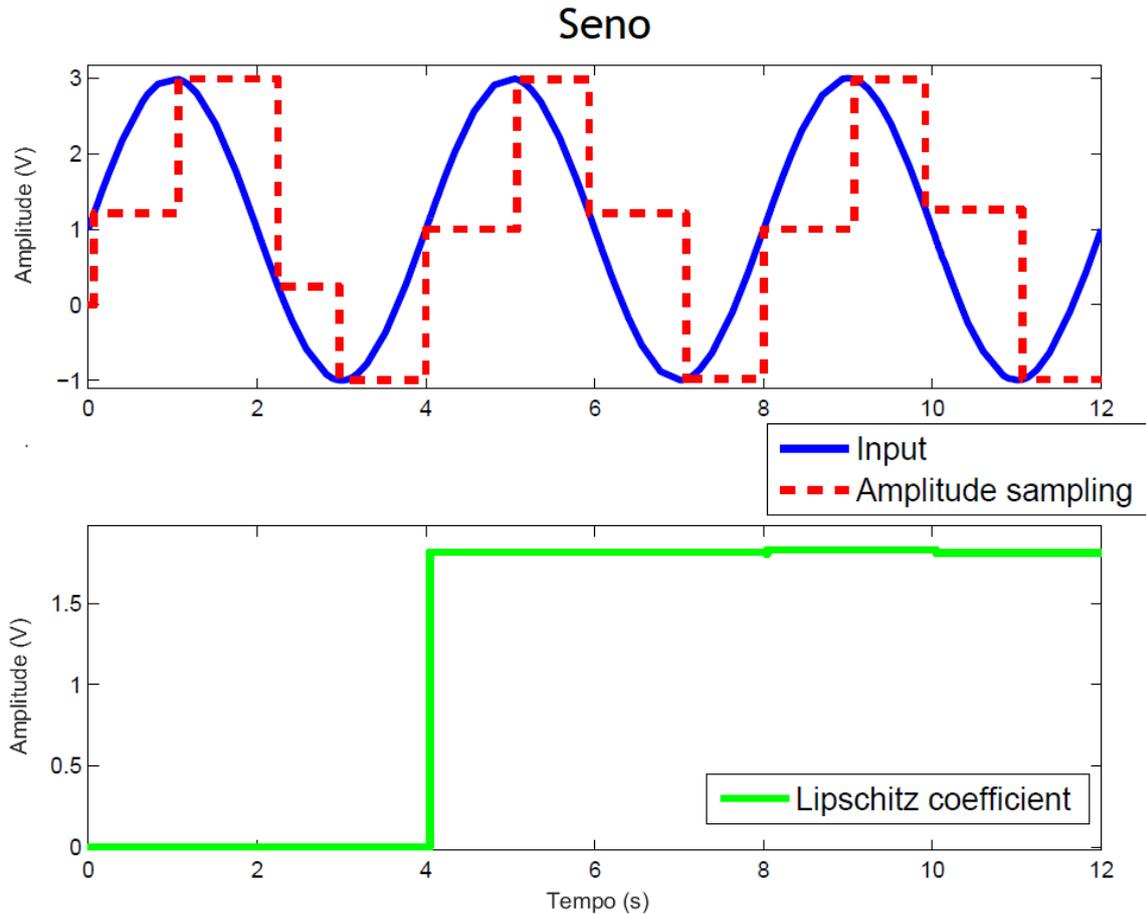


Figura 5.4. Resultados para forma de onda de entrada com um sinal seno (azul). Sinal com a amostragem da amplitude (tracejado vermelho). Segunda forma de onda representa o expoente calculado igual a 1.7 (verde) para o seno.

as variáveis referentes a processo, alimentação e temperatura, conforme já mencionado. A alimentação, que era de 3V foi modificada para variar uma faixa de 1V, em 5 passos. A temperatura que apresentava valor de 27°C variou em 10 passos, na faixa de 0 a 40°C. Para simular as variações que podem ocorrer no processo de fabricação dos componentes, variou-se os valores de capacitância e transcondutância numa faixa de 5%, em 6 passos. Dessa forma, foram geradas 300 amostras para cada expoente. A partir desses valores foi verificado se mesmo com as variações, que simulam não-idealidades, foi possível obter um valor de *Lipschitz* estatisticamente igual ao valor nominal.

A Figura 5.5 apresenta as amostras obtidas para as 300 simulações de cada valor desejado, resultando em 1200 amostras. Podem ser observadas as variações em torno dos expoentes desejados. Os valores para o expoente de 0.5 apresentaram uma pequena variação, não chegando a 0.05 do valor almejado. O que apresentou a maior variação foi o do expoente de 1.5, variando próximo de uma faixa de 0.1 de erro. Vale ressaltar que essas faixas de erro estão referenciada em tensão (V) já que o valor do expoente foi um valor de tensão.

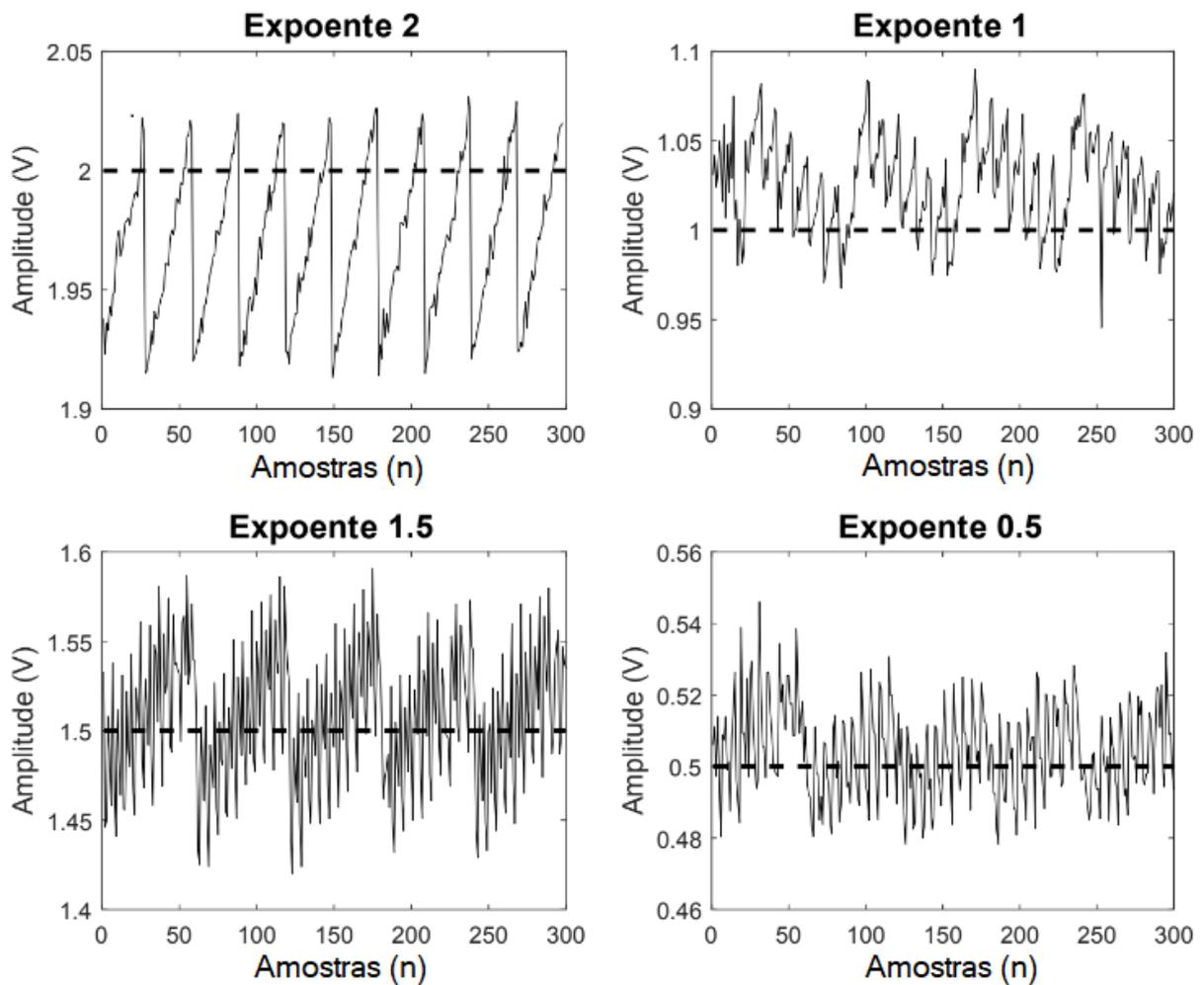


Figura 5.5. Resultados das 300 amostras obtidas para os expoentes 0.5, 1.0, 1.5 e 2.0.

Das amostras foram obtidas as medidas resumos para extrair dados mais interpretáveis, conforme, apresentadas na Tabela 5.1. Os primeiros valores mencionados são referentes aos expoentes obtidos para as condições normais de simulação, e foi indicado como expoente nominal (α nominal). As médias dos quatro grupos, α médio, foram extraídas e ficaram próximas dos valores nominais. Para os valores de 1 e 0.5 houve uma precisão de 3 casas decimais entre esses valores, o expoente de 1.5 apresentou precisão para duas casas decimais. A análise então realizada com base na média que foi de 1.97, dessa forma, mais de 75% das amostras podem ser encontradas em uma variação máxima de 0.04. Como previsto pela Figura 5.5 e indicado pelo desvio padrão na Tabela 5.1, a menor variação foi a correspondente ao Lipschitz 0.5 e a maior variação foi do valor de 1.5.

A última linha da Tabela 5.1 foi referente ao teste de Kolmogorov-Smirnov (K-S) com os respectivos valores de p-valor encontrados para cada grupo. A hipótese nula do

teste K-S foi de que a amostra segue uma distribuição normal, ou seja, para confirmar a normalidade de uma variável foi necessário que o valor de p seja maior que o valor de alfa. Essa verificação foi realizada utilizando um alfa igual 0.01, para dar menor liberdade e deixando o teste mais robusto. Os três primeiros grupos apresentaram o p-valor acima, ou seja, a hipótese nula que os dados não diferem significativamente de uma distribuição normal foi mantida. Esses três grupos são de amostras independentes, e foi realizado o

Tabela 5.1. *Lipschitzs* obtidos das 300 amostras geradas para cada expoente e suas respectivas medidas resumos. São indicados os valores nominais para situações típicas e médias referentes as 300 amostras, além dos valores de p para as estatísticas rodadas.

α ideal	0.5000	1.0000	1.5000	2.0000
α nominal	0,5030	1,0240	1,5020	1,9890
α médio	0,5037	1,0274	1,5059	1,9699
Desvio padrão	0,0127	0,0269	0,0400	0,0311
P-valor (K-S)	0,0460	0,2000	0,2000	0,0020

teste T para cada grupo comparando as amostras com seu respectivo Lipschitz nominal, para verificar se as amostras apresentam médias estatisticamente iguais as desejadas. Já para o grupo referente ao expoente 2.0 a hipótese nula foi rejeitada e o teste estatístico aplicado foi um não-paramétrico para amostras independentes, e como deseja-se comparar com um valor, para verificar se as amostras não diferem significativamente deste valor, foi empregado o teste de Wilcoxon.

Os valores dos testes estatísticos são apresentados na Tabela 5.2. Os testes T apresentaram o p-valor acima do alfa, ou seja, a hipótese nula que os valores estão estatisticamente próximos do esperado foi mantida. Para o teste não-paramétrico a hipótese nula foi aceita, ou seja, a mediana das amostras está estatisticamente igual ao valor nominal.

Tabela 5.2. P-valor para os testes estatísticos rodados das 300 amostras geradas para cada expoente, comparando as médias (caso paramétrico) e medianas (não-paramétrico) obtidas com o valor nominal.

α ideal	Teste T			Teste de Wilcoxon
	0,5	1,0	1,5	2,0
HO:	Média é			Mediana é
	0,503	1.024	1.503	1.989
P-valor (K-S)	0.163	0.051	0.088	0.030

5.2 RESULTADOS D/A

Neste t3pico s3o apresentados os resultados tanto referente a parte ideal do sistema D/A proposto, com as an3lises comparando os sinais ideais e as aproxima33es polinomiais utilizando as quatro bases ideais ponderadas, como tamb3m os resultados do sistema D/A referentes aos circuitos implementados. Logo depois foi realizada uma an3lise do sistema completo comparando o erro RMS obtido com o erro do sistema ideal proposto. Por fim, verificou-se o comportamento para ambos os casos, sistema ideal e implementado, de uma reconstru33o polinomial de um trecho de um sinal ECG j3 previamente filtrado. Comparou-se o resultado obtido com o necess3rio utilizando um conversor D/A s3ncrono e indicando a taxa de compress3o alcan3ada com o conversor D/A proposto nesse trabalho.

5.2.1 Resultado do sistema ideal

O primeiro teste realizado foi verificar as formas de ondas constru3das utilizando o m3todo de reconstru33o polinomial para os n expoentes. Construiu-se uma matriz com os coeficientes j3 indicados na Tabela 4.2, e utilizou-se desses coeficientes para ponderar as quatro formas de ondas bases ($x^2, x^1, x^{0.5}$ e $x^{0.25}$). Dessa forma, foram geradas as formas de ondas indicadas na Figura 5.6. Assim, pode-se comparar os sinais ideais com os obtidos usando o processo de aproxima33o polinomial (formas de ondas tracejadas).

Verificou-se tamb3m o erro relativo e o erro RMS ao comparar os dois sinais (polin3mio ideal e aproxima33o polinomial) para cada expoente. A Figura 5.7 apresenta dois casos espec3ficos, com α igual a 0.3 e 1.8. Visualmente a aproxima33o parece acompanhar perfeitamente mas ao aplicar as f3rmulas referentes ao erro relativo, indicadas na sess3o metodol3gica, pode-se verificar que os maiores erros na aproxima33o est3o no in3cio do sinal, no caso, no ponto de inflex3o. A medida que a forma de onda se aproximava do seu m3ximo o erro foi reduzido. Para verificar caso a caso, foram calculadas as medidas de erro para o n expoentes, indicada na Tabela 5.3.

Ao comparar o erro RMS entre a curva obtida e a original foi identificado que os erros eram inferiores a 1.414μ . Sendo que, foi poss3vel verificar que quanto mais perto dos expoentes bases os erros s3o menores. O caso onde ocorre os maiores erros foi justamente para os expoentes mais distantes das bases ($n = 1, 6$ e $1, 8$), que no caso s3o as bases x^1 e x^2 . Esses valores do erro RMS s3o re-utilizados na compara33o dos erros obtidos no t3pico referente aos resultados e erros encontrados no bloco do sistema implementado a n3vel de circuito. Nesse teste n3o houve diferen3a entre as bases j3 que foi um teste usando as 4 bases ideais e ponderando-as com os coeficientes. No entanto, vale ressaltar que para os testes com os circuitos ser3o encontradas diferen3as entre o sinal ideal das bases e os obtidos pelo sistema.

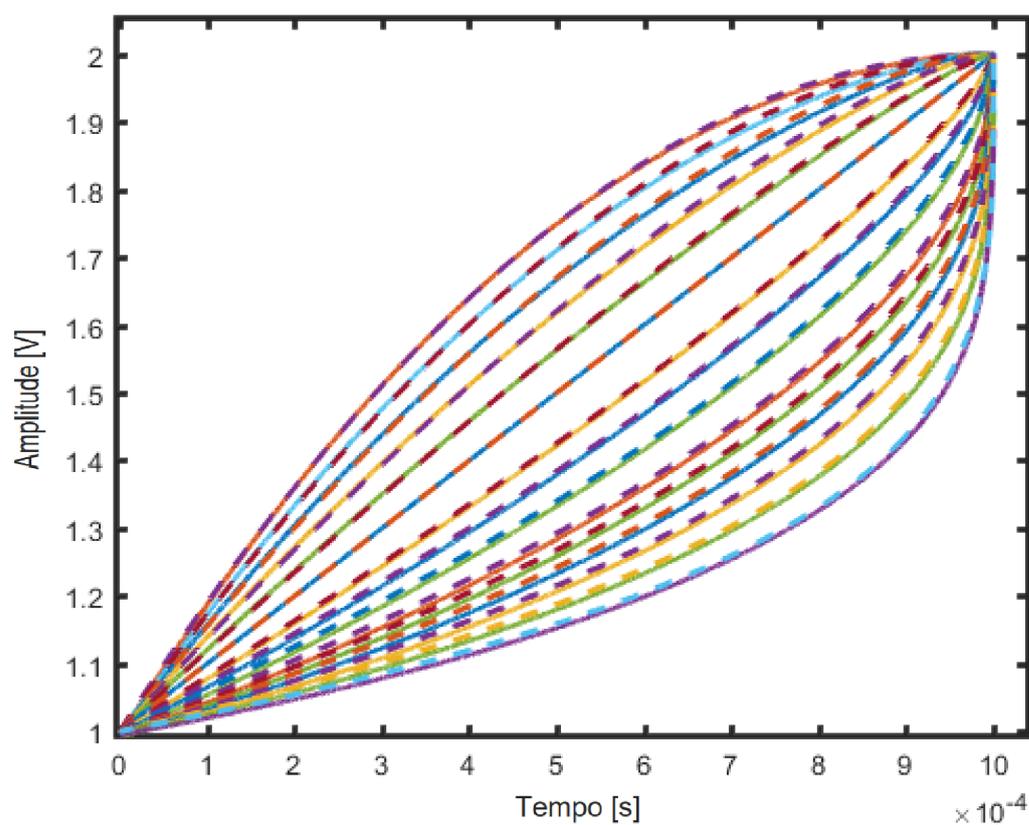


Figura 5.6. Expoentes de 2 a 0.25 ideais e os respectivos expoentes gerados pelas aproximações com os coeficientes ponderados(tracejado).

Tabela 5.3. Erro relativo máximo e erro RMS comparando cada polinômio com a respectiva aproximação.

Expoente n	Max erro relativo (%)	Erro RMS (μ)
0,30	7,867	0,197
0,35	7,990	0,280
0,40	5,494	0,176
0,45	2,567	0,049
0,60	3,113	0,132
0,70	3,832	0,279
0,80	3,066	0,240
1,20	2,038	0,421
1,40	3,105	1,228
1,60	3,008	1,413
1,80	1.900	0,670

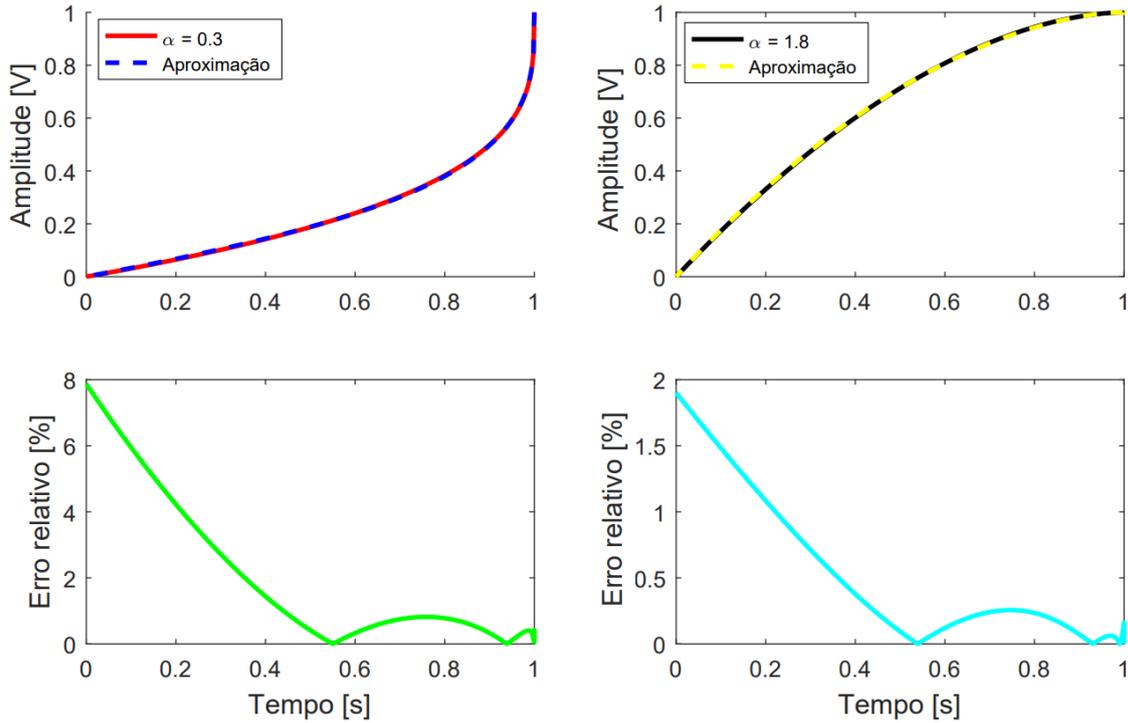


Figura 5.7. Formas de onda com expoentes de 0.3 e 1.8 ideais e os respectivos expoentes gerados pelas aproximações com os coeficientes ponderados(tracejado). Erro relativo de cada uma das aproximações

5.2.2 Resultados do sistema implementado

O primeiro teste foi realizado sem o ajuste de amplitude, apenas utilizando as quatro bases. Ao construir o bloco Expoente, indicado nas Figuras 7.3 e 7.4, foram testadas as 4 ondas bases comparando-as com suas respectivas ondas ideais, foram identificadas diferenças na morfologia das 3 bases, com exceção da base x , que era simplesmente uma rampa, Figura 7.3, que depende do valor de tensão referente a variável Tempo. Os erros encontrados nas bases perpetuaram ao gerar os n expoentes, gerando assim expoentes dispares.

No Capítulo 4 foi mencionado o procedimento para realizar o ajuste dos coeficientes para essa situação, nesse caso, seria necessário reajustar o expoente para essas 3 das bases que não se comportaram da forma esperada. Foram coletadas as formas de ondas dessas bases e os seus respectivos valores foram inseridos novamente na matriz (4.5), essas novas bases são indicadas agora pela seguinte notação: x_r^2 , x_r^5 e $x_r^{0.25}$. Foram então recalculados assim os novos valores dos coeficientes. Sendo necessário obter também as combinações para geração dos expoentes x^2 , $x^{0.5}$ e $x^{0.25}$, conforme indicado na Tabela 5.4.

Os erros RMS foram obtidos ao comparar as curvas geradas pelo sistema implementado a nível de circuito, ponderando as quatro bases com os novos coeficientes, com as

respectivas ondas ideais. Ao realizar o processo de calibração e ajuste, foram obtidas as ondas do circuito gerador de expoentes, indicadas na Figura 5.8. Do ponto de inflexão ao máximo foi inserido o tempo de $1ms$, e o mesmo intervalo de tempo do máximo ao outro ponto de inflexão, totalizando $2ms$.

Tabela 5.4. Coeficientes obtidos e o Error RMS dos expoentes gerados para cada os 16 expoentes n após o processo de ajuste e de inserção das novas bases.

n	coeficientes				Erro RMS do circuito (μ)
	a	b	c	d	
0.25	-0.012	-0.065	0.302	0.773	441.489
0.30	-0.004	-0.126	0.644	0.486	407.486
0.35	-0.008	-0.120	0.859	0.274	366.405
0.40	-0.018	-0.068	0.962	0.123	321.318
0.45	-0.031	0.015	0.998	0.017	275.057
0.50	-0.044	0.116	0.980	-0.053	229.802
0.60	-0.065	0.341	0.841	-0.119	147.916
0.70	-0.073	0.560	0.633	-0.122	82.507
0.80	-0.065	0.749	0.406	-0.092	35.986
1.00	0.000	1.000	0.000	0.000	0.002
1.20	0.116	1.080	-0.278	0.082	33.664
1.40	0.268	1.020	-0.419	0.134	125.619
1.60	0.440	0.856	-0.441	0.149	263.733
1.80	0.620	0.620	-0.372	0.135	437.042
2.00	0.801	0.340	-0.238	0.098	636.600

Podem ser observadas na Figura 5.8 as curvas geradas pelo circuito (sinal tracejado) próximas das ideais, onde o expoente varia de 2 a 0.25. Comparando com os valores calculados para os erros RMS da Tabela 5.4, os menores erros foram obtidos nas curvas próximas da rampa. Enquanto que os maiores erros foram encontrados nas curvas bases $x^{0.25}$ e x^2 . Foi verificado que os erros inseridos pela base $x^{0.25}$ são primeiramente, pela forma acentuada da curva, e também devido ao circuito correspondente por essa base gerarem alguns erros de ganho no ponto de máximo. Os circuitos das Figuras 7.5 e 7.6 foram os responsáveis pela geração das formas de ondas bases x_r^2 , x_r^5 e $x_r^{0.25}$. Essas formas de ondas ficaram semelhantes as ondas desejadas, no entanto, devido as não linearidades encontradas no projeto, as formas de onda não se assemelhavam as ondas ideais, gerando assim as novas bases e recalibrando o circuito, como já mencionado. No projeto do circuito utilizado na base $x_r^{0.25}$, Figura 7.6, reutilizava o sinal vindo da base $x_r^{0.25}$, por isso houve uma tentativa de aumentar o ganho nesse bloco pois nas transições rápidas, pontos de máximo dessa base, a base ficava com valor de amplitude menor que o necessário nesse projeto (no caso 2V).

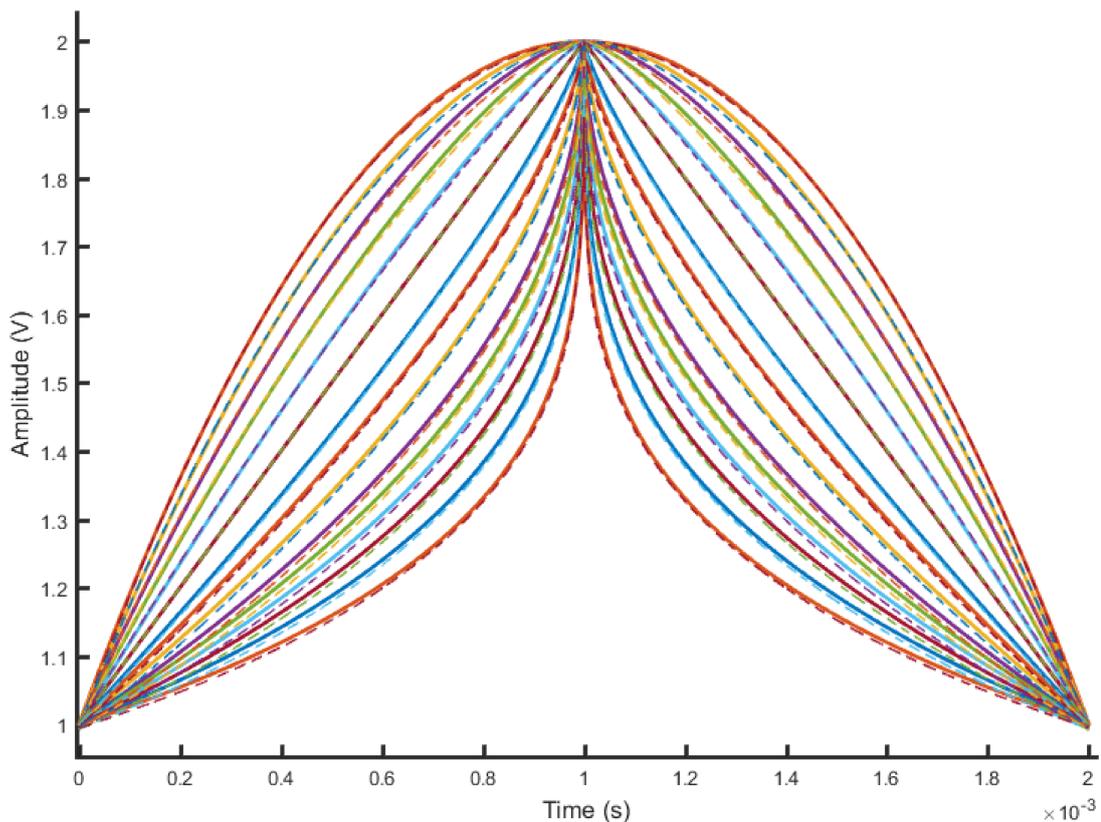


Figura 5.8. Expoentes de 2 a 0.25 ideais e os respectivos expoentes gerados pelo sistema(tracejado).

Os circuitos que selecionavam o valor do ganho para cada base, o Circuito ponderador, Figura 7.7, não apresentaram divergências no seu funcionamento, visto que são constituídos de portas lógicas digitais e a inserção de erros que esse bloco foi responsável foram basicamente os *glitches*, que são os picos entre amostras, devido ao chaveamento. Um dos problemas encontrados na topologia projetada era para essas situações de transição, que geravam picos enormes, no caso, quando todas as chaves estavam abertas a resistência seria infinita (circuito aberto), que geravam ganhos infinitos. Isso foi resolvido com uma lógica de chaveamento que jogava o sinal para zero caso estivesse durante uma transição. Como havia as capacitâncias de saída do circuito o sinal mantinha o seu valor anterior, e não eram inseridos ganhos tão elevados como anteriormente. A mesma lógica se aplicou no chaveamento dos outros blocos seguintes, no caso, o Circuito inversor, Figura 7.8, que invertem o sinal no caso do coeficiente ser negativo.

Verificado o funcionamento do bloco Expoente, o próximo passo foi analisar o bloco Ajuste de amplitudes, Figura 7.9. Esse bloco foi responsável por realizar a operação indicada na Equação 4.9, onde, foram necessários dois blocos principais, o bloco Diferença, Figura 7.10, e o bloco Multiplicador, Figura 7.11. Como as tensões de amplitude, a atual e

a próxima, que são necessária para o processo de reconstrução em cada período, estão em unidades de tensão, foi realizado o bloco Diferença com amplificadores operacionais em topologia subtrator. A saída, ainda em tensão, foi convertida em corrente e multiplicada juntamente com o sinal que vem do bloco Expoente. Depois foi realizado um ajuste com alguns blocos de ganho e o sinal foi reconstruído ajustando as amplitudes das formas de onda já construídas anteriormente.

Os testes realizados no bloco Ajuste de amplitude foram iniciados a partir de variações em alguns parâmetros do sistema. Foi fixada a tensão inicial do sinal em 1V, enquanto que a tensão final (V_2) era testada em diversas situações. A Figura 5.9 apresenta o resultado para a variação do número de bits da tensão referente ao ajuste de amplitude para o expoente igual a 1.8. Desejava-se um tensão V_2 , a tensão final do respectivo período de reconstrução, igual a 1.5V. Foi verificado que para 12 e 16 bits o valor de ajuste era próximo. Os erros no valor estão ligados as imperfeições dos circuitos, mas mesmo assim a diferença entre o valor desejado e o obtido foi de 0.006V. Como esperado o pior erro foi para uma baixa resolução, 4bits, que no caso, inseriu erros relacionados a resolução e não somente ao *offset* como nas outras resoluções maiores.

O mesmo teste pode ser observado na Figura 5.10, mas nesse caso realizada uma análise transiente do efeito da resolução na reconstrução do sinal. Nesse teste foi verificada a reconstrução do sinal e o seu ajuste de amplitude para um expoente igual a 1, uma rampa. Para a resolução de 4 bits o erro foi de 0.103V, para $N=8$ bits o erro foi igual a 0.013V e nas resoluções a partir de 12 bits o erro foi de 0.004V, que são relacionados ao *offset* do sistema, sem depender mais dos efeitos da resolução.

Ainda verificando os efeitos da resolução no ajuste de amplitude foi realizado um teste variando o expoente, para verificar as diferenças inseridas para cada polinômio reconstruído, Figura 5.11. Mesmo para diferentes resoluções o comportamento foi similar indicando que há um erro de *offset* vinculado a forma de onda. Isso acontece porque no ponto de máximo/mínimo dos sinais houve uma diferença no valor para cada expoente, onde deveriam apresentar um valor de $2/1V$ havia uma pequena diferença gerada pelas não linearidades dos circuitos, o que acabou sendo propagado no bloco seguinte, o de ajuste da amplitude. Para resoluções acima de 4 bits e expoentes inferiores a 1 o valor da amplitude que deveria ser igual a 1.5V acabou sendo menor, com um erro máximo de 0.025V. Para expoentes acima de 1, o valor que deveria ser 1.5V apresentou o mesmo erro, só que neste caso acima do valor esperado. Como já mencionado, os expoentes próximos a 0.25, nos pontos de máximo/mínimo, apresentaram uma transição muito abrupta e acabou não alcançado o valor projetado de 2V (no caso de um máximo) e 1V (no caso de um mínimo).

Outra análise para verificar o bloco Ajuste de amplitude varreu o parâmetro de tensão.

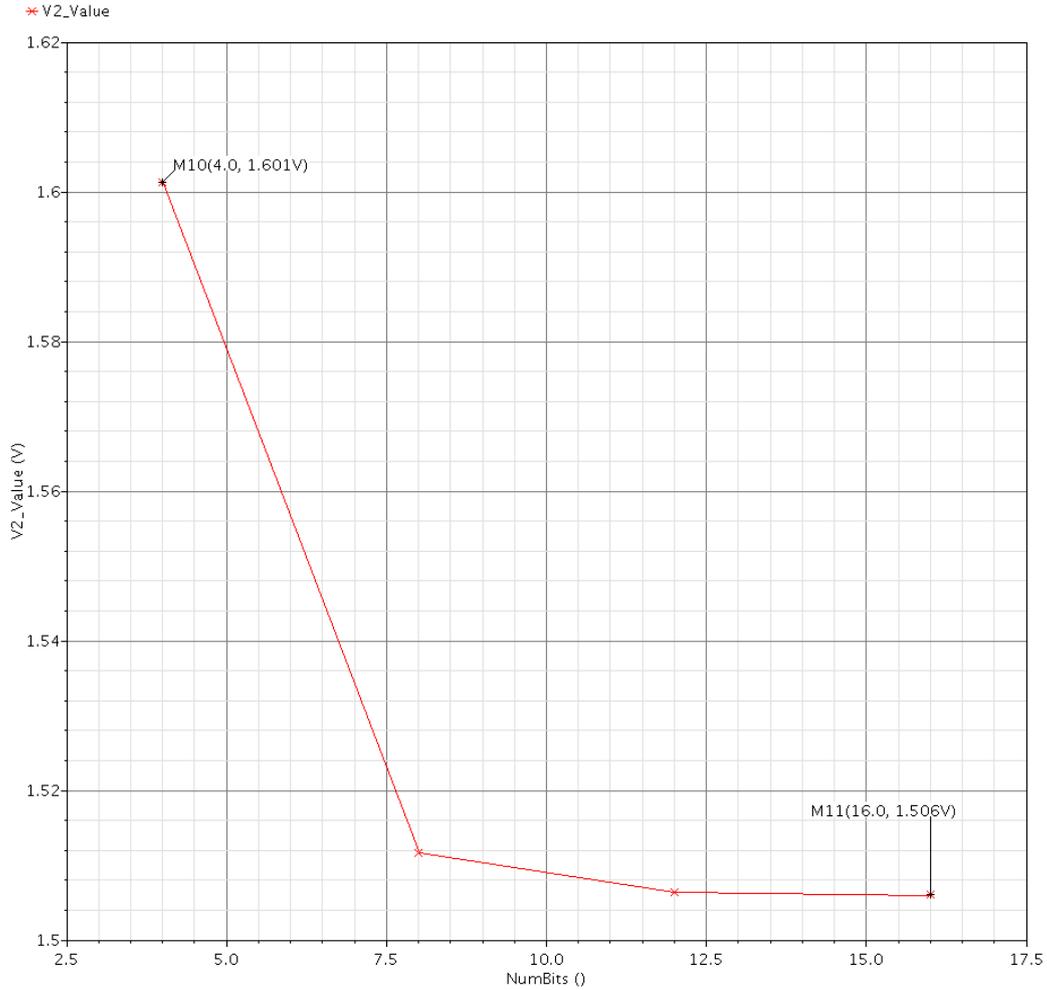


Figura 5.9. Verificando a saída do bloco de ajuste de amplitude ao varrer o parâmetro de resolução.

Fixou a tensão inicial em 1V e variou a tensão final de 0 a 2.5V. Esse teste foi realizado para um expoente de 1.8. Pode-se observar os resultados apresentados na Figura 5.12, onde, para valores finais menores que o inicial o sistema realizou a reconstrução de um ponto máximo para uma inflexão. Observando os pontos de tensão V2 (tensão final) maiores que o valor de 1V, referente a V1 (tensão inicial), foram reconstruídos sinais do ponto de inflexão a um ponto de máximo, conforme o esperado. Os erros máximos e mínimos se repetiram na mesma magnitude da última análise, em 0.025V.

Em busca de uma compreensão melhor desse efeito, foi verificada a mesma variação da tensão final a ser ajustada, de 0 a 2.5V, primeiro para um caso específico do expoente, igual a 1.8, Figura 5.13. Sendo assim possível verificar os pontos de linearidade entre o valor obtido e o desejado. Além disso, foi realizada a diferença entre esses dois valores, indicando os pontos de saída com menores erros, uma faixa de 0.5V a 1.5V. Após esse teste, foi realizada uma análise para todos os n expoentes.

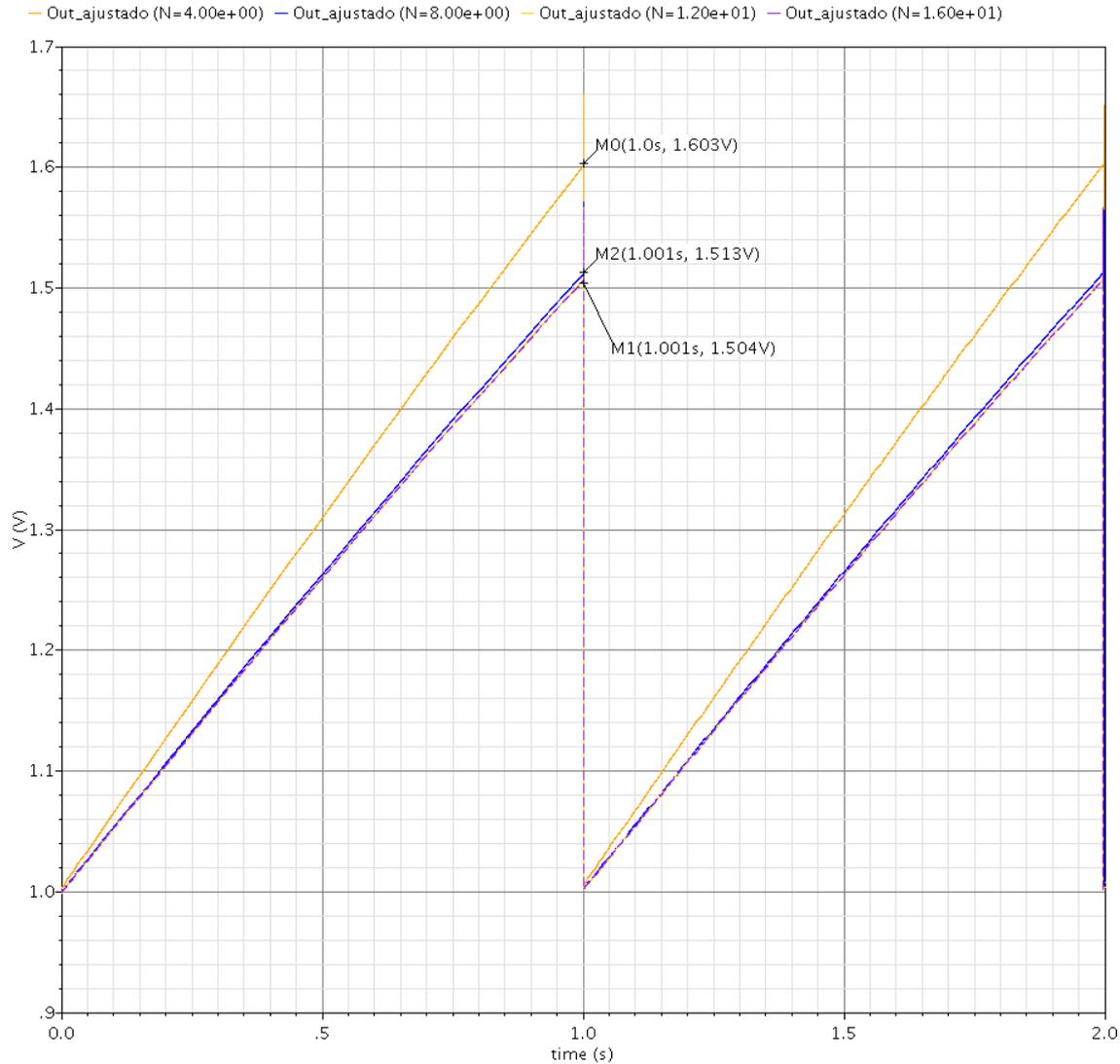


Figura 5.10. Variando a resolução do D/A no ajuste de amplitude. $N = 4, 8, 12$ e 16 bits. Resposta transiente do bloco de ajuste de amplitude para uma rampa de 1V a 1.5V para as quatro resoluções.

A Figura 5.14 apresenta o resultado dessa variação na amplitude final V_2 em função do valor obtido no sistema. Realizando assim uma reta, onde, a curva que apresentar o coeficiente angular próximo de 1 e o coeficiente linear próximo de 0, apresentou o menor erro. Observando a curva obtida, os piores casos são para os expoentes de 0.25 e 2.0. Esse resultado reitera os resultados obtidos anteriormente na Tabela 5.4, ou seja, esse erro vem desde o bloco do Expoente, e está sendo repassado na hora do ajuste da amplitude. Foram escolhidos três casos ao analisar essas retas, os 2 piores, com V_2 igual a 0 e 2.5V, e o melhor resultados entre os testados, $V_2 = 1.11V$. Foi realizada a diferença entre o valor obtido e o valor desejado no ajuste de amplitude, só que agora, em função dos expoentes, Figura 5.15. Dessa forma, analisando essas duas últimas figuras, percebe-se que há um péssimo resultado para ajustes onde a tensão final seja menor que 0.5V e maior que 1.5V.

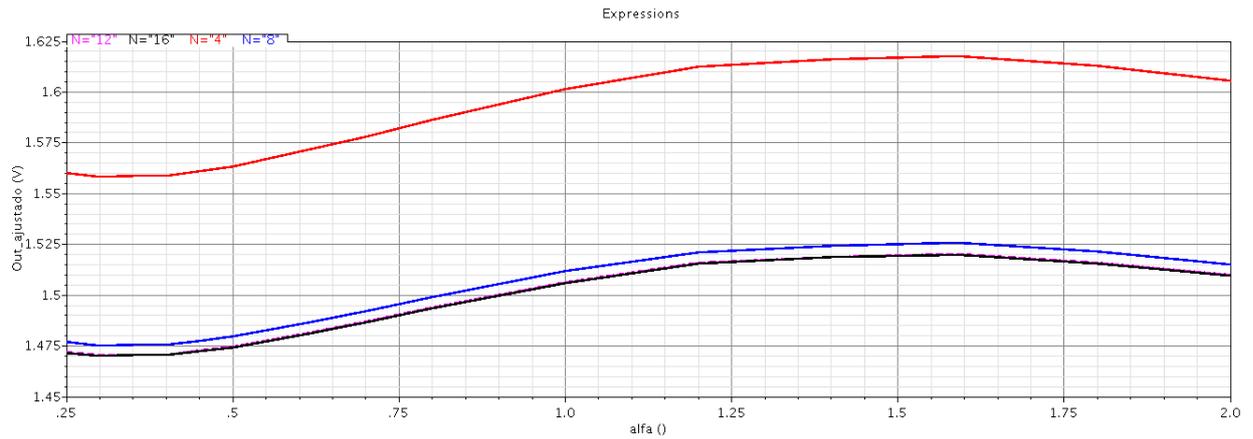


Figura 5.11. Verificando o valor final da amplitude do bloco ajuste de amplitude ($V_{out\ ideal} = 1.5V$) variando o valor do expoente n e o número de bits N .

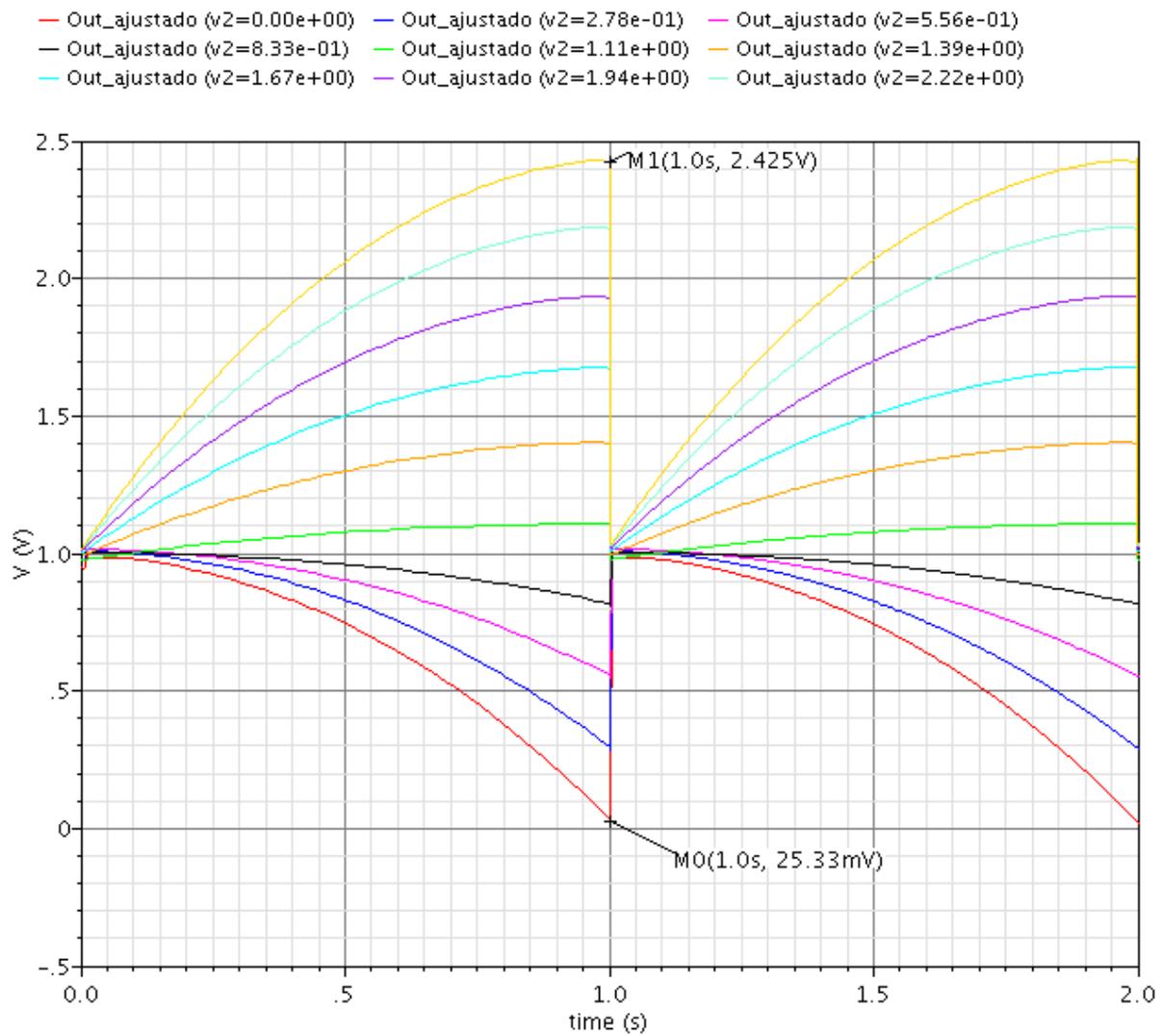


Figura 5.12. Resposta transiente ao variar o ajuste de amplitude de 0 a 2.5V.

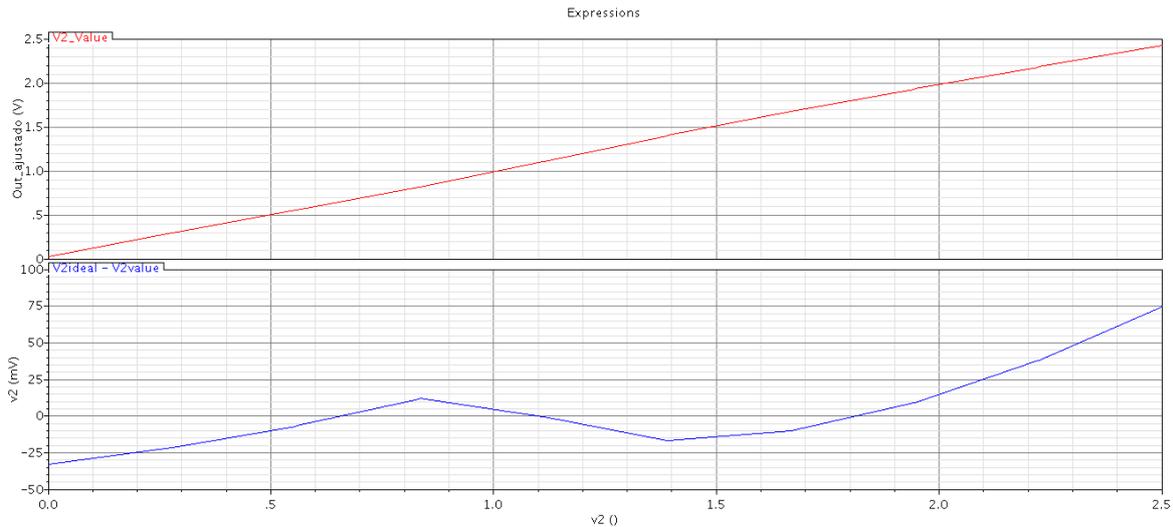


Figura 5.13. Variando o valor do ajuste de amplitude de 0 a 2.5V para um caso específico de expoente $n = 1.8$. Primeira forma de onda indica visualmente os pontos onde o sistema apresenta uma maior linearidade entre o valor ideal e o resultado da amplitude ajustada. A segunda forma de onda apresenta a diferença entre o valor ideal e o obtido no circuito.

Criando assim uma limitação nessa solução apresentada em termos da excursão do valor de tensão da saída.

Após verificar os blocos do sistema, suas limitações e os erros inseridos, o outro teste realizado tinha por finalidade a reconstrução de um sinal prático e comumente utilizado, o sinal de ECG. Foram realizados dois testes, um reconstruindo o sinal com o sistema ideal, Figura 5.16, e outro utilizando o sistema implementado a nível de circuito, Figura 5.17. Na análise ideal foi utilizado um trecho menor do sinal, focando no complexo PQRST. Os erros já mencionados anteriormente, referente ao bloco de ajuste de amplitude podem ser verificados na Figura 5.17. Foi possível ver que para amplitudes próximas a 1V o erro de *offset* foi bem inferior para casos como por exemplo abaixo de 0.5V, que apresentam erros visíveis. Os picos entre amostras são referentes ao chaveamento do sistema, como já explicado anteriormente.

Na Figura 5.16 foi realizada uma reconstrução de um sinal ECG utilizando as 4 bases ideais e os expoentes gerados por meio dos coeficientes ponderados. O ajuste de amplitude foi feito utilizando a mesma lógica que implementada no circuito e já mencionada na proposta do sistema, no entanto, a conta foi realizada idealmente, a nível de sistema. Nessa situação, não ocorrem os erros de *offset* vistos no sistema implementado a nível de circuito. A reconstrução realizada utilizou de 16 pontos nesse janelamento, ou seja, foram 15 intervalos, e cada intervalo apresentou 4 amostras no processo de reconstrução. Sendo assim, foram necessárias 60 informações para reconstruir esse trecho do sinal. Usualmente, para esse sinal, seria utilizado um conversor com uma taxa de 2KS/s, respeitando a taxa

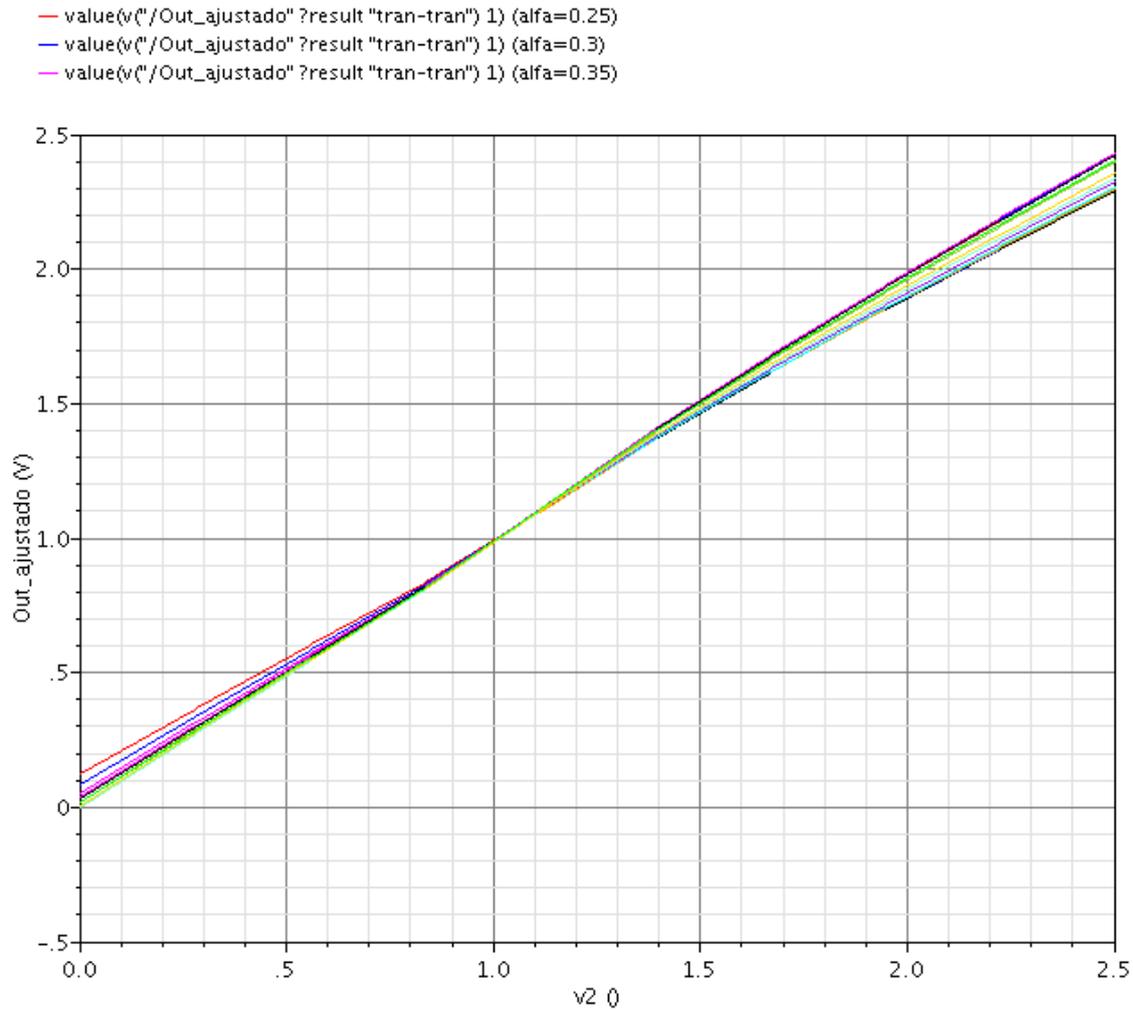


Figura 5.14. Verificando o erro do ajuste de amplitude realizando uma varredura na amplitude desejada em resposta do ajuste obtido para os n expoentes.

de *Nyquist*. Com essa amostragem, seria necessário um total de 1220 amostras nesse intervalo para a reconstrução desse sinal. Ou seja, houve uma redução de 95.08% no número de amostras nesse processo. Ao menos no sistema ideal, a resolução foi mantida durante a reconstrução. Dessa forma, é necessário verificar futuramente uma melhor solução para realizar um ajuste de amplitude no sistema a nível de circuito. Alguns dos resultados apresentados neste trabalho foram publicados na *19th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)* (Mattos *et al.*, 2021).

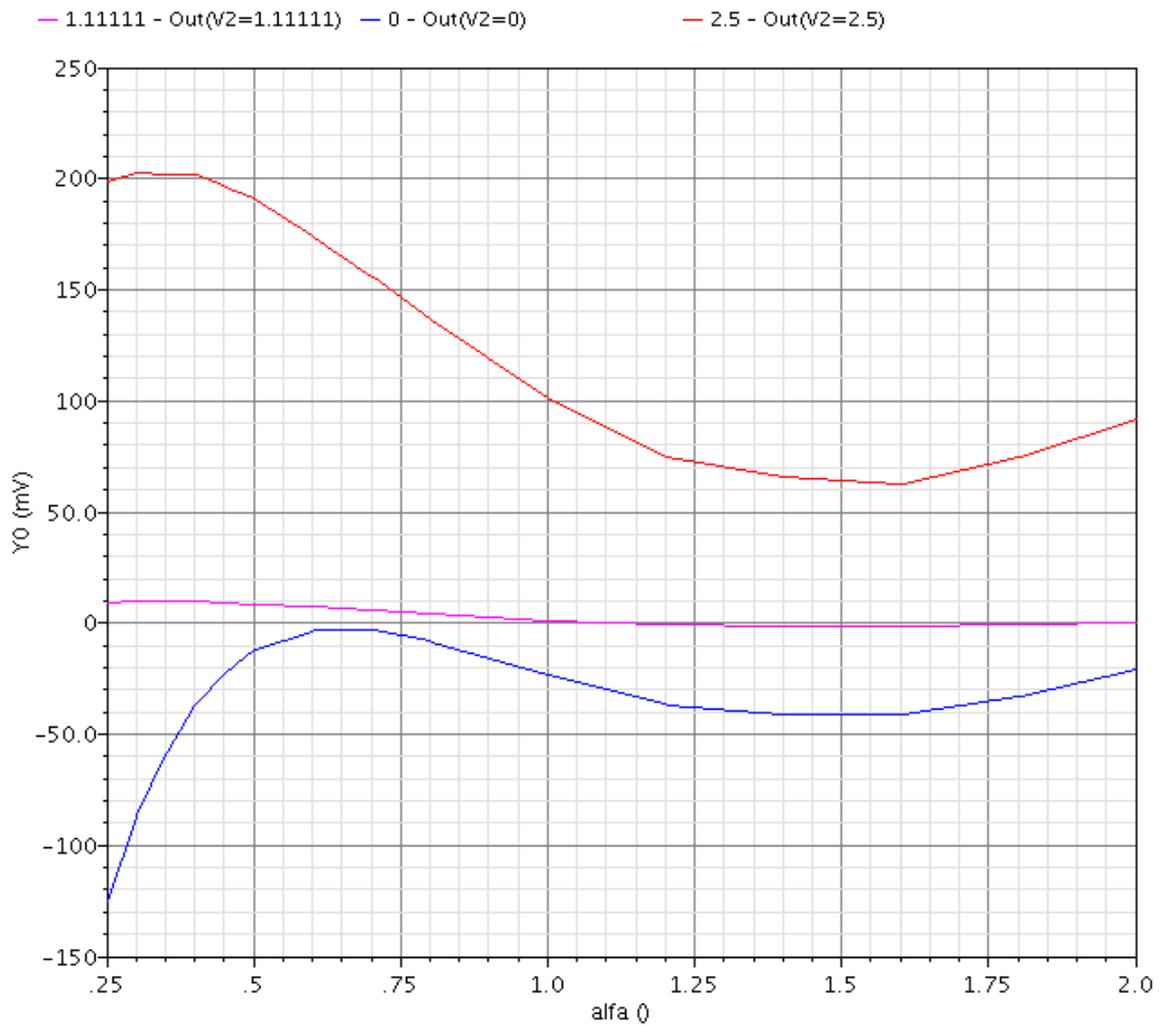


Figura 5.15. Verificando o erro do ajuste de amplitude ao variar o expoente *Lipschitz*. Verificando os erros extremos, $V2 = 2.5$ e 0 V, e o erro mínimo $V2 = 1.1$, em função do expoente n .

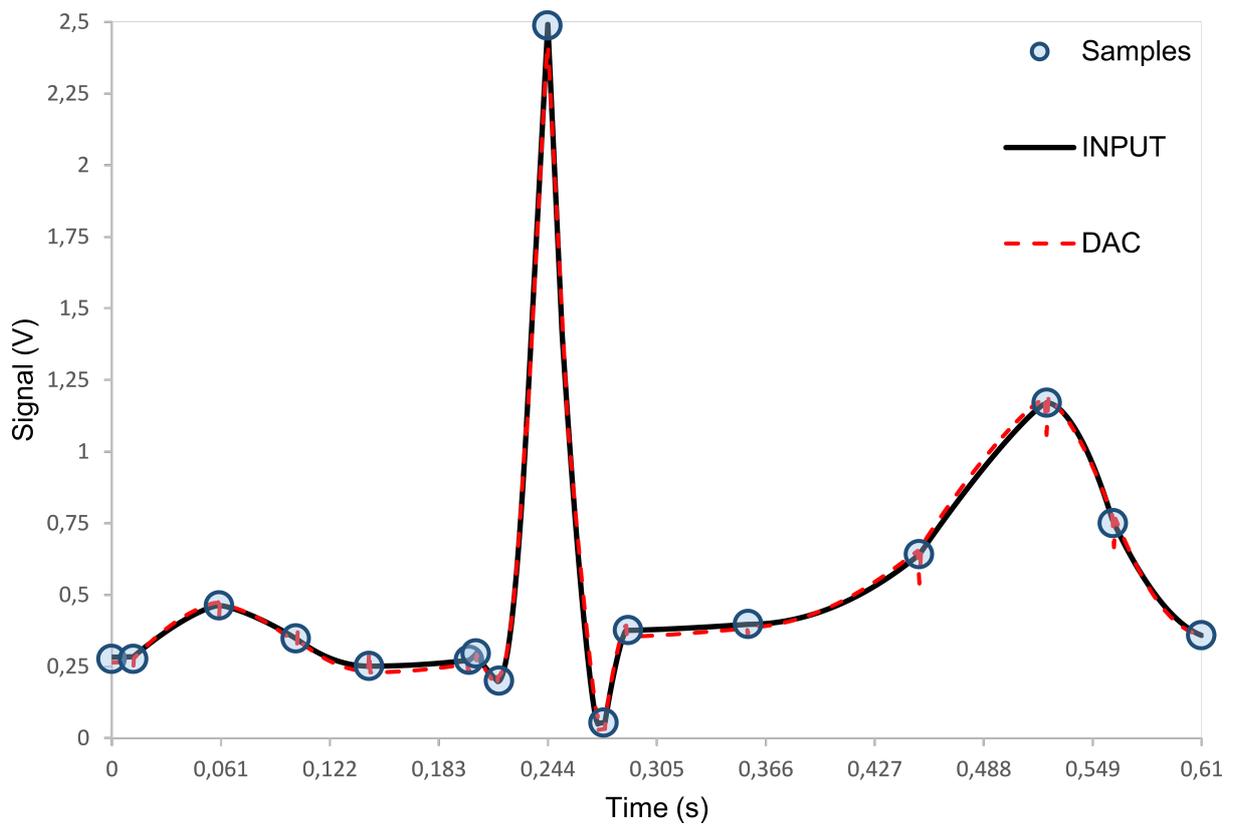


Figura 5.16. Reconstrução do complexo PQRST particionando o sinal em 15 intervalos de tempo utilizando o sistema D/A ideal com a reconstrução sendo efetuada com as 4 bases e os polinômios ponderados.

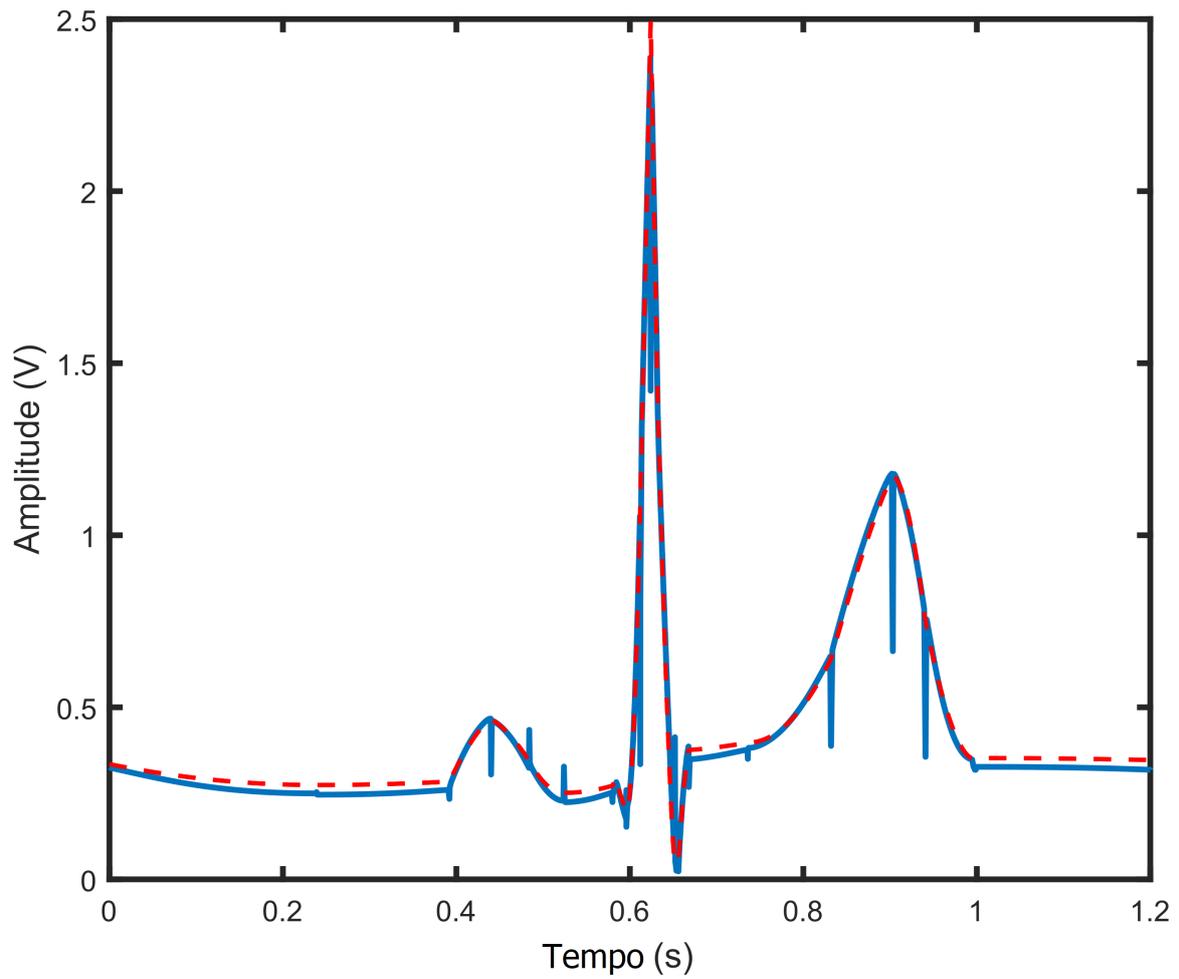


Figura 5.17. Reconstrução do complexo PQRST amostrado em 18 intervalos de tempo utilizando o sistema D/A polinomial a nível de circuito.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou uma análise conjunta de dois sistemas, um conversor A/D que já havia sido apresentado por pesquisadores sob orientação do Prof. Dr. Sandro Haddad, e um conversor D/A dedicado que utiliza as saídas do A/D como suas entradas para realizar a reconstrução dos sinais por um método de aproximação polinomial. Os primeiros testes realizados neste trabalho foram referentes a robustez do sistema A/D e os ajustes dos circuitos para a obtenção dos valores necessários para o sistema D/A proposto.

Os circuitos de detecção da morfologia do sinal do conversor A/D foram capazes de obter valores próximos aos desejados. As amostras referentes a esses valores foram obtidas ao simular variações do sistema com relação ao processo, a temperatura e a alimentação (PVT - Process, Voltage, Temperature). O sistema foi capaz de calcular expoentes próximos aos valores nominais, obtidos em situações típicas (sem variação PVT). Testes estatísticos foram realizados para validar os valores obtidos. O resultado apresentou um p valor maior que alfa, indicando assim que mesmo com as variações apresentadas, o sistema ainda obteve um valor de expoente estatisticamente igual ao valor nominal.

Foi apresentada uma nova topologia para um conversor D/A, dedicado ao conversor A/D *Wavelet*, utilizando um novo método de reconstrução do sinal por aproximação polinomial. O método proposto foi baseado nas informações de amplitude, intervalo de tempo e valor do expoente. Essas informações são extraídas do conversor A/D que já efetua o processamento do sinal necessário. Ao combinar quatro ondas base, foram gerados 16 expoentes de *Lipschitz*. A partir dos resultados da simulação, observando apenas as saídas do bloco gerador de expoente, o circuito apresentou uma alta precisão, com um erro RMS inferior a $636 \mu V$. Já os resultados referentes ao bloco de ajuste de amplitude apresentaram erros de magnitude alta (0.025V). Esses erros fizeram com que o sinal reconstruído apresentasse *offsets* entre cada ponto utilizado na reconstrução.

A ideia geral deste trabalho foi utilizar uma reconstrução por meio da detecção da morfologia do sinal e de um método que efetua uma aproximação polinomial, reduzindo consideravelmente a taxa de amostragem do conversor D/A. O sistema D/A foi também validado utilizando a reconstrução de um sinal de ECG. A taxa de amostragem do sistema

proposto neste trabalho apresentou uma redução de 95,08% em relação a um conversor D/A de taxa de amostragem linear Nyquist.

O processo de amostragem adaptativa, juntamente com o sistema de detecção do expoente, podem ser utilizados na redução do número de amostras necessárias no processo de reconstrução de sinais. Mesmo com os erros de *offset* inseridos no sinal reconstruído, a morfologia e o comportamento do sinal no tempo foram mantidos. Visando a melhoria do sistema proposto quanto a resolução, seria necessário aprimorar o bloco do ajuste de amplitudes, ou ainda, os circuitos que geram as 4 bases. A redução desses erros deixaria o sistema com uma resolução ainda maior. Já que o número de amostras de um conversor é diretamente proporcional ao consumo de potência, a redução no número de amostras diminui a potência consumida. Dessa forma, as intervenções cirúrgicas necessárias para a alimentação dos dispositivos implantáveis podem ser drasticamente reduzidas ao utilizar o sistema proposto. Além da redução de consumo de potência, esse sistema também reduz o consumo de dados devido ao fato de utilizar do *Lipschitz* para comprimir o número de informações necessárias e realizar uma reconstrução polinomial do sinal.

LISTA DE REFERÊNCIAS

- Assumpção, A. C., dos Santos Galvao Filho, S., de Melo, C. S., Neto, C. M. C., Poncio, V. A., e Tatora, A. P. F. (2016). Algumas observações sobre a estimulação cardíaca no brasil entre 2000 e 2014: 25 anos do rbm-registro brasileiro de marcapassos, desfibriladores e ressinchronizadores cardíacos. *JOURNAL OF CARDIAC ARRHYTHMIAS*, 29(1):3–11.
- Baker, R. J. (2008). *CMOS: circuit design, layout, and simulation*, volume 1. John Wiley & Sons.
- Commons, W. (2020). Nervous system diagram-la.svg — wikimedia commons, the free media repository. url=https://commons.wikimedia.org/wiki/File:TE-Nervous_system_diagram-la.svg. Acessado em 07-01-2020.
- DATASUS (2020). Tecnologia da informação a serviço do sus. url=<http://tabnet.datasus.gov.br/cgi/tabcgi.exe?sih/cnv/qiuf.def>. Acessado em 15-03-2020.
- Haar, A. (1910). On the theory of orthogonal function systems. *Mathematische Annalen*, 69(3):331–371.
- Haddad, S. A. P. e Serdijn, W. A. (2009). *Ultra low-power biomedical signal processing: an analog wavelet filter approach for pacemakers*. Springer Science & Business Media.
- Haykin, S. e Moher, M. (2009). *Introdução aos sistemas de comunicação*. Bookman Editora.
- Hou, Y., Qu, J., Tian, Z., Atef, M., Yousef, K., Lian, Y., e Wang, G. (2018). A 61-nw level-crossing adc with adaptive sampling for biomedical applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, páginas 1–1.
- Johns, D. A. e Martin, K. (1997). *Analog integrated circuit design*. John Wiley & Sons.
- Kateb, D. e Drouiche, K. (1993). The stromberg wavelet and the franklin system. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(12):3562–3566.
- Kester, W. A. (2005). *Data conversion handbook*. Newnes.

- Kim, H., Kim, S., Helleputte, N. V., Artes, A., Konijnenburg, M., Huisken, J., Hoof, C. V., e Yazicioglu, R. F. (2014). A configurable and low-power mixed signal soc for portable ecg monitoring applications. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 8(2):257–267.
- Kook, S., Choi, H. W., e Chatterjee, A. (2012). Low-resolution dac-driven linearity testing of higher resolution adcs using polynomial fitting measurements. *IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems*, 21(3):454–464.
- Mallat, S. (1999). *A wavelet tour of signal processing*. Academic press.
- Martins, I. F., de Medeiros, J. E. G., de Andrade, J. A. A., e Haddad, S. A. P. (2017). A novel wavelet-based analog-to-digital converter. In *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, páginas 1–4.
- Mattos, G. A., Toledo, Y. C. R., e Haddad, S. A. P. (2021). Polynomial digital-to-analogic converter. In *2021 19th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, páginas 1–4.
- Nyquist, H. (1928). Certain topics in telegraph transmission theory. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 47(2):617–644.
- Pachón-Mateos, J. C., Pereira, W. L., Junior, W. D. B., Mateos, J. C. P., Mateo, E. I. P., Vargas, R. N. A., Pachón, C. T. C., e Gomes, W. J. (2013). Rbm-registro brasileiro de marcapassos, resincronizadores e desfibriladores. *JOURNAL OF CARDIAC ARRHYTHMIAS*, 26(1):39–49.
- Razavi, B. (1995). *Principles of data conversion system design*, volume 126. IEEE press New York.
- Shannon, C. E. (1949). Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1):10–21.
- Tian, Z., Ying, R., Liu, P., Wang, G., e Lian, Y. (2016). A low power level-crossing adc for wearable wireless ecg sensors. In *2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, páginas 3543–3546. IEEE.
- Traff, H. (1992). Novel approach to high speed cmos current comparators. *Electronics letters*, 28(3):310–312.
- Valimaki, V., Nam, J., Smith, J. O., e Abel, J. S. (2009). Alias-suppressed oscillators based on differentiated polynomial waveforms. *IEEE Transactions on audio, speech, and language processing*, 18(4):786–798.

- Yang, Y., Zhou, J., Liu, X., Cheong, J. H., e Goh, W. L. (2016). A 151-nw adaptive delta-sampling adc for ultra-low power sensing applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 63(7):638–642.
- Zhu, Y., Zuegel, J. D., Marciante, J. R., e Wu, H. (2008). A 10.9 gs/s, 64 taps distributed waveform generator with dac-assisted current-steering pulse generators in 0.18 μm digital cmos. In *2008 IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, páginas 13–16. IEEE.

Parte I

Anexos

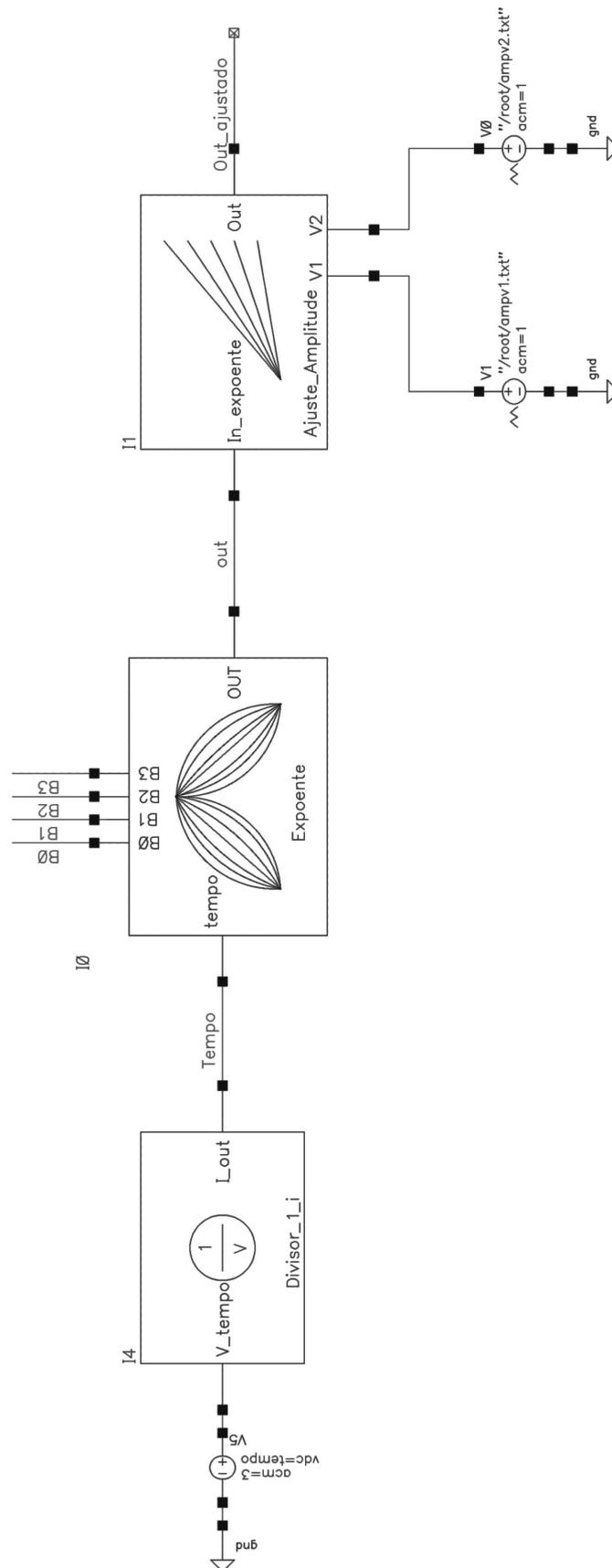


Figura 7.1. Sistema completo com os blocos Divisor, Expoente e Ajuste de amplitude.

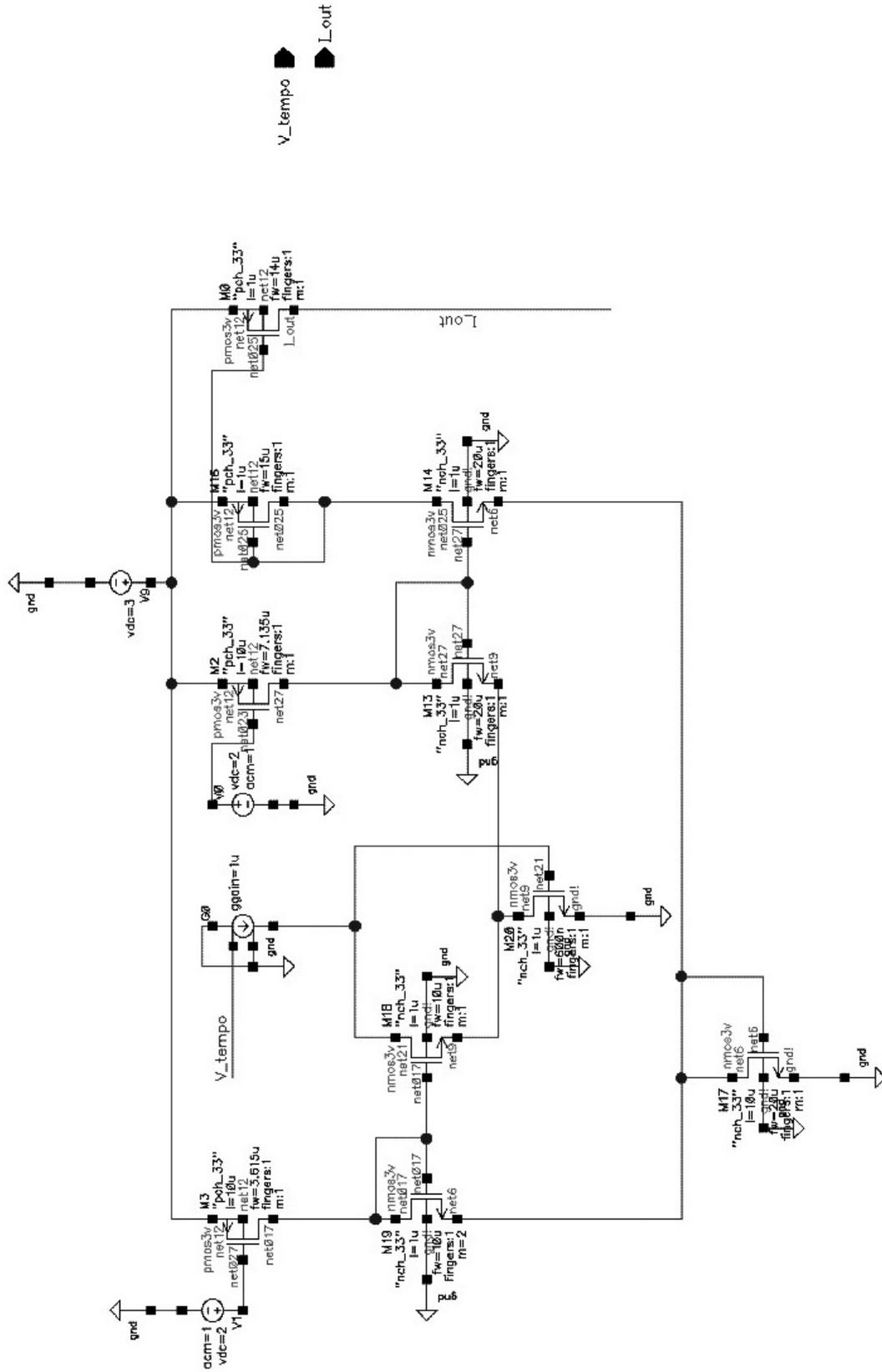


Figura 7.2. Circuito divisor de corrente para calcular o inverso do tempo. Entrada com valor do Tempo em tensão, converte em corrente com um ganho de 1u e realiza a operação de divisão ($1/Corrente$).

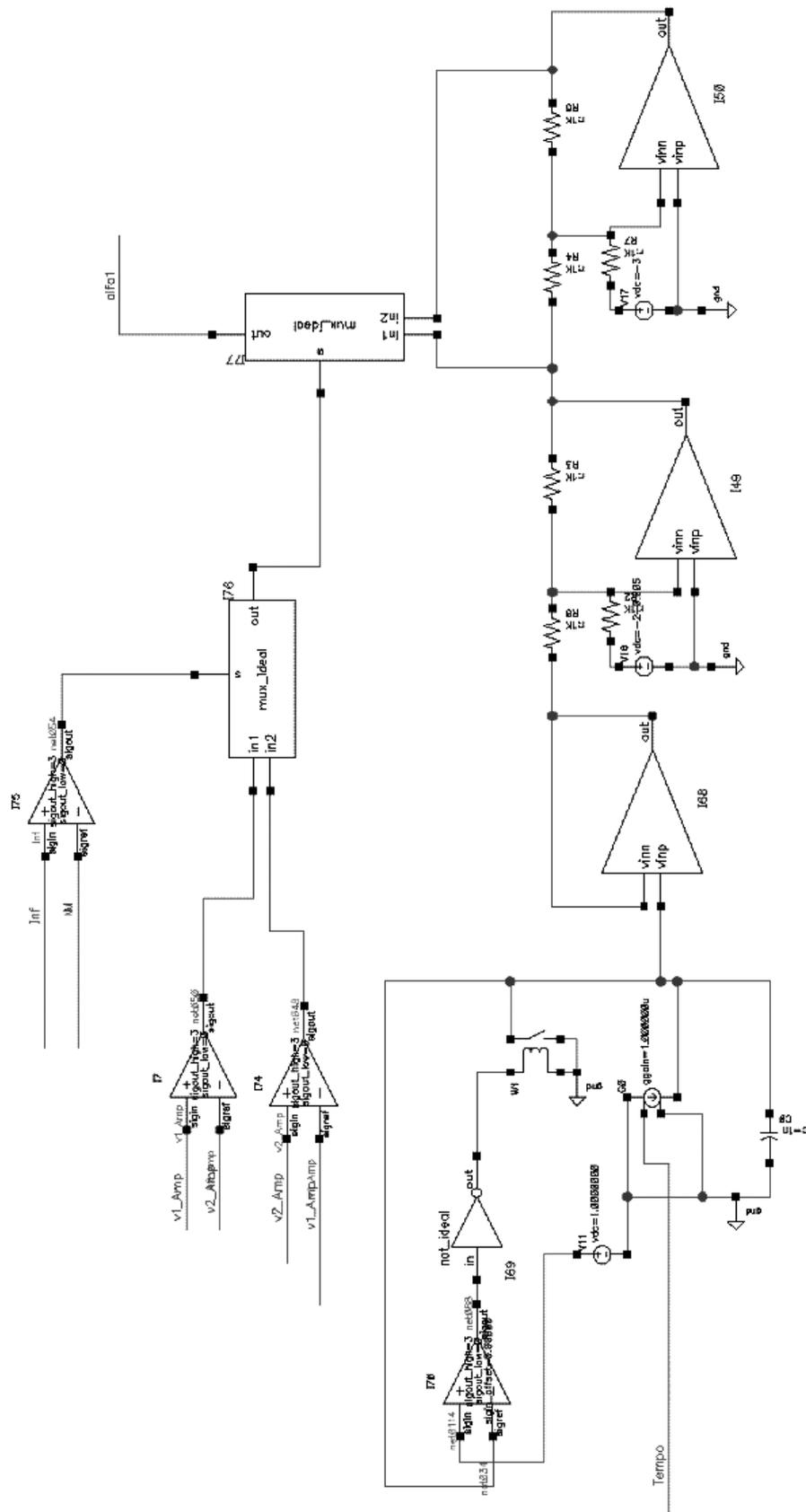


Figura 7.3. Bloco Expoentes - parte 1. Circuito gerador de Rampa.

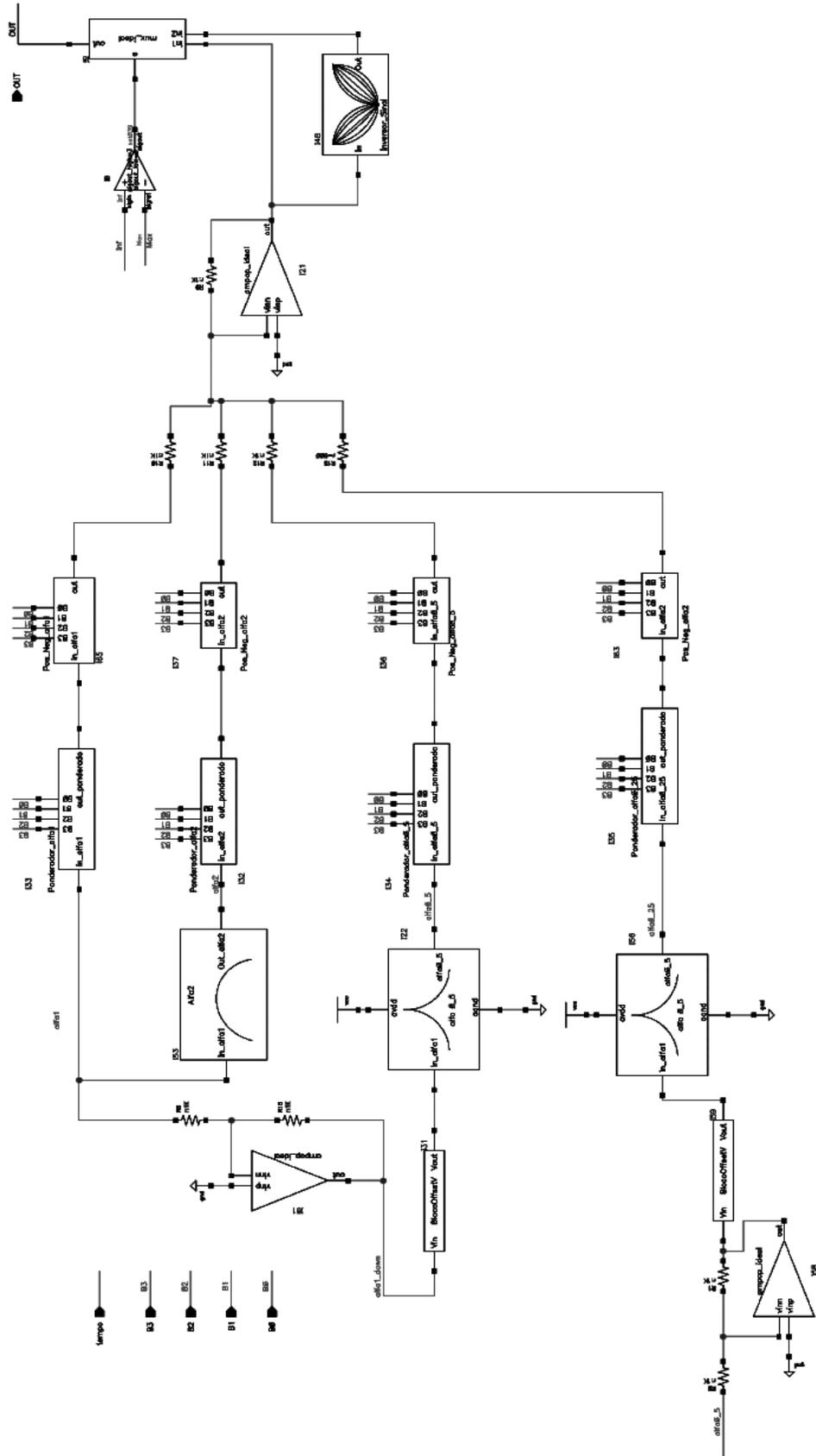


Figura 7.4. Bloco Expoentes - parte 2. Blocos x^2 , $x^{0.5}$, $x^{0.25}$, ponderadores para cada base, inversores para coeficientes negativos, somador e inversor para o caso Inflexão-Mínimo e Mínimo-Inflexão.

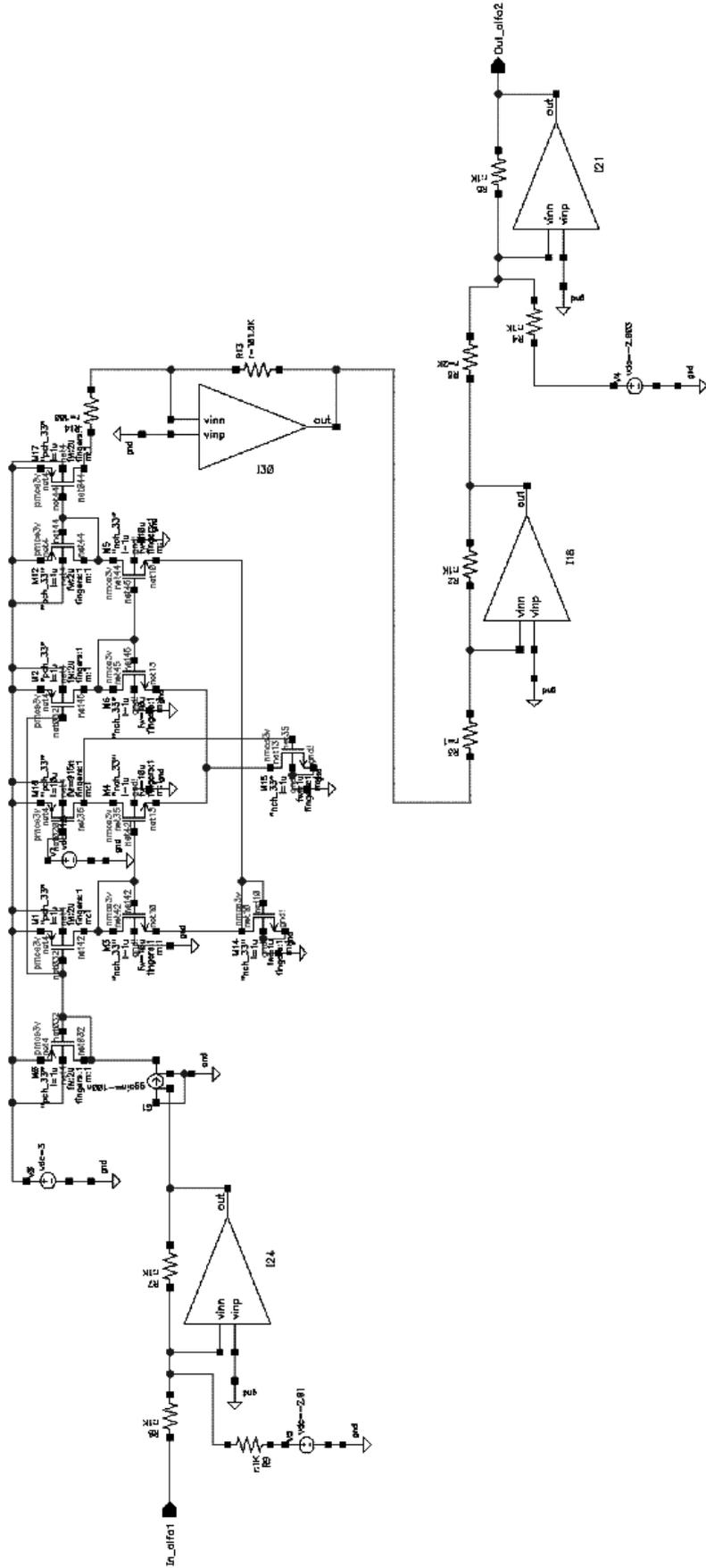


Figura 7.5. Bloco Expoentes - Circuito do sinal quadrático.

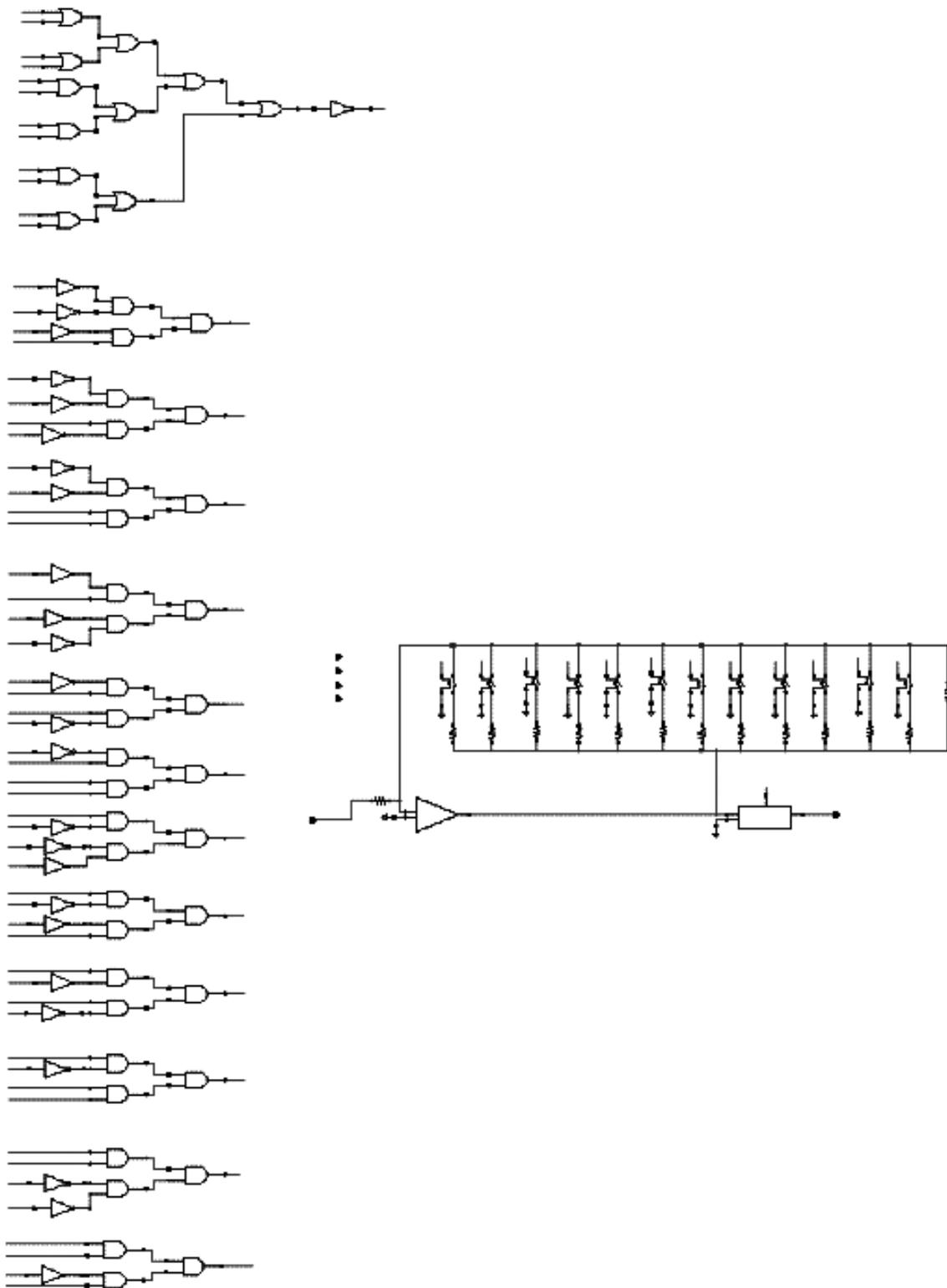


Figura 7.7. Bloco Expoentes - Circuito ponderador da base x^1 , de acordo com a palavra digital do *Lipschitz* seleciona o valor de ganho relacionado ao respectivo coeficiente para formar o sinal com expoente n .

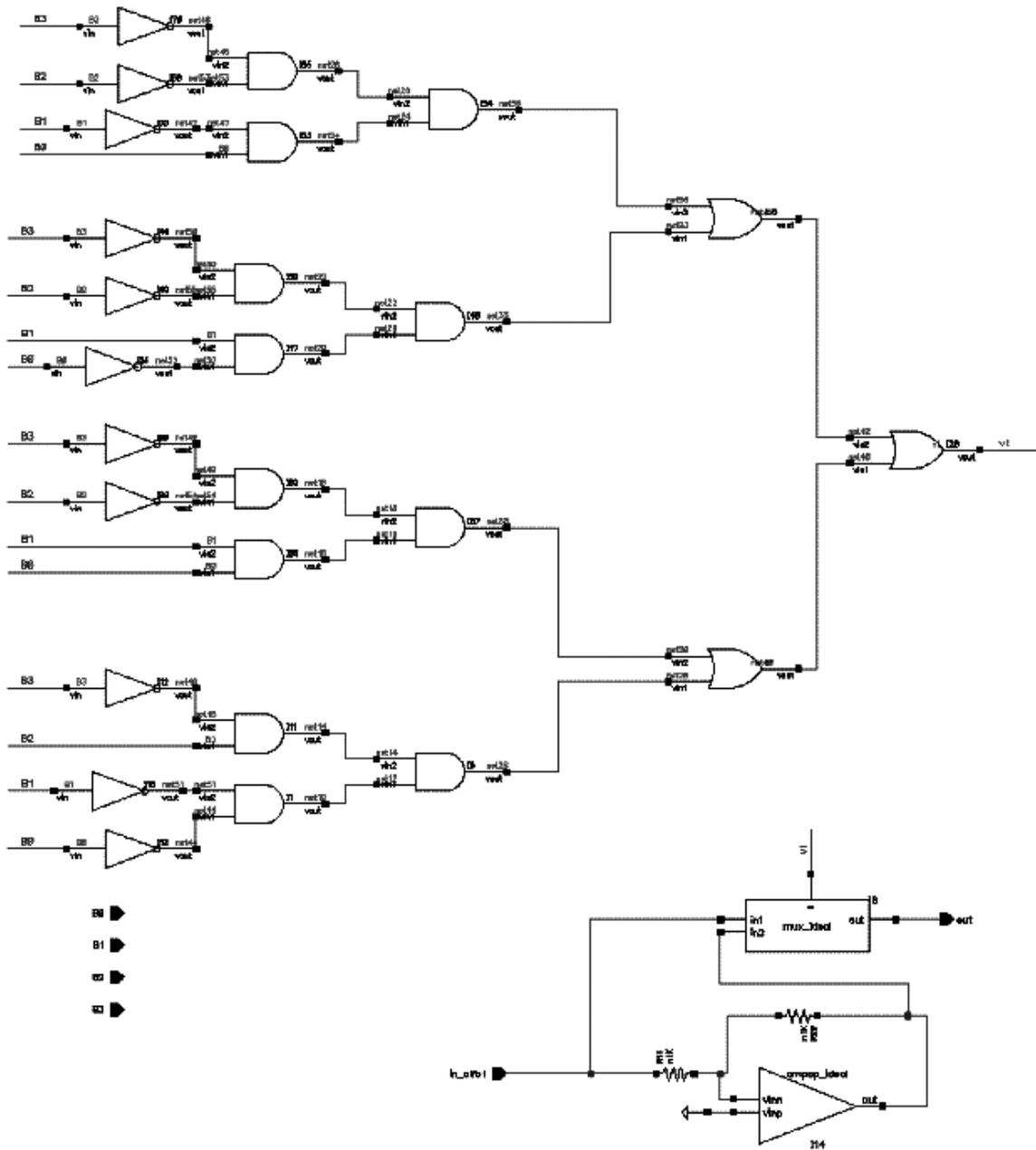


Figura 7.8. Bloco Exponentes - Circuito que inverte o sinal quando são necessário coeficientes negativos, nesta figura para a base x^1 .

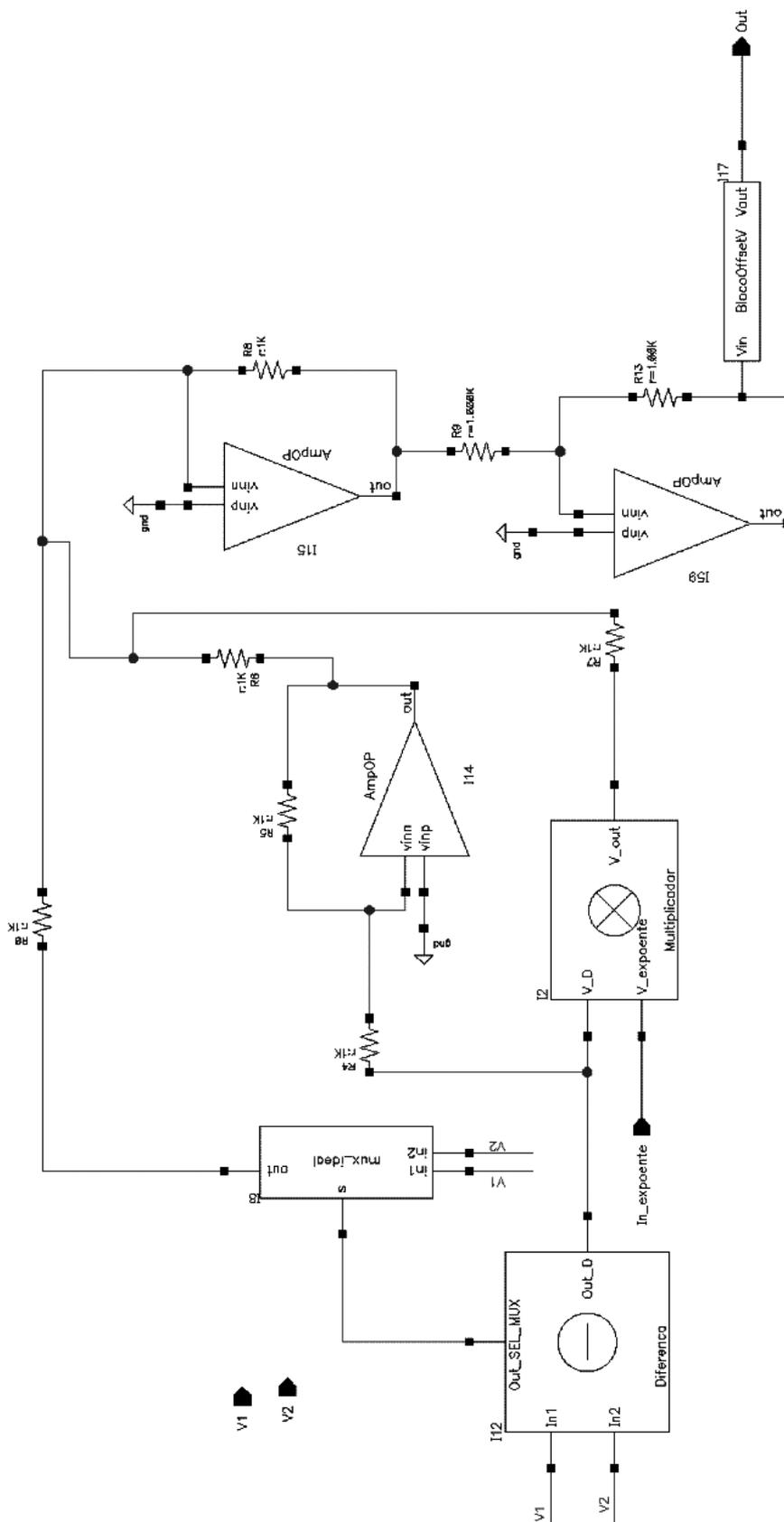


Figura 7.9. Bloco Ajuste de Amplitude. Com os sub-blocos Diferença, Multiplicador, multiplexadores analógicos e estágio de ganho

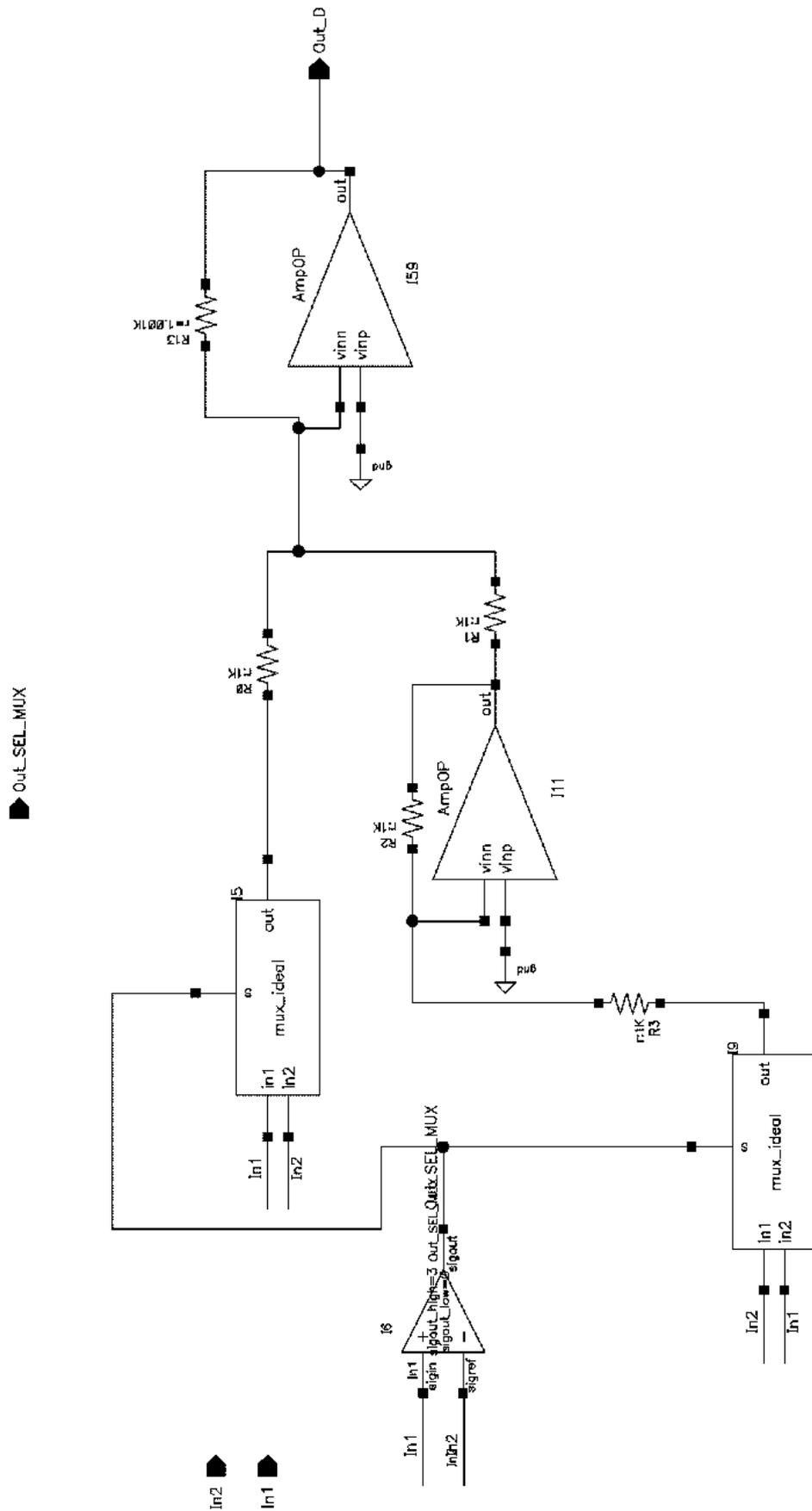


Figura 7.10. Ajuste de amplitude - Bloco Diferença que realiza a subtração entre os dois valores de amplitude necessários para a reconstrução a cada período.

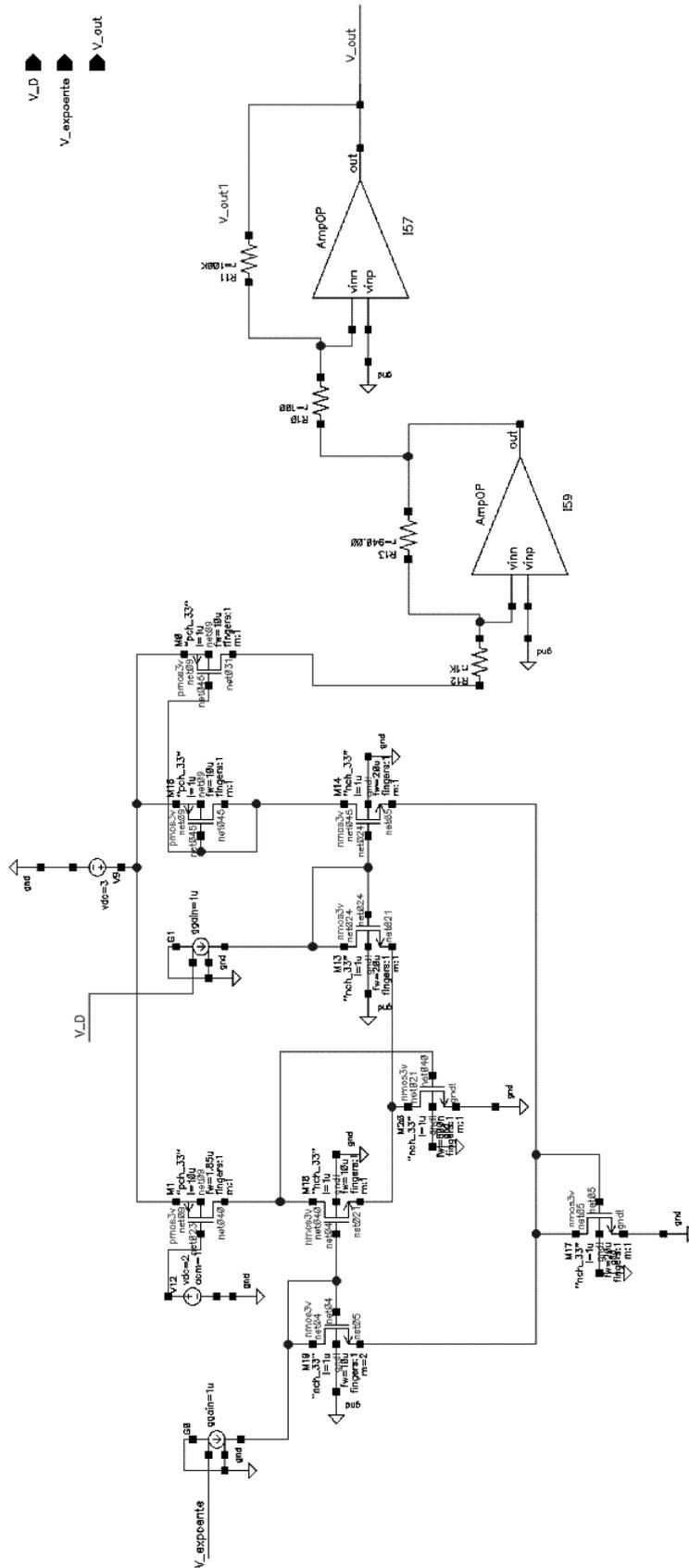


Figura 7.11. Ajuste de amplitude - Bloco Multiplicador. Multiplica dois sinais em corrente e apresenta saída em tensão.