

MEDIÇÃO DE RADIAÇÃO TÉRMICA COM MODULADOR SIGMA-DELTA TERMORESISTIVO

VALTER DA CONCEIÇÃO ROSA

Tese apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de *Doctor Scientiae*.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Orientador: Prof. D.Sc. Amauri Oliveira

Salvador, Bahia, Brasil.
Setembro de 2016

Rosa, Valter da Conceição

Medição de Radiação Térmica com Modulador Sigma-Delta Termoresistivo / Valter da Conceição Rosa. -- Salvador, 2016.

81 f. : il

Orientador: Amauri Oliveira.

Tese (Doutorado - Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da Bahia, Escola Politécnica, 2016.

1. Instrumentação Eletrônica. 2. Sensores Termoresistivos. 3. Modulador Sigma-Delta. 4. Radiação Térmica. I. Oliveira, Amauri. II. Título.

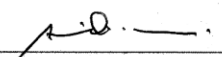
VALTER DA CONCEIÇÃO ROSA

**MEDIÇÃO DE RADIAÇÃO TÉRMICA COM MODULADOR SIGMA-DELTA
TERMORESISTIVO**

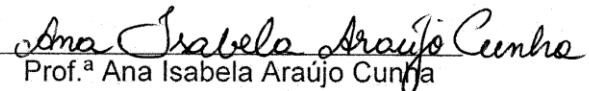
Tese apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de *Doctor Scientiae*.

APROVADA em: 30 de setembro de 2016.

BANCA EXAMINADORA



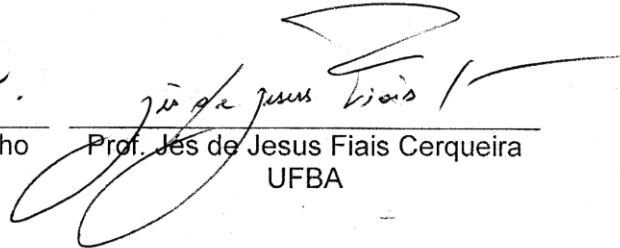
Prof. Amauri Oliveira - UFBA
(Orientador)



Prof.ª Ana Isabela Araújo Cunha
UFBA



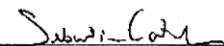
Prof. Eduardo Furtado de Simas Filho
UFBA



Prof. Jes de Jesus Fiais Cerqueira
UFBA



Prof. José Sergio da Rocha Neto
UFCEG



Prof. Sebastian Yuri Cavalcanti
Catunda - UFRN

Dedicatória

Este trabalho é dedicado à minha família, que viveu minha ausência durante esta caminhada, com a resignação de que, não existem vitórias sem abdicação.

Ao senhor Clemente e dona Anita, meus pais, que me deram a oportunidade que não tiveram, pois eram sábios, e tinham a visão de que a educação liberta.

À minha adorável esposa, Ediudet, minha dedicada e incansável incentivadora.

Aos meus filhos: Gabriel, Carolina e Leonardo, minha fonte de inspiração.

Aos meus netos: Lorena, Izabel, Miguel, Augusto e Júlio, meu fã-club.

Aos meus irmãos e sobrinhos, minha torcida permanente.

Agradecimentos

Ao meu orientador, Dr. Amauri Oliveira, com quem tive a honra de compartilhar seu conhecimento.

Aos meus professores, especialmente Dra. Ana Isabela, pela forma especial de transmitir seu profundo conhecimento e pela sua sensibilidade com o ser humano.

Aos meus colegas da “sala de estudo” que tornaram esta longa jornada bem mais leve.

Ao Instituto Federal da Bahia, que através dos meus colegas, professores, me concedeu licença durante um período desta pesquisa.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior).

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico).

Resumo

Este trabalho apresenta o projeto detalhado de um radiômetro baseado em modulação sigma-delta com sensor termoresistivo, no qual é feita a modelagem estática e dinâmica do comportamento do instrumento, relacionando os parâmetros do sensor e do circuito com o ruído gerado e com o erro de medição esperado.

Esta modelagem possibilita uma especificação adequada das características do sensor e do circuito, para uma operação em qualquer faixa de radiação de interesse, com predição da precisão e da relação sinal ruído.

É mostrado que, com esta abordagem, o sinal gerado pelo instrumento tem uma relação linear com a variável de medição em qualquer faixa de operação escolhida, independente da não linearidade do sensor.

Os resultados experimentais obtidos com um protótipo, ratificam os resultados previstos pelo modelo proposto, mostrando que este pode ser utilizado como base para projetos de conversores A/D inteligentes em qualquer faixa de radiação permitida pelo sensor.

Abstract

This thesis presents a detailed radiometer project based on a thermoresistive sigma-delta modulator, in which the static and dynamic instrument behavior is modeled, relating the parameters of the sensor and circuit to the noise generated and to the expected measurement error.

This modeling allows an adequate specification of the sensor and circuit characteristics for operating in any thermal radiation range of interest, with prediction of accuracy and signal-to-noise ratio.

It is also shown that with this approach the output binary code has a linear relationship with the measured variable throughout all arbitrary measuring range independent of the sensor non-linearity.

Experimental results obtained from a prototype ratify the results predicted by modeling, showing that this approach can be useful as a basis for a smart A/D converter design in any thermal radiation range allowed by the sensor.

ÍNDICE ANALÍTICO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	Visão Geral.....	1
1.2	Organização do Trabalho	3
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	4
2.1	Termistores.....	4
2.1.1	Modelagem Estática.....	4
2.1.2	Modelagem Dinâmica.....	5
2.2	Conversores Sigma-Delta.....	8
2.3	Comentários	14
3	MODULADOR TÉRMICO	15
3.1	Análise Estática	15
3.1.1	Topologia e Operação do Circuito.....	15
3.1.2	Dimensionamento das Fontes de Referência.	18
3.1.3	Linearidade	19
3.1.4	Radiação Térmica	20
3.1.5	Análise do Erro de Medição Esperado.	22
3.2	Análise Dinâmica	24
3.2.1	SNR Ideal.....	24
3.2.2	Não Idealidades.....	26
3.2.3	Equivalência entre os Domínios Elétrico e Térmico.	28
3.2.4	SNR com não idealidades.	32
3.3	Comentários	34
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	35
4.1	Medição de Temperatura.....	35
4.2	Medição de Radiação	38
4.2.1	Bancada de Testes.....	38
4.2.2	Fonte de Radiação.....	39
4.2.3	Ajustes do Instrumento	44
4.2.4	Linearidade	47
4.2.5	Tempo de Resposta.....	48
4.2.6	Relação Sinal Ruído.....	49
4.3	Comentários	51
5	CONCLUSÕES.....	52
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	53

APÊNDICE A – Rotinas em Matlab e C.....	56
A.1 Rotina (Matlab) utilizada para gerar a Figura 4.13 (pág.50)	56
A.2 Rotina (Matlab) utilizada para gerar a Figura 4.6 (pág.42)	57
A.3 Rotina Principal em C do Microcontrolador.....	58
APÊNDICE B – Modulador Térmico de Ordem Superior	59

Lista de Tabelas

TABELA I: VALORES USADOS PARA OBTENÇÃO DA FIGURA 3.6	28
TABELA II: EQUIVALÊNCIA ENTRE OS DOMÍNIOS ELÉTRICO E TÉRMICO.....	30
TABELA III: VARIÁVEIS DE TESTE USADAS NO MODULADOR DA FIGURA 3.7	32
TABELA IV: TEMPOS DE RESPOSTA AO DEGRAU DE RADIAÇÃO, OBTIDOS PELO PROTÓTIPO E PELO INSTRUMENTO DE REFERÊNCIA, EM SEGUNDOS.....	48
TABELA V: INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS DO SENSOR E DO CIRCUITO NA SNR DEVIDA A DESCASAMENTOS NA REDE DE CANCELAMENTO DO RUÍDO.....	66

Lista de Figuras

Figura 2.1 Diagrama do modelo discreto do sensor termoresistivo cuja temperatura é uma soma acumulada das temperaturas causadas pelo ambiente e por efeito Joule.	7
Figura 2.2: Gráfico da FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem F_s . [31]	9
Figura 2.3: Gráfico da FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem kF_s . [31].....	10
Figura 2.4: Gráfico do efeito da modulação sigma-delta no ruído de quantização. [31] 11	
Figura 2.5: Gráfico da relação entre SNR e a taxa de sobreamostragem para moduladores sigma-delta de ordem superior. [31].....	11
Figura 2.6: Diagrama de blocos do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem. [29]	12
Figura 2.7: Diagrama e análise do modulador Sigma-Delta no domínio s . [29].....	13
Figura 2.8: Diagrama de blocos do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem monobit no domínio z	13
Figura 2.9: Diagrama esquemático da implementação do modulador sigma-delta. [29] 14	
Figura 2.10: Modulação por densidade de pulso. [31]	14
Figura 3.1. Diagrama do modelo linearizado do modulador sigma-delta térmico.	15
Figura 3.2 Diagrama da Topologia proposta para medição de radiação térmica.	16
Figura 3.3 Exemplo do sinal de amostragem (CLK) da Figura 3.2.....	17
Figura 3.4 Gráfico de pdm em função T_e e T_H obtido da equação (3.15) na qual se pode observar a faixa linear do modulador e os limites das temperaturas envolvidas na operação do radiômetro e que T_a é proporcional a pdm	21
Figura 3.5 Diagrama do modulador Sigma-Delta de primeira ordem com histerese.	27
Figura 3.6 Sinal amostrado na saída do integrador da Figura 3.5, obtido por meio do simulador referenciado em [35].....	27
Figura 3.7 Diagrama do circuito de teste do modulador térmico usado no simulador de circuitos [35].....	31
Figura 3.8 Sinais de saída e de amostragem do circuito de teste da Figura 3.7 para $t_s=4,00$ ms. ($f_s=250$ Hz).....	31
Figura 3.9 Sinal de saída do circuito de teste da Figura 3.7 para $t_s=40,0$ μ s. ($f_s=25$ kHz)	32
Figura 4.1 Diagrama dos circuitos de: (a) DAC de corrente de referência, I_0 , (b) fonte de tensão de referência, V_0 e (c) comparador, usados no protótipo do radiômetro.	36
Figura 4.2 Gráfico da linearidade obtida em medição de temperatura. (a) curva de decaimento da temperatura da estufa com o tempo obtidas pelo protótipo e pelo termômetro de referência, (b) relação entre a temperatura estimada pelo protótipo e a estimada pelo termômetro de referência, (c) resíduo, diferença absoluta entre a temperatura medida e a de referência.	37
Figura 4.3 Diagrama de interligação dos componentes usados na bancada de testes. ...	38

Figura 4.4 Detalhe do condicionamento óptico do sensor de radiação em que se observa o colimador que só deixa passar a radiação direta e a lente convergente que aumenta a sensibilidade do instrumento.	39
Figura 4.5 Densidade espectral de potência de radiação de um corpo negro, segundo a lei de Planck	41
Figura 4.6 Variação da linearidade entre um sensor ideal e um sensor que não responde baixas frequências de radiação, fora do espectro visível.	42
Figura 4.7 Linearidade obtida entre o radiômetro de referência e o protótipo usando variação automática da radiação emitida. (a) relação entre a radiação estimada pelo protótipo e a estimada pelo radiômetro de referência, (b) resíduo, diferença absoluta entre o sinal medido e o de referência	43
Figura 4.8 Linearidade obtida por simulação para um sensor de radiação sem sensibilidade a frequências abaixo de 140 THz. (a) relação entre a radiação parcial e a radiação total simuladas, (b) resíduo, diferença absoluta entre a radiação parcial a radiação total.....	43
Figura 4.9 Foto da bancada de testes e medição de radiação térmica, com variação manual da radiação, por meio de um sistema de discos vazados, que gera um sinal PWM da radiação.....	44
Figura 4.10 Fluxo de procedimentos para realização dos ajustes do radiômetro.	46
Figura 4.11 Gráfico da linearidade obtida entre o radiômetro de referência e o protótipo usando variação manual da radiação emitida. (a) relação entre a radiação estimada pelo protótipo e a estimada pelo radiômetro de referência, (b) resíduo, diferença absoluta entre o sinal medido e o de referência.	47
Figura 4.12 Gráfico do tempo de resposta do protótipo e do instrumento de referência ao degrau de radiação.	48
Figura 4.13 Curvas do espectro de frequência normalizado na saída do instrumento de teste para quatro diferentes níveis de radiação de entrada e o respectivo ruído total para uma banda de 2 Hz.	50
Figura 4.14 Sinal V_s sobre o sensor e sinal $VCMP$ na saída do comparador, capturados no circuito protótipo, usados para estimar o valor da histerese V_h do comparador utilizado.	50
Figura B.1 Diagrama linearizado de um modulador sigma-delta ideal de quarta ordem.	59
Figura B.2 Modulador sigma-delta em cascata, estrutura MASH.....	60
Figura B.3 Modelo linear do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem.	60
Figura B.4 Modulador sigma-delta com estrutura MASH 1-2.....	62
Figura B.5 Diagrama de blocos da função $H_a(z)$	63
Figura B.6 Diagrama de blocos da função $H_b(z)$	63
Figura B.7 Modulador sigma-delta MASH 1-2 com ajuste do nível de entrada do segundo estágio.....	63
Figura B.8 Diagrama de blocos detalhado do modulador sigma-delta MASH 1-2.....	65
Figura B.9 Diagrama de blocos da rede da Figura B.8 mapeada no Simulink.....	65

Lista de Símbolos

A_i	Coefficientes constantes do modelo estático do termistor
A_{th}	Condutância de radiação térmica do sensor
B	Constante do material do termistor
CLK	Sinal digital de amostragem
\overline{clk}	Valor médio normalizado do sinal CLK
C_{th}	Capacitância térmica do sensor
$E_p(t)$	Sinal digital na entrada do DAC
f_s	Frequência de amostragem
G_{th}	Condutância térmica do sensor
H	Radiação térmica incidente
I_s	Corrente elétrica no sensor
I_0	Corrente de referência do sensor
k	Constante de Boltzmann
k_1	Constante de linearização do sensor
k_2	Constante de linearização do sensor
N	Número de <i>bits</i> do quantizador
$N(s)$	Ruído de quantização no domínio da frequência
\overline{pdm}	Valor médio normalizado do sinal V_{PDM}
P_i	Potência elétrica fornecida ao sensor
p	Polo do sensor
P_{max}	Potência máxima fornecida pelo circuito
P_{min}	Potência mínima fornecida pelo circuito
ρ_t	Relação entre t_1 e t_2
R	Resistência elétrica do termistor

R_s	Resistência do sensor
R_0	Resistência do sensor na temperatura T_0
T	Temperatura absoluta
T_0	Temperatura de operação do sensor
ΔT	Intervalo de temperatura
t_1	Tempo de zero do sinal de amostragem
t_2	Tempo de um do sinal de amostragem
$T_{e(max)}$	Temperatura ambiente máxima
$T_{e(min)}$	Temperatura ambiente mínima
T_a	Temperatura percebida pelo sensor
T_{max}	Temperatura máxima submetida ao sensor
T_{min}	Temperatura mínima submetida ao sensor
T_s	Temperatura do sensor
V_0	Tensão de referencia
V_{CMP}	Sinal de tensão na saída do comparador
V_{PDM}	Sinal digital modulado em densidade de pulso na saída do modulador
V_s	Tensão sobre o sensor

Lista de Siglas

A/D	Analógico-Digital
ADC	Conversor Analógico-Digital
CMP	Comparador
DAC	Conversor Digital-Analógico
NTC	Termistor com coeficiente negativo de temperatura
PDM	Modulação por densidade de pulso
PTC	Termistor com coeficiente positivo de temperatura
SNR	Relação sinal ruído

1 INTRODUÇÃO

1.1 Visão Geral

Sistemas realimentados com sensores termoresistivos, têm sido propostos para medição de radiação térmica [1]-[5], velocidade de fluidos [6]-[10] e temperatura [11].

O método mais utilizado é baseado no princípio de equivalência elétrica [22] em que o sensor é aquecido por efeito Joule, e mantido em temperatura constante. Quando o mensurando (temperatura ambiente, radiação térmica ou velocidade do fluido) varia a temperatura do sensor, ela é compensada pela variação da potência elétrica entregue ao sensor por uma malha de realimentação negativa. Desta forma a temperatura do sensor é mantida constante, dentro dos limites do projeto, independentemente das variações do mensurando, na faixa definida.

Algumas configurações de sistemas de medição com sensor aquecido em temperatura constante têm sido estudadas. A mais simples utiliza o sensor em um dos ramos de uma ponte de Wheatstone [2][10][12]. Nesta configuração a relação entre o sinal de saída e o valor da grandeza física medida não é linear. Outras configurações utilizam um controlador ou modulador sigma-delta elétrico na malha de realimentação negativa [3][4][13].

Configurações baseadas na arquitetura sigma-delta, na qual o sensor é parte da malha de realimentação, também têm sido estudadas para medição de velocidade de fluido e temperatura. [7]-[9][14]-[17].

O modulador elétrico sigma-delta, é um circuito realimentado, cuja saída é uma versão digital sobreamostrada do sinal analógico de entrada. Tem sido empregado em processamento de sinais, para conversão A/D, a partir de circuitos analógicos simples [18] e é largamente utilizado na indústria e em instrumentação pela sua confiabilidade e precisão.

A arquitetura sigma-delta foi proposta na década de 1950 [19] e teve sua primeira implementação monolítica na década de 1970 [20]. Desde então, novas características têm sido incorporadas e hoje é a técnica mais popular para implementação de conversores elétricos A/D de alta resolução.

Os moduladores térmicos baseados na arquitetura sigma-delta surgiram na década de 1990 [21]. Desde então, vários estudos teóricos e com resultados de simulação têm sido publicados, alguns com resultados experimentais para medição de velocidade de fluidos [7][8][14] e temperatura [16].

No conversor A/D sigma-delta térmico, a variável de medição é convertida diretamente para a forma digital, pois, alguns blocos funcionais do modulador são implementados pelo próprio sensor termoresistivo, o que elimina o clássico estágio de condicionamento do sinal, em que a variável de medição é convertida inicialmente para o domínio elétrico, para posteriormente ser convertida em um sinal digital por um conversor A/D elétrico.

Este trabalho é a continuação da minha pesquisa de mestrado, a qual foi inspirada em trabalhos anteriores de pesquisadores da UFBA e da UFCG [9][15][22], em que se identificou a possibilidade da utilização de um termistor como somador e integrador numa topologia sigma-delta, com alguns resultados de simulação que apontavam um limite de resolução equivalente a um modulador de 7 a 8 *bits*.

A pesquisa de mestrado resultou na proposta de um sistema em nível de circuito, com um mínimo de componentes analógicos. Neste sistema se modelou o comportamento estático do conversor, definindo a relação dos parâmetros do sensor e do circuito com a faixa de temperatura a ser medida. Isto possibilitou dimensionar conversores térmicos em qualquer faixa de temperatura permitida pelo sensor [16].

Foi construído um protótipo para medição de temperatura segundo o modelo proposto, sendo obtida uma resposta estática por simulação e em bancada, aderente ao modelo. A resolução obtida na época, foi também equivalente a um conversor de 7 *bits*.

A proposta deste doutorado foi melhorar a resolução do modulador térmico e desenvolver uma aplicação para medição de radiação térmica, que, em princípio, seria conseguida com um modulador térmico de segunda ou terceira ordem, como previsto pela teoria de conversão A/D sigma-delta.

Durante as pesquisas, foram identificadas algumas dificuldades técnicas para a implementação do conversor térmico como um modulador sigma-delta de ordem superior, as quais estão resumidas no Apêndice B. Então, para melhorar a resolução do modulador, o foco da pesquisa mudou para o ruído do modulador térmico de primeira ordem, com o objetivo de modelar suas características e identificar de que forma as não idealidades do conversor afetavam sua potência, limitando a resolução do conversor, mesmo com altas taxas de amostragem.

Nesta pesquisa, o ruído foi modelado, foi construído um protótipo para medição de radiação térmica com resolução de 12 *bits*, e o resumo da pesquisa foi publicado em [23][24].

Este trabalho inclui, o desenvolvimento do modelo dinâmico da arquitetura proposta em [16], a ratificação do modelo proposto com uma aplicação completa para medição de radiação térmica e resultados experimentais compatíveis com o radiômetro de primeira classe [25], usado como referência.

A contribuição desta investigação é a modelagem estática e dinâmica de um sistema de medição de radiação térmica com resultados experimentais compatíveis com o modelo proposto e a descrição de cada etapa do projeto, o que permite o desenvolvimento de radiômetros em qualquer faixa de radiação permitida pelo sensor.

Nesta proposta, utiliza-se poucos componentes analógicos e poucos recursos computacionais, apresentando em bancada resultados compatíveis aos obtidos com estruturas mais complexas [3][4] mesmo utilizando componentes comerciais.

1.2 Organização do Trabalho

Neste trabalho, o capítulo 2 é dedicado a uma breve fundamentação teórica, em que são abordados aspectos relevantes para o trabalho sobre termistores e moduladores sigma-delta, que são a base do modulador sigma-delta térmico.

No item 2.1 é mostrada a modelagem estática e dinâmica dos termistores, destacando sua característica intrínseca de soma e integração, necessárias para a implementação de alguns blocos funcionais do modulador sigma-delta.

No item 2.2 é mostrado o princípio de funcionamento de um modulador sigma-delta elétrico, usado para conversão de sinais analógicos em digitais, com ênfase em suas vantagens sobre outros tipos de conversores, as quais são mantidas no modulador sigma-delta térmico.

No capítulo 3 são apresentados os modelos estático e dinâmico do transdutor sigma-delta térmico, obtidos a partir da substituição das funções soma e integração do modulador sigma-delta, pelo sensor termoresistivo. E é apresentada também a forma de utilizar o transdutor sigma-delta térmico para medição de radiação térmica.

No capítulo 4 são apresentados o protótipo do radiômetro, a bancada de testes, o processo de ajustes do instrumento e os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 5 estão as conclusões e perspectivas para futuros trabalhos.

O Apêndice A apresenta algumas rotinas em Matlab e em C, utilizadas no projeto e o Apêndice B, apresenta o resumo da investigação realizada sobre o modulador térmico de ordem superior.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Termistores

Termistores são dispositivos passivos de dois terminais fabricados com ligas de semicondutores que têm uma variação importante da sua resistência elétrica com a temperatura. São utilizados como sensores das grandezas que alteram sua temperatura, como: radiação térmica, temperatura ambiente e velocidade de fluidos.

2.1.1 Modelagem Estática

A variação da resistência dos termistores com a temperatura não é linear e depende das ligas utilizadas na sua fabricação e da faixa de temperatura observada.

Os termistores fabricados para operarem na faixa em que a resistência diminui com o aumento da temperatura, são conhecidos como termistores NTC (*Negative Temperature Coefficient*) e os fabricados para operarem na faixa em que a resistência aumenta com o aumento da temperatura são conhecidos como PTC (*Positive Temperature Coefficient*).

Através de observação da variação real da resistência de um termistor com sua temperatura e usando técnicas de ajustamento de curvas, Steinhart e Hart [26] propuseram que, o inverso da temperatura do termistor pode ser expressa como um polinômio no logaritmo natural de sua resistência R , como:

$$\frac{1}{T} = \sum_{i=0}^N A_i (\ln R)^i \quad (2.1)$$

em que N é a ordem do polinômio e A_i são os coeficientes constantes do termistor, determinados experimentalmente.

Em função da faixa de temperatura e da precisão desejada, a equação (2.1) é geralmente usada em duas formas, na primeira, considera-se $N = 3$ e $A_2 = 0$, resultando em:

$$\frac{1}{T} = A_0 + A_1 (\ln R) + A_3 (\ln R)^3 \quad (2.2)$$

na segunda forma, considera-se $N = 1$, resultando em:

$$R = R_{25} \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}} \right) \right] \quad (2.3)$$

em que:

R_{25} é a resistência do termistor a 25 °C, em Ω .

T_{25} é a temperatura absoluta correspondente a 25 °C.

$B = 1/A_1$ é uma constante do material em K, que define a sensibilidade do termistor e tem seu valor controlado pela liga utilizada e pelo processo de fabricação. Nos termistores NTC, o valor de B é positivo e nos termistores PTC, o valor de B é negativo.

Quando o sensor é submetido a uma variação de temperatura muito pequena, em torno de um valor constante qualquer, T_0 , pode-se linearizar a relação entre a resistência e a temperatura fazendo uma aproximação de primeira ordem em (2.3) que resulta em:

$$R = R_0(k_s T + k_{s1}) \quad (2.4)$$

$$k_s = -\frac{B}{T_0^2} \quad (2.5)$$

$$k_{s1} = 1 + \frac{B}{T_0} \quad (2.6)$$

em que R_0 é o valor da resistência do sensor na temperatura T_0 .

Os termistores são os sensores resistivos que possuem maior sensibilidade a variação de temperatura, porém possuem uma não linearidade importante entre a resistência e a temperatura. Neste trabalho, o sensor será mantido em temperatura constante, o que minimiza os efeitos da sua não linearidade e permite que o mesmo possa ser modelado por (2.4).

Apesar de terem sido utilizados sensores tipo NTC nas simulações e nos testes de bancada, não há nenhuma restrição ao uso de sensores PTC nesta aplicação.

2.1.2 Modelagem Dinâmica

As relações entre a resistência e a temperatura do sensor apresentadas, modelam o seu comportamento estático. O modelo dinâmico representa as variações da temperatura do sensor no tempo, em função dos estímulos recebidos.

A temperatura de um termistor pode variar basicamente: por efeito Joule, quando uma corrente ou tensão são aplicadas em seus terminais, pela incidência de radiação térmica em sua superfície ou pela troca de energia com o meio, que pode ser com ou sem convecção.

Pela lei de conservação da energia, toda potência transferida para o termistor, seja elétrica ou térmica é absorvida ou dissipada para o meio e este balanço de energia pode ser expresso de forma simplificada por:

$$A_{th}H + P_i = G_{th}(T_s - T_e) + C_{th} \frac{dT_s}{dt} \quad (2.7)$$

em que:

$$A_{th}(m^2) = \alpha S \quad (2.8)$$

α é o coeficiente de absorção da radiação,

$S(m^2)$ é a área de incidência de radiação,

$H (W/m^2)$ é o valor da radiação térmica incidente.

$P_i(W)$ é a potência elétrica transmitida para o sensor,

$G_{th}(W/K)$ é a condutância térmica do sensor,

$T_s(K)$ é a temperatura do sensor,

$T_e(K)$ é a temperatura ambiente.

$C_{th}(J/K)$ é a capacitância térmica do sensor.

Observa-se do lado esquerdo de (2.7), que $A_{th}H$ é a potência transferida para o sensor por incidência de radiação térmica em sua superfície e P_i é a potência transferida para o sensor por efeito Joule, do lado direito $G_{th}(T_s - T_e)$ é a potência dissipada para o meio ambiente e $C_{th} \cdot dT_s/dt$ é a potência absorvida pelo sensor.

De outra forma, a equação (2.7) pode ser expressa por:

$$P_i = G_{th}(T_s - T_a) + C_{th} \frac{dT_s}{dt} \quad (2.9)$$

em que T_a é a temperatura percebida pelo sensor devida aos efeitos da radiação térmica incidente e da temperatura ambiente, sendo:

$$T_a = T_e + T_H. \quad (2.10)$$

T_H é a temperatura percebida devida a radiação térmica, sendo:

$$T_H = H \frac{A_{th}}{G_{th}}. \quad (2.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.9), obtém-se:

$$P_i(s) = G_{th}T_s(s) - G_{th}T_a(s) + sC_{th}T_s(s) \quad (2.12)$$

$$T_s(s) = \frac{G_{th}T_a(s) + P_i(s)}{sC_{th} + G_{th}} \quad (2.13)$$

$$T_s(s) = \frac{1}{s + 1/\tau_s} \left[\frac{T_a(s)}{\tau_s} + \frac{P_i(s)}{C_{th}} \right] \quad (2.14)$$

em que $\tau_s = C_{th}/G_{th}$ é a constante de tempo do sensor.

Considerando que o sistema é sobreamostrado, ou seja, a frequência de amostragem é muito maior que a frequência máxima do sinal, a equação (2.14) pode ser discretizada pelo método da invariância ao impulso [27], que considera a relação, $z = \exp(s/f_s)$, para conversão entre os domínios z e s . Desta forma obtém-se:

$$T_s(z) = \frac{1}{1 - v z^{-1}} \left[\frac{T_a(z)}{\tau_s} + \frac{P_i(z)}{C_{th}} \right] \quad (2.15)$$

em que v é o polo do sensor (perda ou vazamento), mostrando que o mesmo não implementa um integrador ideal, sendo:

$$v = \exp(-1/f_s \tau_s) \quad (2.16)$$

em que f_s é a frequência de amostragem.

Ou de outra forma:

$$T_s(z) = \frac{1}{1 - v z^{-1}} [T_m(z) + T_p(z)] \quad (2.17)$$

em que:

$T_m(z)$ é a transformada z da variação de temperatura percebida pelo sensor devido às variações dos mensurandos (radiação térmica e temperatura ambiente):

$$T_m(z) = \frac{1}{\tau_s} T_a(z) \quad (2.18)$$

$T_p(z)$ é a transformada z da variação de temperatura percebida pelo sensor devido às variações da potência elétrica submetida ao sensor:

$$T_p(z) = \frac{1}{C_{th}} P_i(z) \quad (2.19)$$

É mostrado na Figura 2.1, o diagrama de blocos do sensor obtido de (2.17), que representa seu comportamento dinâmico e será utilizado para modelar o transdutor sigma-delta térmico.

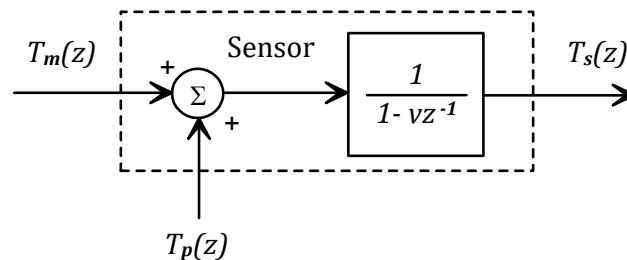


Figura 2.1 Diagrama do modelo discreto do sensor termoresistivo cuja temperatura é uma soma acumulada das temperaturas causadas pelo ambiente e por efeito Joule.

2.2 Conversores Sigma-Delta

Genericamente, para o processamento digital de um sinal analógico, alguns blocos de transformação são necessários para a conversão do sinal de analógico para digital:

- 1- Transdutor, que transforma a energia original do sinal em energia elétrica.
- 2- Condicionador, que ajusta os níveis e limita a banda do sinal.
- 3- Amostrador, com tempo de amostragem t_s , que transforma o sinal contínuo no tempo em um sinal discreto no tempo.
- 4- Quantizador, de N bits, que transforma o sinal contínuo em amplitude, em um sinal discreto em amplitude, associando cada amplitude de entrada a um número entre 0 e $2^N - 1$.

Estas etapas, transformam o sinal analógico em um conjunto de bits que pode ser tratado por um processador digital. Entretanto em todo processo de quantização há perda de informação. A diferença entre o sinal original e o sinal quantizado é o erro de quantização ou ruído de quantização, que tem influência importante na relação sinal ruído (SNR) do sistema.

Como a modelagem do ruído de quantização não é trivial, por simplificação algumas características estatísticas deste ruído são assumidas. Quanto mais as características estatísticas reais se aproximarem das características assumidas, mais o comportamento do sistema se aproximará do modelo.

São características estatísticas assumidas para o ruído de quantização que: ele é um processo aleatório estacionário não correlacionado como o sinal de entrada, que tem a função de densidade de probabilidade uniforme em toda a faixa do erro e tem suas variáveis aleatórias não correlacionadas. Tais características, pressupõem que o ruído de quantização se comporta como ruído branco. [28]

Sabe-se que, um quantizador cujo sinal de entrada senoidal é amostrado com o dobro da frequência máxima do sinal f_b , que é a frequência de Nyquist, tem uma relação sinal ruído na saída do quantizador dada por: [30]

$$SNR = \frac{3}{2} (2^N - 1)^2 \quad (2.20)$$

que, para $N \gg 1$, fica:

$$SNR_{dB} \cong 6,02N + 1,76 \quad (2.21)$$

Observa-se que os quantizadores que adotam amostragem na frequência de Nyquist, só podem melhorar a SNR aumentando o número de bits e, para cada bit adicional, a SNR melhora 6,02 dB.

Por exemplo, para se ter uma SNR de 120 dB seriam necessários 20 bits, o que requer uma grande quantidade de circuitos analógicos e estes circuitos só podem variar suas características elétricas entre si na proporção de uma parte em 2^{20} , ou seja 0,0001%, além

disto, haveria dificuldade na implementação do filtro anti-batimento, mostrando que esta abordagem não é adequada para conversores de alta resolução.

É observado na Figura 2.2, a distribuição uniforme do ruído em toda a banda do sinal, quando o sinal quantizado é amostrado na frequência de Nyquist.

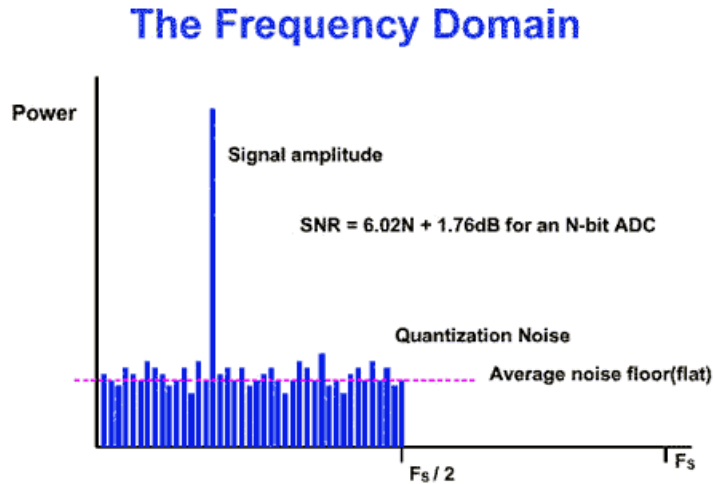


Figura 2.2: Gráfico da FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem F_s . [31]

Uma alternativa é amostrar o sinal acima da frequência de Nyquist com uma taxa de sobreamostragem $M = f_s/(2f_b)$, neste caso, na banda do sinal, a SNR na saída do quantizador é: [30]

$$SNR = \frac{3}{2}M(2^N - 1)^2 \quad (2.22)$$

que, para $M = 2^r$ e $N \gg 1$, fica:

$$SNR_{dB} \cong 6,02N + 3,01r + 1,76 \quad (2.23)$$

Observa-se que, com a sobreamostragem, é possível melhorar a SNR aumentando também a frequência de amostragem e para cada duplicação da frequência de amostragem a SNR melhora 3,01 dB.

Por exemplo, para que um quantizador de 8 *bits* tenha uma SNR de 120 dB, é necessário que a frequência de amostragem seja mais de 10 milhões de vezes maior que a frequência de Nyquist, o que requer circuitos de alta velocidade e pode não ser uma abordagem adequada para quantizadores de alta resolução.

É observado na Figura 2.3, a distribuição uniforme do ruído de quantização que se espalha para fora da banda do sinal até a metade da frequência de amostragem. Este espalhamento reduz a densidade espectral do ruído.

Eliminando o ruído fora da banda do sinal com um filtro passa baixas, a SNR melhora 3,01 dB a cada duplicação da frequência de amostragem como explicitado em (2.23).

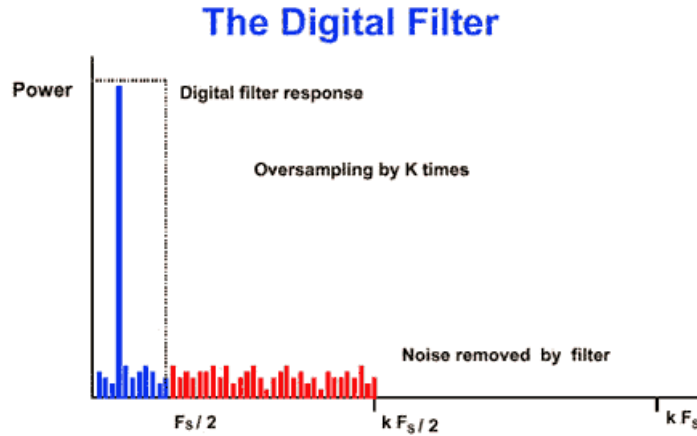


Figura 2.3: Gráfico da FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem kF_s . [31]

Atualmente, conversores de alta resolução são implementados com base na topologia sigma-delta de ordem L , que tem a SNR na saída do quantizador dada por: [18][30]

$$SNR \cong \frac{3}{2} M^{2L+1} \frac{2L+1}{\pi^{2L}} (2^N - 1)^2 \quad (2.24)$$

que resulta em:

$$SNR_{dB} \cong 6,02N + (2L + 1)3,01r - 10 \log_{10} \left(\frac{\pi^{2L}}{2L + 1} \right) + 1,76 \quad (2.25)$$

Se $L = 0$, a equação (2.25) se reduz à equação (2.23) e, se $r = 0$, a equação (2.23) se reduz a equação (2.21).

Com os conversores sigma-delta, é possível melhorar a SNR aumentando também a ordem L do conversor. Para cada incremento de uma unidade na ordem, a SNR melhora em torno de $6,02r$ dB. Por exemplo, para que, um conversor sigma-delta de quarta ordem de apenas 4 bits, tenha uma SNR de 120 dB é necessário que a frequência de amostragem seja apenas 25 vezes maior que a frequência de Nyquist, o que permite minimizar o número de componentes analógicos sem a exigência de circuitos de alta velocidade.

A parcela, $10 \log_{10}[\pi^{2L}/(2L + 1)]$ de (2.25), tem pouca influência na SNR pois é constante com a frequência de amostragem. Seu valor para o modulador de primeira ordem é 5,17 dB.

Como pode ser observado na Figura 2.4, a distribuição do ruído num conversor sigma-delta não é uniforme e que a potência do ruído se concentra fora da banda do sinal. Esta moldagem do ruído, permite que um filtro passa baixas, na banda do sinal, elimine mais ruído que numa distribuição uniforme.

O aumento da ordem do conversor aumenta a concentração do ruído fora da banda do sinal e reduz a potência do ruído na banda do sinal, como previsto em (2.25).

Como pode ser observado na Figura 2.5, a SNR aumenta com a ordem do conversor e com a frequência de amostragem. A inclinação da reta é o coeficiente de r em (2.25).

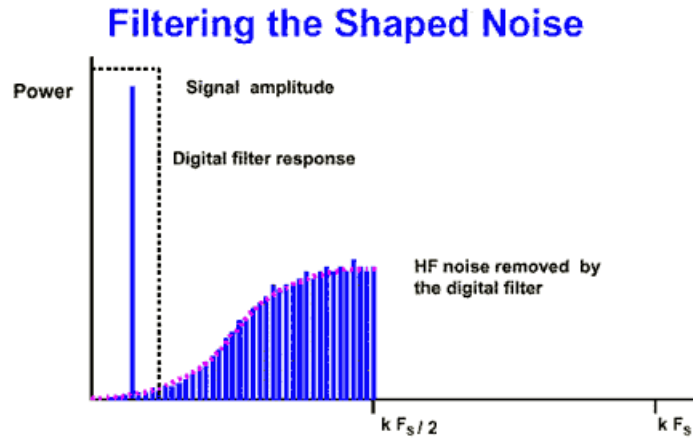


Figura 2.4: Gráfico do efeito da modulação sigma-delta no ruído de quantização. [31]

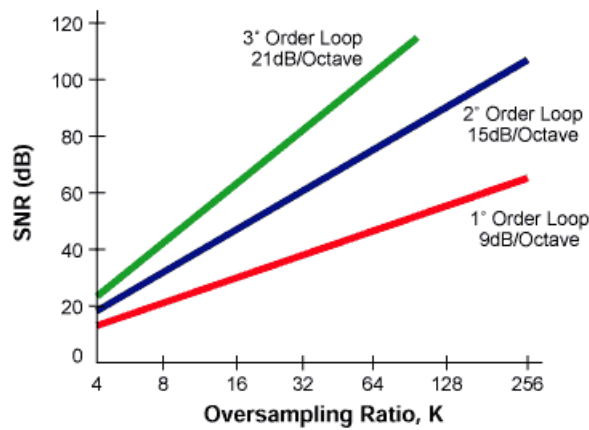


Figura 2.5: Gráfico da relação entre SNR e a taxa de sobreamostragem para moduladores sigma-delta de ordem superior. [31]

A propriedade do modulador sigma-delta em concentrar o ruído fora da banda do sinal, permite que se use apenas um *bit* na conversão, o que reduz os circuitos analógicos a apenas um comparador. Para $N=1$ em (2.24):

$$SNR \cong \left[\frac{2}{3} \frac{\pi^{2L}}{(2L+1)M^{2L+1}} \right]^{-1} \quad (2.26)$$

que, para conversores de primeira ordem ($L=1$), fica:

$$SNR \cong \frac{9}{2\pi^2} M^3 \quad (2.27)$$

$$SNR_{dB} \cong 9,03r - 3,41 \quad (2.28)$$

Observa-se que, com o modulador sigma-delta monobit de primeira ordem, idealmente se obtém uma SNR equivalente a um conversor convencional de 12 *bits* duplicando a frequência de amostragem apenas 8,4 vezes ($M \cong 338$). Esta é a topologia investigada neste trabalho para implementação do modulador térmico.

Na Figura 2.6, observa-se o diagrama de blocos do modulador sigma-delta de primeira ordem e o diagrama de blocos equivalente no domínio da frequência, em que $N(s)$ é a representação no domínio s do ruído de quantização, considerado ruído branco aditivo por simplificação.

Este modulador consiste em um somador, um integrador e um quantizador de um *bit*, que transforma o sinal analógico de entrada, num sinal digital modulado por densidade de pulso.

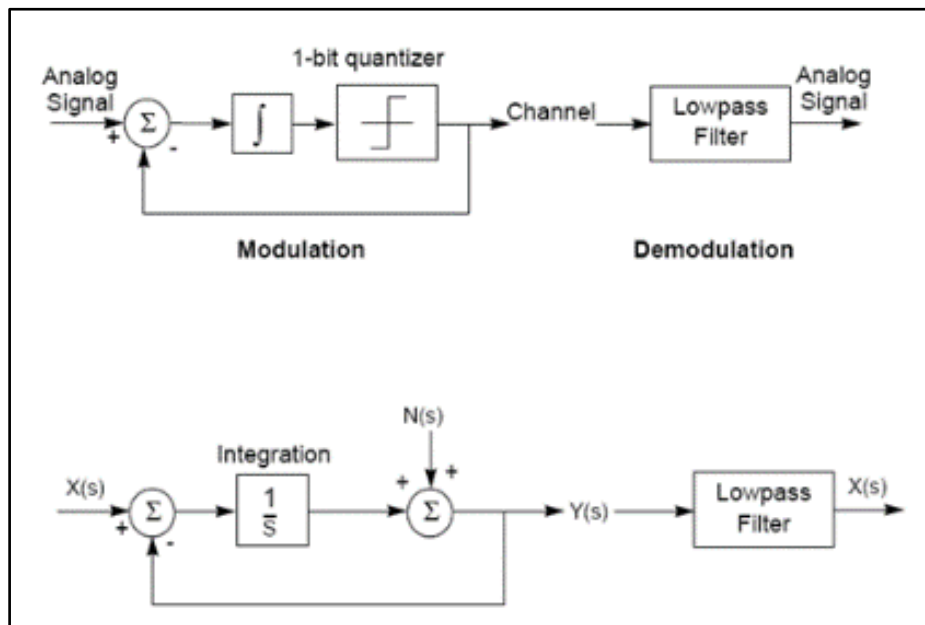


Figura 2.6: Diagrama de blocos do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem. [29]

Na Figura 2.7 observa-se que este modulador funciona como um filtro passa baixas para o sinal de entrada e como um filtro passa altas para o ruído, deslocando a potência do ruído para as altas frequências e preservando o sinal de entrada como esperado.

Considerando tempo discreto e substituindo o integrador pelo seu equivalente no domínio z , obtém-se o diagrama de blocos no domínio z do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem representado na Figura 2.8, que será usado para conceber o modulador térmico.

Na Figura 2.9, pode-se observar uma implementação da função sigma-delta representada na Figura 2.8, que tem o seguinte princípio de funcionamento:

O conversor digital/analógico (DAC), que no caso monobit, consiste de um simples comparador, transforma o *bit* de saída do modulador em duas tensões de referência: $+V_{ref}$ ou $-V_{ref}$.

O sinal de entrada é limitado à faixa: $[+V_{ref}, -V_{ref}]$ para não saturar o modulador.

$+V_{ref}$ é subtraída do sinal de entrada quando a saída do modulador é *bit* “um”.

$-V_{ref}$ é subtraída do sinal de entrada quando a saída do modulador é *bit* “zero”.

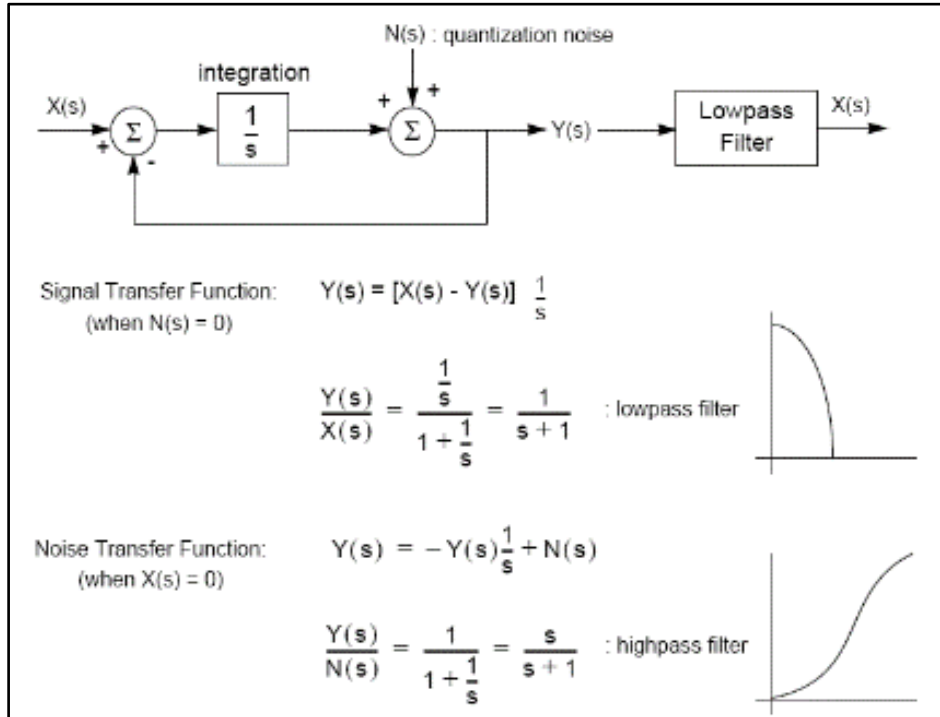


Figura 2.7: Diagrama e análise do modulador Sigma-Delta no domínio s. [29]

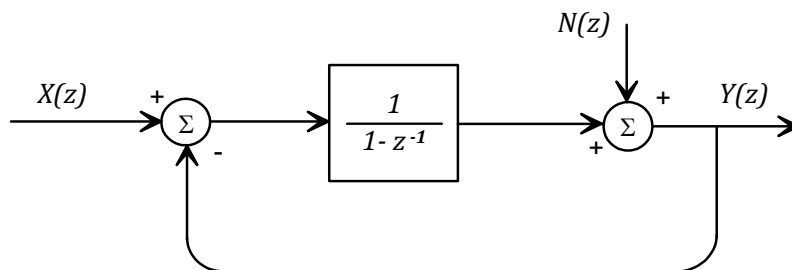


Figura 2.8: Diagrama de blocos do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem monobit no domínio z.

A cada pulso de amostragem, esta diferença é acumulada pelo integrador. Enquanto esta soma for maior que a tensão de referência, um *bit* “um” é gerado na saída do modulador e, enquanto menor que a tensão de referência, um *bit* “zero” é gerado na saída do modulador.

Desta forma, quando o sinal de entrada se aproxima de $+V_{ref}$, aumenta a densidade de *bits* iguais a “um” e quando o sinal de entrada se aproxima de $-V_{ref}$, aumenta a densidade de *bits* iguais a “zero”. É gerado assim um sinal digital modulado por densidade de pulso (PDM, *pulse density modulation*) na saída do modulador, que é característico do modulador sigma-delta.

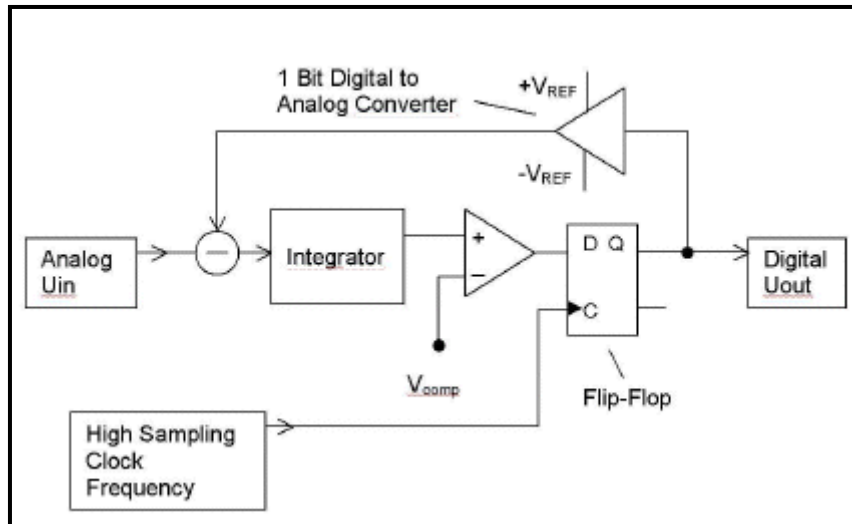


Figura 2.9: Diagrama esquemático da implementação do modulador sigma-delta. [29]

Observa-se na Figura 2.10, o sinal PDM obtido na saída do modulador, em que a senóide corresponde ao sinal analógico de entrada, o *bit* representado pela cor mais escura corresponde ao *bit* com valor lógico “um” e o *bit* representado pela cor mais clara corresponde ao *bit* com valor lógico “zero”.

Este sinal PDM gerado, tem a característica de ruído mostrada na Figura 2.4 e o sinal de entrada pode ser recuperado passando o sinal PDM por um filtro passa baixas.

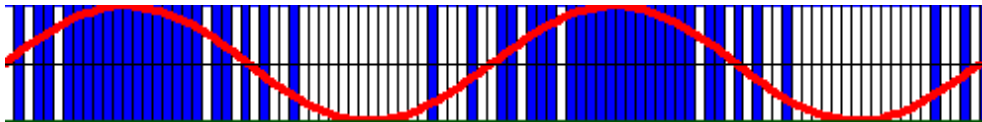


Figura 2.10: Modulação por densidade de pulso. [31]

2.3 Comentários

Neste capítulo, foi apresentada a teoria básica que suporta o desenvolvimento desta tese. Foi apresentado o modelo estático (2.4), e o modelo dinâmico (2.17), adotados para os termistores, que são os sensores de radiação térmica e de temperatura, escolhidos para o modulador térmico.

Estes sensores foram escolhidos devido aos seguintes fatores: a sua alta sensibilidade, que está relacionada com a resolução e a relação sinal ruído do modulador; ao seu tamanho, que leva a um modelo dinâmico simples (2.17); e pelo material utilizado na sua fabricação (semicondutor), que facilitará a sua futura fabricação, integrada às outras partes do conversor.

Foram também apresentados, de uma maneira geral, os conversores A/D sigma-delta, e o modelo particular monobit de primeira ordem, adotado para o desenvolvimento do modulador térmico.

A integração do modelo do modulador sigma-delta, com o modelo do termistor, permite conceber o modelo teórico do modulador térmico.

3 MODULADOR TÉRMICO

O modulador térmico sigma-delta é concebido a partir da observação da Figura 2.1 (pág.7), que modela o comportamento dinâmico do termistor como somador e integrador térmico e da observação da Figura 2.8 que mostra os blocos funcionais do modulador sigma-delta de primeira ordem, que também tem função de soma e integração, as quais podem ser implementadas pelo termistor.

Desta forma, substituindo-se os blocos funcionais de soma e integração elétrica do modulador sigma-delta pelo sensor que implementa soma e integração térmicas, obtém-se o transdutor sigma-delta térmico como representado na Figura 3.1, em que, $T_y(z)$ é a transformada z do sinal de saída do modulador e $T_n(z)$ é a transformada z do ruído de quantização. Este modulador converte sinais analógicos de radiação térmica ou temperatura ambiente em sinal elétrico digital diretamente e tem as características de ruído de um modulador sigma-delta de primeira ordem como será mostrado.

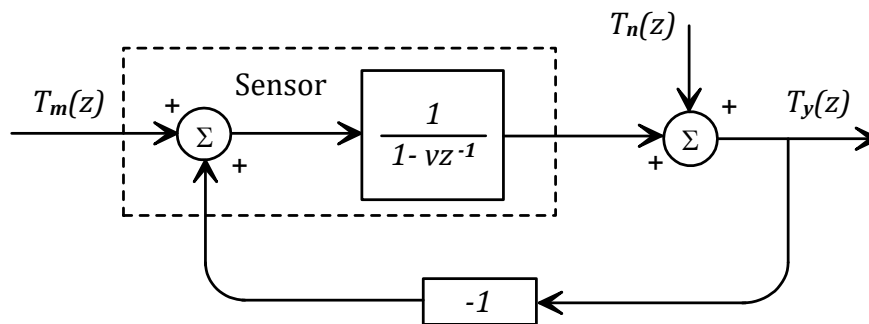


Figura 3.1. Diagrama do modelo linearizado do modulador sigma-delta térmico.

3.1 Análise Estática

3.1.1 Topologia e Operação do Circuito

É apresentado na Figura 3.2, o diagrama simplificado do circuito proposto para implementação física do modulador sigma-delta térmico cujo modelo é observado na Figura 3.1 e é baseado no diagrama da Figura 2.9.

A temperatura do sensor é afetada pelo sinal de entrada, que é um sinal térmico, e, por efeito Joule, pelo sinal elétrico provido pelo DAC. Esta soma de temperaturas é acumulada pela característica de integração do sensor, devida a sua capacitância térmica. Para que se possa quantizar este sinal de temperatura é necessário passá-lo do domínio térmico para o domínio elétrico.

Considerando que a resistência do sensor é função do 1º grau da sua temperatura, definida pela equação (2.4) e que a tensão nos seus terminais é proporcional a sua resistência quando excitado com corrente constante, então, neste caso de excitação por

corrente constante, a tensão nos terminais do sensor é um sinal no domínio elétrico incrementalmente proporcional a sua temperatura e pode ser quantizado.

O DAC é um conversor de digital para analógico de um *bit* que gera corrente constante I_0 na saída, para entrada “L” (*bit* igual a “zero”) e gera corrente zero na saída, para entrada “H” (*bit* igual a “um”). É esta inversão que implementa o bloco inversor da Figura 3.1.

O comparador é o quantizador de um *bit*, o *flip-flop* é o amostrador com retenção de ordem zero e a porta AND permite avaliar a temperatura do sensor quando o mesmo estiver desenergizado para resfriamento.

Nesta topologia, o *flip-flop* substitui o circuito *sample/hold* analógico, e a porta AND substitui o gerador de PWM propostos em estruturas mais complexas. [9][15][17]

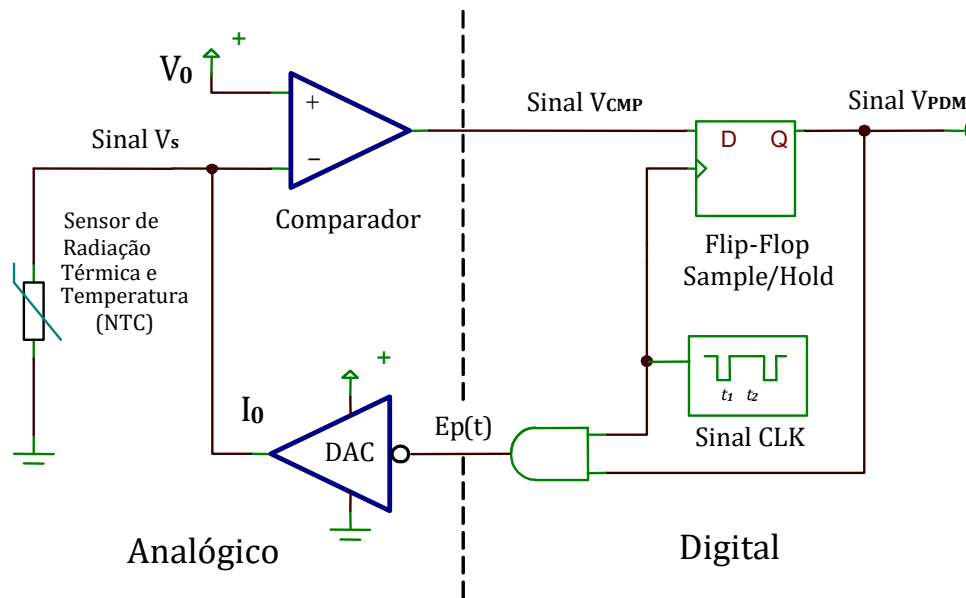


Figura 3.2 Diagrama da Topologia proposta para medição de radiação térmica.

Apesar de terem sido usados termistores NTC nos testes e simulações, termistores PTC podem ser utilizados simplesmente invertendo as entradas do comparador ou então invertendo o sinal na saída do *flip-flop*.

Sensores metálicos tipo PT100 devem ser usados com cautela nesta topologia, pois para compensar sua baixa sensibilidade em relação aos termistores, aumenta-se sua área de exposição. O modelo dinâmico adotado para o sensor em (2.7) é simplificado e deve ser melhorado para sensores não pontiformes.

Nesta proposta, como será mostrado, a radiação incidente é concentrada por um sistema óptico, fazendo com que o aumento da área de exposição do sensor, não implique num aumento da sensibilidade do instrumento.

No circuito da Figura 3.2, V_0 é a tensão necessária para o sensor operar na temperatura T_0 . O sinal V_{PDM} na saída do circuito é um sinal digital sobreamostrado e modulado em densidade de pulsos, o qual deve passar por um filtro passa baixas, para estimação do valor de radiação térmica incidente (H) ou da temperatura ambiente (T_e).

O sinal V_{PDM} também realimenta o circuito para manter o sensor na temperatura constante T_0 através do DAC. V_{CMP} é a tensão na saída do comparador e V_S é a tensão nos terminais do sensor.

Na Figura 3.3 observa-se um exemplo do sinal de amostragem do sistema (CLK) e os intervalos de tempo t_1 “off” e t_2 “on” usados na operação do circuito. A amostragem é feita a cada subida de CLK para avaliação da temperatura do sensor.

Observa-se na Figura 3.2 que, se no momento da amostragem a temperatura do sensor estiver acima de T_0 , a corrente sobre o sensor é desligada através do DAC durante o período t_2 , pois neste momento V_S é menor que V_0 e V_{CMP} é “H”. O sensor começa então a resfriar por dissipação para o ambiente. Analogamente, se a temperatura do sensor estiver abaixo de T_0 no momento da amostragem, a corrente I_0 é ligada pois neste momento V_S é maior que V_0 e V_{CMP} é “L”. O sensor começa então a aquecer por efeito Joule.

Com este ciclo de aquecimento e resfriamento a temperatura do sensor é mantida constante nos limites do projeto.

Durante o intervalo t_1 , o sensor será sempre energizado para avaliação da sua temperatura e este tempo deve ser maior que o atraso do circuito entre a entrada do DAC e a saída do comparador, pois, a saída do comparador deverá estar estável no momento da amostragem que ocorre no final de t_1 . O tempo t_1 é definido em função do atraso do circuito e o tempo t_2 é definido pela frequência de amostragem escolhida.

Durante o aquecimento, o sensor naturalmente estará energizado e a sua temperatura poderá ser avaliada através da sua tensão a cada pulso de amostragem, porém durante o resfriamento o sensor estará desenergizado para resfriamento. Neste caso a porta AND garante a energização do sensor durante o tempo t_1 para avaliação da temperatura.

Este circuito mantém a tensão média de pico sobre o sensor em torno da tensão de referência V_0 , para uma corrente de referência I_0 , assegurando que sua resistência seja mantida em torno de $R_0 = V_0 / I_0$ e, conseqüentemente sua temperatura em torno de T_0 .

Como exposto, a temperatura é mantida constante modulando-se por densidade de pulso a potência entregue ao sensor, a qual varia de acordo com o mensurando.

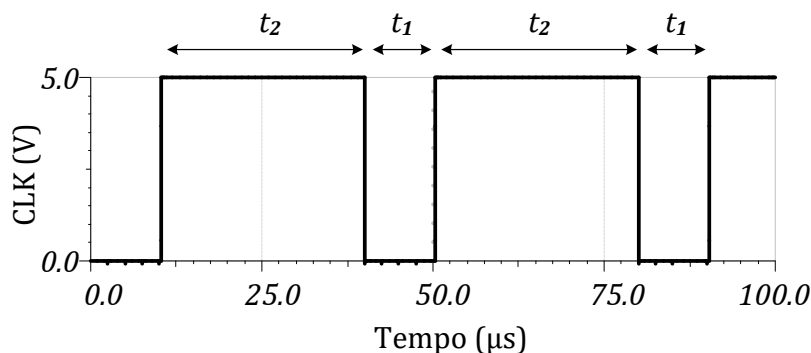


Figura 3.3 Exemplo do sinal de amostragem (CLK) da Figura 3.2.

3.1.2 Dimensionamento das Fontes de Referência.

Para que o modulador possa operar em uma faixa arbitrária de temperatura, deve-se conhecer os valores de V_0 e I_0 que polarizam o circuito na faixa escolhida.

Considerando o sistema em equilíbrio térmico, ou seja, o sensor com temperatura constante T_0 , a equação (2.9) pode ser simplificada para:

$$P_i = G_{th}(T_0 - T_a) \quad (3.1)$$

Os limites de potência elétrica para os limites de temperatura T_{min} e T_{max} são respectivamente:

$$P_{max} = G_{th}(T_0 - T_{min}) \quad (3.2)$$

$$P_{min} = G_{th}(T_0 - T_{max}). \quad (3.3)$$

As potências médias entregues pelo circuito durante o aquecimento e o resfriamento do sensor são respectivamente:

$$P_{max} = V_0 I_0 \quad (3.4)$$

$$P_{min} = P_{max} \frac{\rho_t}{\rho_t + 1} \quad (3.5)$$

$$\rho_t = t_1/t_2. \quad (3.6)$$

De (3.2), (3.3) e (3.5):

$$T_0 = T_{max} + \rho_t \Delta T \quad (3.7)$$

$$P_{max} = G_{th} \Delta T (\rho_t + 1) \quad (3.8)$$

sendo, $\Delta T = T_{max} - T_{min}$.

De (3.4) e (3.8):

$$V_0 = \sqrt{G_{th} \Delta T (\rho_t + 1) R_0} \quad (3.9)$$

$$I_0 = V_0 / R_0. \quad (3.10)$$

Com a equação (3.9), calcula-se o valor da tensão de referência do comparador e, com a equação (3.10), calcula-se o valor da corrente de referência do DAC, que garantem resistência e temperatura constantes do sensor em toda a faixa ΔT de temperatura, percebida pelo sensor por ação da radiação térmica ou da temperatura ambiente. Então, conhecendo-se os parâmetros estáticos do sensor, as equações (3.9) e (3.10) permitem polarizar o conversor em qualquer faixa de temperatura suportada pelo sensor.

3.1.3 Linearidade

Uma vez determinada a faixa de temperatura de operação, é necessário conhecer a função de transferência estática do modulador.

Pela Figura 3.2 quando $E_p(t) = 0$, a potência elétrica submetida ao sensor pelo circuito é máxima (P_{max}) e quando $E_p(t) = 1$, a potência é zero. Desta forma:

$$P(t) = P_{max}[1 - E_p(t)] \quad (3.11)$$

Aplicando o operador valor médio em (3.11) e observando que $E_p(t)$ é a saída de um AND lógico dos sinais V_{PDM} e CLK , tem-se:

$$P_i = P_{max}(1 - \overline{clk \ pdm}) \quad (3.12)$$

em que:

P_i é a potência média aplicada ao sensor para manter sua temperatura constante,

\overline{pdm} é o valor médio normalizado (mínimo zero e máximo um) do sinal de saída V_{PDM} , que varia com o mensurando.

\overline{clk} é o valor médio normalizado (mínimo zero e máximo um) do sinal CLK , que pela Figura 3.3, é dado por:

$$\overline{clk} = \frac{1}{(\rho_t + 1)}. \quad (3.13)$$

Substituindo (3.1) e (3.8) em (3.12) e considerando (3.7) e (3.13) obtém-se:

$$\hat{T}_a = T_{min} + \Delta T \overline{pdm} \quad (3.14)$$

A equação (3.14) é a função de transferência do conversor que modela uma linearidade intrínseca entre a temperatura percebida pelo sensor e o valor médio do sinal digital gerado na saída. Esta função é válida em toda a faixa de temperatura escolhida mesmo usando um sensor não linear.

Para um sensor sem influência de radiação térmica, a temperatura percebida é somente a temperatura ambiente, $T_a = T_e$ em (2.10). Desta forma para estimação da temperatura ambiente com este circuito, em uma determinada faixa ΔT , ajusta-se no circuito os valores de V_0 e I_0 obtidos de (3.9) e (3.10), processa-se o sinal gerado V_{PDM} por um filtro passa baixas para obtenção de \overline{pdm} e ajusta-se a escala com (3.14).

3.1.4 Radiação Térmica

Para medição de radiação térmica, é necessário compensar os efeitos da temperatura ambiente. De (2.10) e (3.14):

$$T_e + T_H = T_{min} + \Delta T \overline{pdm} \quad (3.15)$$

Observa-se que o valor médio do sinal gerado pelo modulador, tem influência da radiação térmica e também da temperatura ambiente que pode ser compensada por um segundo sensor protegido da radiação, ambos expostos à mesma temperatura ambiente.

O gráfico de \overline{pdm} em função T_e e T_H obtido da equação (3.15), pode ser observado na Figura 3.4, na qual se pode observar a faixa linear do modulador e a relação entre os limites das temperaturas envolvidas na operação do radiômetro. Observa-se também que \overline{pdm} varia linearmente entre zero e um quando T_a (2.10) varia entre T_{min} e T_{max} .

Na Figura 3.4: T_{max} , já definida como o limite máximo de temperatura que pode ser percebida pelo sensor, ocorre quando a radiação é máxima e a temperatura ambiente é máxima, resultando em $\overline{pdm} = 1$. Acima deste limite o conversor sai da região linear.

$T_{H(max)}$ é a temperatura percebida pelo sensor quando submetido a radiação térmica incidente máxima H_{max} ,

T_a é a temperatura percebida pelo sensor quando o conversor está na região linear, ou seja, a temperatura ambiente e a radiação térmica estão dentro dos limites permitidos. ($0 < \overline{pdm} < 1$)

$T_{e(max)}$ é a máxima temperatura ambiente permitida.

T_{min} , já definida como o limite mínimo de temperatura que pode ser percebida pelo sensor, ocorre quando a radiação é zero e a temperatura ambiente é mínima, resultando em $\overline{pdm} = 0$. Abaixo deste limite o conversor sai da região linear.

O segundo sensor usado para compensação de temperatura não precisa ter exatamente as mesmas características do sensor de radiação, basta que ambos estejam calibrados na mesma faixa de temperatura ΔT como segue.

De (3.15),

$$T_e = T_{min} + \Delta T \overline{pdm}_2 \quad (3.16)$$

em que \overline{pdm}_2 é o valor médio normalizado do sinal V_{PDM} do segundo sensor.

De (2.11), (3.15) e (3.16).

$$\hat{H} = H_c \Delta T (\overline{pdm}_1 - \overline{pdm}_2) \quad (3.17)$$

em que H_c é a sensibilidade do sensor para radiação térmica quando mantido em temperatura constante, dado por:

$$H_c(\beta_H) = \frac{G_{th1}G_{th2}}{A_{th1}G_{th2} - \beta_H A_{th2}G_{th1}} \quad (3.18)$$

em que, o índice 1 refere-se ao sensor de radiação e o índice 2 refere-se ao sensor de compensação de temperatura ambiente. O fator β_H é o percentual de radiação, que, apesar da proteção, atinge o sensor de compensação de temperatura. Observa-se que para uma proteção ideal tem-se que $\beta_H = 0$ e H_c fica:

$$H_c(0) = \frac{G_{th1}}{A_{th1}}. \quad (3.19)$$

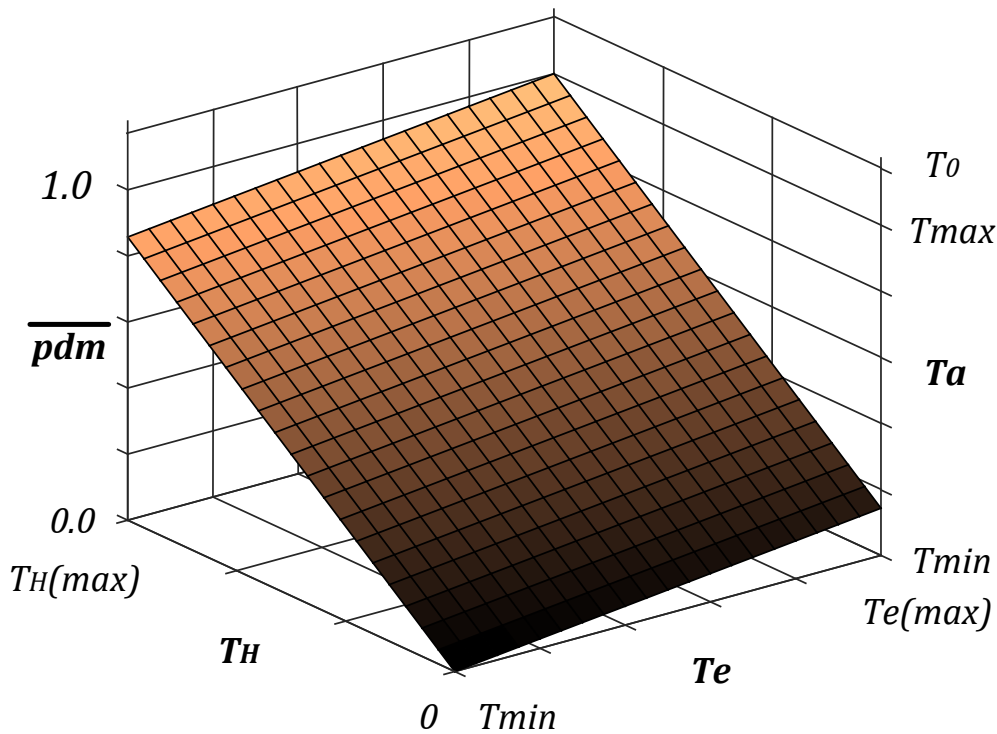


Figura 3.4 Gráfico de \overline{pdm} em função T_e e T_H obtido da equação (3.15) na qual se pode observar a faixa linear do modulador e os limites das temperaturas envolvidas na operação do radiômetro e que T_a é proporcional a \overline{pdm} .

A equação (3.17) é a função de transferência do conversor de radiação com compensação de temperatura, que modela uma linearidade intrínseca entre a radiação térmica estimada, incidente no sensor, e a diferença entre os sinais de saída dos moduladores, em qualquer faixa de radiação permitida pelo sensor, mesmo usando um sensor não linear.

Como pode ser observado em (3.17), o fato do sensor de compensação de temperatura ambiente perceber parte da radiação térmica e também não ter exatamente as mesmas características termoelétricas do sensor de radiação, não afeta a linearidade entre a saída do circuito e a radiação incidente.

Observa-se em (3.17) que o valor máximo de radiação que pode ser medido ocorre quando $\overline{pdm}_1 = 1$. Este valor máximo depende também da temperatura ambiente, quanto maior a temperatura ambiente menor é o valor máximo de radiação que pode ser medido. O pior caso ocorre quando a temperatura ambiente é a máxima permitida no projeto, o que resulta em:

$$H_{max} = H_c(T_{max} - T_{e(max)}) \quad (3.20)$$

A equação (3.20) permite calcular o valor de T_{max} a ser considerado no projeto do radiômetro, quando se define a radiação máxima a ser medida H_{max} e a temperatura ambiente máxima permitida $T_{e(max)}$.

3.1.5 Análise do Erro de Medição Esperado.

A precisão das fontes de referência V_0 e I_0 tem uma contribuição importante no erro de medição da radiação e da temperatura e deve ser considerada no projeto do modulador.

É observado em (3.16) e (3.17) que a precisão da medição de radiação e temperatura depende do erro de \overline{pdm} . De (3.1), (3.12) e (3.13), \overline{pdm} pode ser expresso por:

$$\overline{pdm} = 1 + \rho_t - \frac{G_{th}(\rho_t + 1)(T_0 - T_a)}{P_{max}} \quad (3.21)$$

Como a fonte de corrente (I_0) é independente da fonte de tensão (V_0), tem-se que, para uma aproximação de primeira ordem:

$$d(\overline{pdm}) \leq \left| \frac{\partial \overline{pdm}}{\partial V_0} \right| dV_0 + \left| \frac{\partial \overline{pdm}}{\partial I_0} \right| dI_0 \quad (3.22)$$

Na equação (3.21), P_{max} e T_0 são afetados pelas variações de V_0 e I_0 como pode ser constatado em (3.4), (3.7) e (3.8).

Colocando a equação (2.4) em função da temperatura, e particularizando para o ponto de polarização do sensor $(T, R) = (T_0, R_0)$, tem-se que:

$$T_0 = k_1 R_0 + k_2 \quad (3.23)$$

Substituindo (3.23) e (3.4) em (3.21) obtém-se:

$$\overline{pdm} = 1 + \rho_t - \frac{G_{th}(\rho_t + 1)(k_1 R_0 + k_2 - T_a)}{V_0 I_0} \quad (3.24)$$

$$\overline{pdm} = 1 + \rho_t - \frac{G_{th}(\rho_t + 1)(k_1 V_0 I_0^{-1} + k_2 - T_a)}{V_0 I_0} \quad (3.25)$$

$$\overline{pdm} = 1 + \rho_t - G_{th}(\rho_t + 1) \left(\frac{k_1}{I_0^2} + \frac{k_2 - T_a}{V_0 I_0} \right) \quad (3.26)$$

Derivando (3.26) em relação a V_0 :

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial V_0} = G_{th}(\rho_t + 1) \left(\frac{k_2 - T_a}{V_0^2 I_0} \right) \quad (3.27)$$

Substituindo (3.8) em (3.27):

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial V_0} = \frac{k_2 - T_a}{V_0 \Delta T} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.23) em (3.28):

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial V_0} = \frac{T_0 - T_a - k_1 R_0}{V_0 \Delta T} \quad (3.29)$$

Derivando (3.26) em relação a I_0 :

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial I_0} = G_{th}(\rho_t + 1) \left(\frac{2k_1}{I_0^3} + \frac{k_2 - T_a}{V_0 I_0^2} \right) \quad (3.30)$$

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial I_0} = G_{th}(\rho_t + 1) \left(\frac{2R_0 k_1}{V_0 I_0^2} + \frac{k_2 - T_a}{V_0 I_0^2} \right) \quad (3.31)$$

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial I_0} = \frac{2R_0 k_1 + k_2 - T_a}{I_0 \Delta T} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.23) em (3.32):

$$\frac{\partial \overline{pdm}}{\partial I_0} = \frac{T_0 - T_a + k_1 R_0}{I_0 \Delta T} \quad (3.33)$$

Considerando que $T_a = T_{min}$ é o pior caso, sabendo-se que $k_1 R_0 = -T_0^2/B$ e considerando (3.7) :

$$d(\overline{pdm}) \leq \frac{dV_0}{V_0} \left| \rho_t + 1 + \frac{T_0^2}{B \Delta T} \right| + \frac{dI_0}{I_0} \left| \rho_t + 1 - \frac{T_0^2}{B \Delta T} \right| \quad (3.34)$$

A equação (3.34) mostra como o valor de \overline{pdm} varia com a variação dos valores das fontes de referência. Desta forma, os erros estimados na medição de temperatura e radiação são respectivamente,

$$\text{de (3.16),} \quad d(\hat{T}_e) \leq \Delta T \cdot d(\overline{pdm}) \quad (3.35)$$

$$\text{e de (3.17),} \quad d(\hat{H}) \leq 2H_c \Delta T \cdot d(\overline{pdm}). \quad (3.36)$$

3.2 Análise Dinâmica

3.2.1 SNR Ideal

Do modelo ideal linearizado do modulador térmico, representado na Figura 3.1 (pág.15) obtém-se:

$$T_y(z) = \frac{1}{2 - vZ^{-1}} T_m(z) + \frac{1 - vZ^{-1}}{2 - vZ^{-1}} T_n(z) \quad (3.37)$$

A SNR na saída do modulador é definida como:

$$\text{SNR} = \frac{S_o}{N_o} \quad (3.38)$$

em que S_o é a potência do sinal na saída do modulador e N_o é a potência do ruído na saída do modulador.

Pode-se calcular a potência do sinal ou do ruído na saída do modulador, integrando-se em toda a banda do sinal, suas respectivas densidades espectrais de potência de saída. As densidades espectrais de potência de saída, podem ser obtidas, multiplicando-se as respectivas densidades espectrais de potência na entrada do modulador, pelo módulo quadrático das respectivas funções de transferência, obtidas da equação (3.37), sendo assim:

$$S_o = \int_{-f_b}^{+f_b} S_m(f) \left| \frac{1}{2 - vZ^{-1}} \right|^2 df \quad (3.39)$$

$$N_o = \int_{-f_b}^{+f_b} S_n(f) \left| \frac{1 - vZ^{-1}}{2 - vZ^{-1}} \right|^2 df \quad (3.40)$$

em que $S_m(f)$ e $S_n(f)$ são as densidades espectrais de potência do mensurando e do ruído respectivamente, na entrada do modulador. Para a conversão entre o domínio z e o domínio da frequência, considera-se $z = \exp(j2\pi f/f_s)$.

Considerando que o mensurando é um sinal senoidal definido por:

$$T_m(t) = \frac{\Delta}{2} \text{sen}(2\pi f_N t) \quad (3.41)$$

em que Δ é o degrau de quantização, tem-se que, sua potência ou variância é $\sigma_m^2 = \Delta^2/8$ e sua densidade espectral de potência é:

$$S_m(f) = \frac{\sigma_m^2}{2} [\delta(f - f_N) + \delta(f + f_N)] \quad (3.42)$$

Substituindo (3.42) em (3.39), obtém-se:

$$S_o = \sigma_m^2 \frac{1}{(2 - v)^2} \quad (3.43)$$

Modelando o erro de quantização como ruído branco, sua potência é $\sigma_n^2 = \Delta^2/12$, e sua densidade espectral de potência é:

$$S_n(f) = \frac{\sigma_n^2}{f_s} \quad (3.44)$$

Substituindo (3.44) em (3.40), obtém-se:

$$N_o = \int_{-f_b}^{+f_b} \frac{\sigma_n^2}{f_s} \frac{v^2 + 1 - 2v \cos(2\pi f / f_s)}{v^2 + 4 - 4v \cos(2\pi f / f_s)} df \quad (3.45)$$

Devido à alta taxa de amostragem, ou seja, $2\pi f / f_s \cong 0$, considera-se uma aproximação de primeira ordem do cosseno em torno de zero no denominador e uma aproximação de segunda ordem no numerador, o que resulta em:

$$N_o = \sigma_n^2 \frac{(1 - v)^2 M^2 + v\pi^2 / 3}{(2 - v)^2 M^3} \quad (3.46)$$

Substituindo (3.43) e (3.46) em (3.38):

$$SNR = \frac{3}{2} \frac{M^3}{M^2(1 - v)^2 + v\pi^2 / 3} \quad (3.47)$$

A equação (3.47) mostra a influência da perda do integrador na SNR. Observa-se que quando a integrador não tem perda, ou seja, quando $v = 1$, a SNR é a mesma de um modulador sigma-delta de primeira ordem, com uma melhora de 9,03 dB para cada duplicação da frequência de amostragem. Quando $v = 0$, a melhora da SNR é de apenas 3,01 dB para cada duplicação da frequência de amostragem. Este aumento é equivalente a um modulador de ordem zero ou um modulador simplesmente sobreamostrado.

Porém, pela equação (2.16), o aumento da frequência de amostragem torna a perda do integrador desprezível. Por exemplo, considerando $f_s=1$ kHz e $\tau_s=10$ s, obtém-se $v=0,9999$. Além disto, a perda do integrador não limita a SNR, que pela equação (3.47) sempre aumenta com a frequência de amostragem. Portanto, doravante, a perda do integrador será desconsiderada, assim, a SNR do modulador térmico ideal será modelada pela equação (2.27), que está de acordo com [32].

De acordo com a equação (2.27), idealmente a SNR do modulador sigma-delta de primeira ordem sempre aumenta com o aumento da frequência de amostragem, mas na prática a SNR é limitada superiormente pelas não idealidades do modulador [33][34], não modeladas em (3.37), mesmo aumentando indefinidamente a frequência de amostragem.

A histerese do comparador e os parâmetros do sensor impõem um limite superior para a SNR, como discutido na seção 3.2.2.

3.2.2 Não Idealidades.

O sinal obtido na saída do modulador sigma-delta de primeira ordem é um sinal digital que possui dois estados H e L que se alternam indefinidamente com duração múltipla do período de amostragem t_s , isto é:

$$t_k = N_k t_s \quad (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (3.48)$$

em que k é a ordem do estado do sinal V_{PDM} . (Figura 3.5)

Considerando no modulador na Figura 3.5: uma tensão constante V_x na entrada, uma janela de histerese do comparador V_h (V) e um ganho de tensão do integrador A , pode-se determinar uma série que define exatamente a duração de todos os estados do sinal V_{PDM} gerado.

Observa-se na Figura 3.5 que a cada amostragem, o sinal na saída do integrador tem uma variação de:

$$\Delta V_{H|L} = (V_x - V_{H|L}) A t_s \quad (3.49)$$

em que V_H e V_L são as tensões de saída do DAC para suas respectivas entradas H e L.

É representado na Figura 3.6, detalhes do sinal de saída do integrador, observa-se que o número de amostragens em cada estado do sinal de saída do modulador é:

$$N_k = [R_k] \quad (3.50)$$

em que $[R_k]$ é o menor inteiro maior que R_k , sendo:

$$R_k = \frac{V_{i(k)} + V_h}{|\Delta V_{H|L}|} \quad (3.51)$$

$$V_{i(k+1)} = (N_k - R_k) \cdot |\Delta V_{H|L}| \quad (3.52)$$

em que $V_{i(k+1)}$ é a tensão que excede o limiar de histerese no estado k .

O numerador de (3.51) é a variação da tensão na saída do integrador desde o início do estado k até atingir o limiar de histerese e o denominador é a variação desta tensão em cada período de amostragem (3.49).

De (3.48), (3.50) e (3.51):

$$t_k = \left\lceil \frac{V_{i(k)} + V_h}{|(V_x - V_{H|L}) A t_s|} \right\rceil t_s \quad (3.53)$$

A equação (3.53) define completamente o tempo de cada estado do sinal V_{PDM} na saída do modulador (Figura 3.5) para um sinal constante de entrada V_x , para uma dada condição inicial de saída H ou L.

O gráfico e os valores apresentados na Figura 3.6, foram obtidos por meio de um simulador [35], com o circuito da Figura 3.5 e os dados da Tabela I. Todos os valores observados na Figura 3.6, que foram obtidos por simulação, são exatamente os mesmos que se obtém com as equações (3.49), (3.50), (3.52) e (3.53), usando os mesmos dados da Tabela I.

Aumentando indefinidamente a frequência de amostragem, $V_{i(k)}$ tende a zero, como mostrado em (3.49) e (3.52). Neste caso considerando $V_h \gg V_{i(k)}$ a equação (3.53) pode ser simplificada para:

$$t_{H|L} = \frac{V_h}{|(V_x - V_{H|L})A|} \tag{3.54}$$

Que é o limite de t_k , na equação (3.53), quando t_s tende a zero.

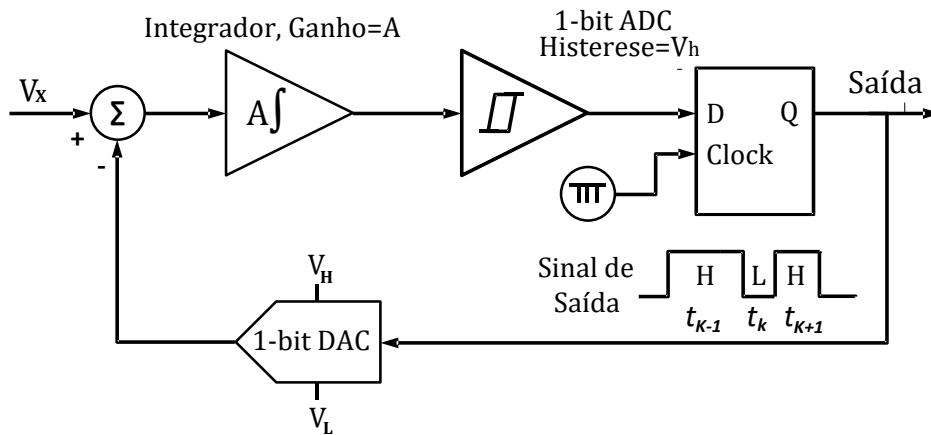


Figura 3.5 Diagrama do modulador Sigma-Delta de primeira ordem com histerese.

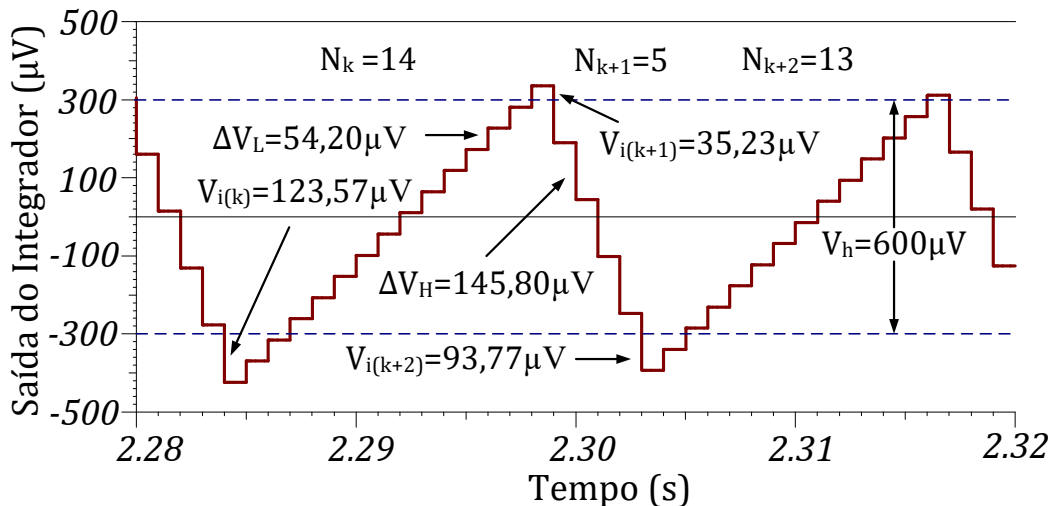


Figura 3.6 Sinal amostrado na saída do integrador da Figura 3.5, obtido por meio do simulador referenciado em [35].

TABELA I: VALORES USADOS PARA OBTENÇÃO DA FIGURA 3.6

$V_x = 0,271V$	$V_H = 1,00V$	$V_L = 0,00V$
$A = 0,200Hz$	$V_h = 600uV$	$t_s = 1,00ms$

É mostrado na equação (3.54), que o sinal gerado pelo modulador com alta taxa de sobreamostragem tem uma frequência limite que depende da histerese do comparador, do ganho do integrador e do sinal de entrada. Esta frequência limite é dada por:

$$f_{lim} = \frac{1}{t_H + t_L} \quad (3.55)$$

Substituindo (3.54) em (3.55) resulta em:

$$f_{lim} = \frac{(V_H - V_x)(V_x - V_L) |A|}{\Delta V V_h} \quad (3.56)$$

3.2.3 Equivalência entre os Domínios Elétrico e Térmico.

Para determinar a frequência limite do modulador térmico proposto na Figura 3.2 (pág.16) é necessário estabelecer a equivalência entre as variáveis do domínio elétrico e as variáveis do domínio térmico.

Para altas taxas de amostragem a equação (2.9) pode ser escrita como:

$$P_i = G_{th}(T_s - T_a) + C_{th} \frac{\Delta T_s}{t_s} \quad (3.57)$$

em que ΔT_s é a variação da temperatura do sensor no período de amostragem t_s . De (3.57):

$$\Delta T_s = \frac{t_s}{C_{th}} [P_i - G_{th}(T_s - T_a)] \quad (3.58)$$

Pequenas variações na resistência do sensor em torno de R_0 podem ser consideradas lineares com a sua temperatura (2.4), isto é:

$$\Delta R_s = R_0 k_s \Delta T_s \quad (3.59)$$

em que, k_s é o coeficiente de temperatura do sensor em torno de R_0 .

Considerando que a corrente no sensor é constante e igual a I_0 tem-se:

$$\Delta V_s = \Delta R_s I_0 \quad (3.60)$$

Substituindo (3.59) em (3.60) e considerando (3.10):

$$\Delta V_s = V_0 k_s \Delta T_s \quad (3.61)$$

Substituindo (3.58) em (3.61), obtém-se a variação da tensão sobre o sensor no tempo de amostragem:

$$\Delta V_s = \frac{k_s V_0}{C_{th}} [P_i - G_{th}(T_s - T_a)] t_s \quad (3.62)$$

Quando a saída do modulador está em nível lógico alto H, a potência média submetida ao sensor pelo circuito é a mínima ($P_i = P_{min}$), como pode ser observado na Figura 3.2 (pág.16).

Substituindo, então, (3.3) em (3.62) e levando em conta que $\tau_s = C_{th}/G_{th}$, obtém-se:

$$\Delta V_H = \frac{k_s V_0}{\tau_s} (T_0 - T_s + T_a - T_{max}) t_s \quad (3.63)$$

Considerando que a variação da temperatura do sensor em torno de T_0 é desprezível em comparação com $T_a - T_{max}$, ou seja, o modulador não está próximo do limite de saturação:

$$\Delta V_H = \frac{k_s V_0}{\tau_s} (T_a - T_{max}) t_s \quad (3.64)$$

Quando a saída do modulador está em nível lógico baixo L, a potência submetida ao sensor pelo circuito é a máxima ($P_i = P_{max}$), como pode ser observado na Figura 3.2 (pág.16).

Similarmente, substituindo (3.2) em (3.62), obtém-se:

$$\Delta V_L = \frac{k_s V_0}{\tau_s} (T_a - T_{min}) t_s \quad (3.65)$$

Por comparação das equações (3.64) e (3.65) com (3.49), observa-se que o modulador térmico tem realmente o comportamento de um modulador sigma-delta de primeira ordem e também se determina, a partir desta comparação, a equivalência entre as variáveis do domínio elétrico com as variáveis do domínio térmico, resumidas na Tabela II.

A frequência limite do modulador térmico pode ser determinada observando-se a equação (3.56) e a Tabela II.

$$f_{lim(T)} = \frac{(T_{max} - T_a)(T_a - T_{min}) k_s V_0}{\Delta T \tau_s V_h} \quad (3.66)$$

Pela equação (3.66), a frequência limite do sinal de saída do modulador térmico depende da histerese do sistema, das características do sensor, da faixa de temperatura e do valor do mensurando, mostrando que o ruído gerado na saída do modulador tem um

limite mínimo que depende de parâmetros do circuito e do sensor, mesmo para altas taxas de amostragem.

Ou seja, não adianta aumentar indefinidamente a frequência de amostragem que o ruído não continua diminuindo. Para reduzir o ruído, neste caso, deve-se trabalhar na histerese do comparador, na constante de tempo e na sensibilidade do sensor.

Para validação deste modelo teórico da frequência limite, foram realizados testes no simulador de circuito [35] com o circuito mostrado na Figura 3.7 e os dados da Tabela III.

TABELA II: EQUIVALÊNCIA ENTRE OS DOMÍNIOS ELÉTRICO E TÉRMICO

Domínio →	Elétrico	Térmico
Variável de Entrada	V_x (V)	T_a (K)
Ganho do Integrador	A (Hz)	$k_s V_0 / \tau_s$ [V/(K. s)]
Limite Inferior de Entrada	V_L (V)	T_{min} (K)
Limite Superior de Entrada	V_H (V)	T_{max} (K)

O simulador utilizado, implementa o sensor NTC como um circuito elétrico equivalente ao modelo dinâmico mostrado na equação (2.9) e ao modelo estático mostrado na equação (2.3). Este circuito equivalente é baseado em [36]. Os resultados desta simulação são mostrados na Figura 3.8 e na Figura 3.9.

Como pode ser observado na Figura 3.8, uma frequência da amostragem de 250 Hz resulta na saída $t_H \cong 4,0$ ms e $t_L \cong 20,0$ ms. Estes valores correspondem a uma frequência em torno de 41,7 Hz, cujo valor médio, aplicado em (3.14), resulta em $T_a \cong 25,0$ °C como esperado, pois é a temperatura ambiente usada na simulação.

Multiplicando a frequência de amostragem por 100, passando de 250 Hz para 25 kHz, obtém-se a Figura 3.9, em que se observa $t_H \cong 1,6$ ms e $t_L \cong 8,0$ ms, e uma frequência de 104,2 Hz. Esta frequência é apenas 2,5 vezes maior que a obtida anteriormente, apesar da frequência de amostragem ter sido multiplicada por 100, mostrando que a frequência de saída tem um limite próximo a 104,2 Hz. O valor teórico previsto por (3.66) e mostrado na Tabela III é 104,58 Hz.

A temperatura ambiente calculada por (3.14) também resultou em 25,0 °C, mostrando que o valor convertido não depende da frequência de amostragem.

Um resultado interessante se obtém quando se elimina V_x em (3.54):

$$V_h = \frac{k_s V_0 \Delta T}{\tau_s} \frac{t_H t_L}{t_H + t_L} \quad (3.67)$$

Este resultado mostra que é possível estimar o valor da janela de histerese do sistema apenas observando os tempos t_H e t_L na saída do modulador superamostrado para qualquer valor de entrada. Calculando o valor de V_h , a partir dos valores de t_H e t_L da Figura 3.9, obtém-se $600 \mu\text{V}$ que é o mesmo valor usado na simulação.

Todos os resultados obtidos por simulação ratificam o modelo de equivalência desenvolvido entre o domínio elétrico e o domínio térmico, modelo este que pode ser usado para orientar as características do sensor e do circuito em implementações reais, com previsão da SNR e precisão da medição.

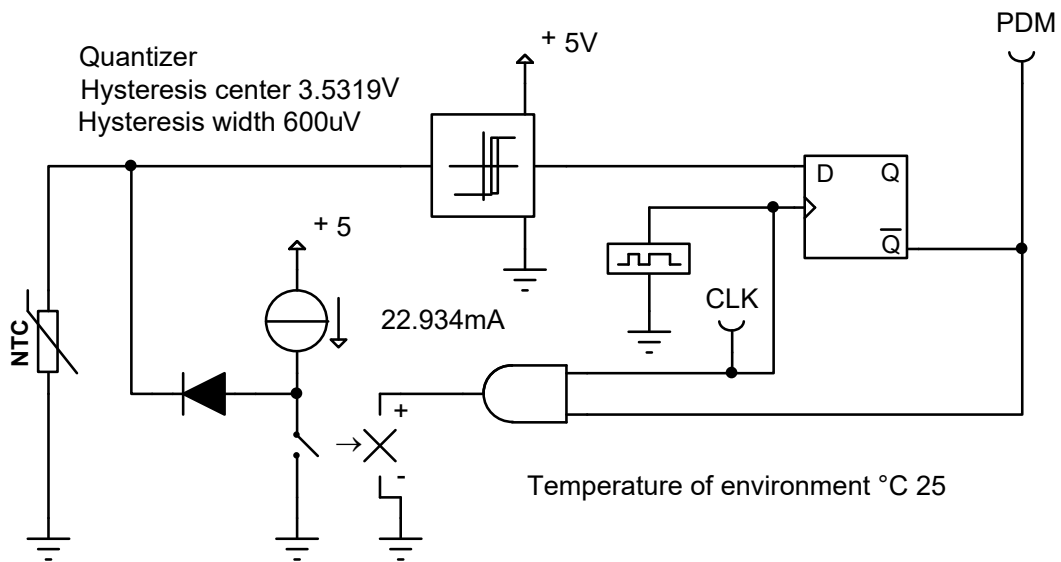


Figura 3.7 Diagrama do circuito de teste do modulador térmico usado no simulador de circuitos [35].

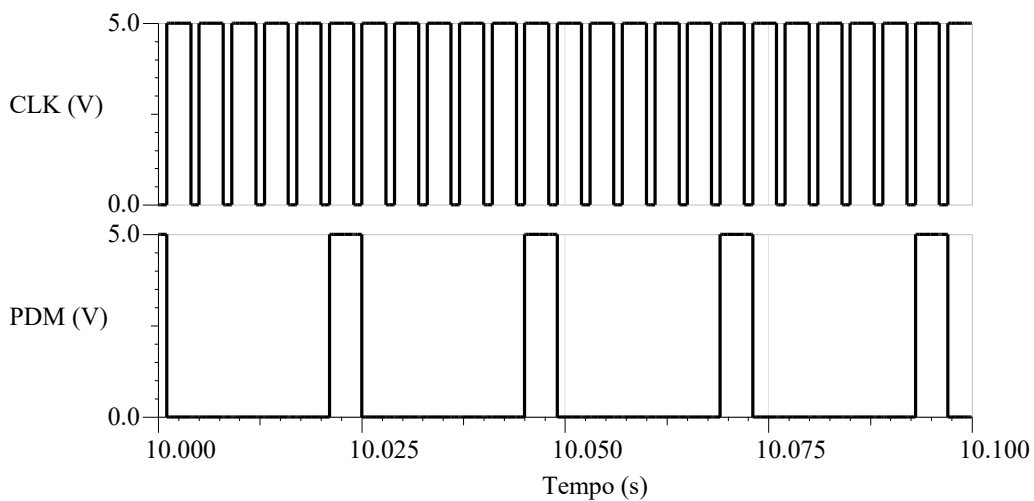


Figura 3.8 Sinais de saída e de amostragem do circuito de teste da Figura 3.7 para $t_s=4,00 \text{ ms}$. ($f_s=250 \text{ Hz}$).

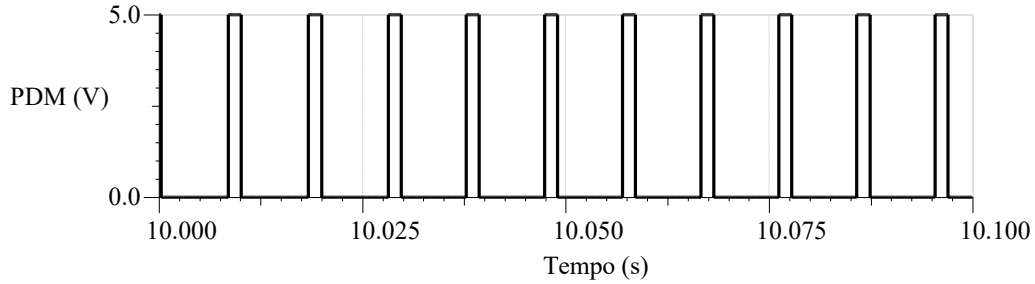


Figura 3.9 Sinal de saída do circuito de teste da Figura 3.7 para $t_s=40,0 \mu s$. ($f_s=25 \text{ kHz}$)

TABELA III: VARIÁVEIS DE TESTE USADAS NO MODULADOR DA FIGURA 3.7
(A) VALORES DE ENTRADA, (B) VALORES CALCULADOS OU MEDIDOS.

(A)		(B)	
$T_{min}(\text{°C})$	15,00	$T_0(\text{°C})$	96,00
$T_{max}(\text{°C})$	75,00	$R_0(\Omega)$	154,0
$T_a(\text{°C})$	25,00	$V_0(\text{V})$	3,532
$V_h(\mu\text{V})$	600,0	$I_0(\text{mA})$	22,93
$\tau_s(\text{s})$	10,00	$k_s(1/\text{K})$	-0,02128
$G_{th}(\text{mW/K})$	1,000	$A[\text{V}/(\text{K} \cdot \text{s})]$	-0,007520
$R_{25}(\Omega)$	1000	$t_H(\text{ms})$	1,597
$B(\text{K})$	2900	$t_L(\text{ms})$	7,983
ρ_t	0,3500	$f_{lim}(\text{Hz})$	104,6

3.2.4 SNR com não idealidades.

Num modulador sigma-delta, a histerese do comparador, além de aumentar a potência do ruído como mostrado, limita o nível do sinal de entrada e move o espectro de ruído para dentro da banda do sinal [34]. Desconsiderando por simplificação estes efeitos, que não serão tratados neste trabalho, uma expressão simplificada para a SNR pode ser determinada como segue.

Considerando o sinal de entrada no meio da faixa de operação, temos para a temperatura percebida pelo sensor:

$$T_{\alpha(50\%)} = \frac{T_{max} + T_{min}}{2} \quad (3.68)$$

Substituindo em (3.66),

$$f_{lim(T)(50\%)} = \frac{\Delta T k_s V_0}{4 \tau_s V_h}. \quad (3.69)$$

É conhecido que um modulador sigma-delta ideal, quando excitado por um sinal constante no meio da faixa de operação, gera na saída um sinal com a metade da frequência de amostragem, o que pode ser observado também em (3.50) e (3.51) pois:

$$N_k = 1 \text{ para } V_h = 0 \text{ e } V_x = (V_H + V_L)/2 \quad (3.70)$$

Então:

$$f_s = 2f_{(50\%)} \quad (3.71)$$

Considerando a equação (3.69) e (3.71), o modulador sigma-delta térmico, com não idealidades, se comporta, como se a sua frequência de amostragem fosse equivalente a:

$$f_{s(eq)} = \frac{\Delta T k_s V_0}{2 \tau_s V_h} \quad (3.72)$$

Substituindo (3.72) em (2.27):

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{9}{2\pi^2} \left(\frac{\Delta T k_s V_0}{4 f_b \tau_s V_h} \right)^3 \right] \quad (3.73)$$

A equação (3.73) é um modelo matemático simplificado para estimar a contribuição da histerese do comparador e dos parâmetros do sensor na SNR do modulador térmico, considerando não idealidades. Este modelo pode ser usado para especificar as características do sensor e do circuito para uma SNR requerida.

Espera-se, portanto, que sensores com maior sensibilidade (k_s) e menor constante de tempo (τ_s), produzam menos ruído, bem como comparadores com menor histerese. Isto aumenta a frequência equivalente de amostragem (3.72), que melhora a SNR em 9,03 dB a cada duplicação (2.28).

O deslocamento do ruído na frequência, provocado por τ_s , não tem efeito importante na SNR quando se considera que $f_{s(eq)} \gg 1/\tau_s$, como mostrado na seção 3.2.1. O efeito importante que se obtém com a diminuição de τ_s , é o aumento da frequência de amostragem equivalente. O valor de τ_s , deve melhorar a SNR em 9,03 dB, cada vez que for reduzido pela metade.

Por simplificação, outras fontes de ruído como ruído térmico, ruído de baixa frequência e ruído de fase dos osciladores não lineares, não foram consideradas [33][37].

3.3 Comentários

Neste capítulo, foi mostrado o diagrama de blocos linear e ideal do modulador térmico (Figura 3.1). Foi proposto um modelo em nível de circuito (Figura 3.2), para sua implementação funcional e foram modelados o comportamento estático e dinâmico do circuito.

O modelo estático, define como polarizar o circuito em qualquer faixa de temperatura ou de radiação, define qual é a relação linear entre a variável de medição (temperatura ou radiação) e a saída do circuito, e prevê também o erro de medição esperado.

O modelo dinâmico, prevê a influência dos parâmetros do sensor e de algumas não idealidades do circuito, na relação sinal ruído do sistema. Esta influência prevista pelo modelo, permite escolher adequadamente, os parâmetros do sensor e as características elétricas do circuito, para se obter a linearidade e a SNR desejadas.

A técnica desenvolvida para compensação de temperatura ambiente, no caso de medição de radiação térmica, mostra que o sensor de compensação, não precisa estar casado com o sensor de radiação. Os sensores devem estar, apenas, polarizados na mesma faixa de temperatura.

O modelo, apesar de reforçadas todas as suas previsões, por resultados de simulação em nível de circuito, foi também submetido a um conjunto de testes, realizados em laboratório. Os resultados destes testes são apresentados no próximo capítulo.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para ratificar os resultados teóricos e de simulação, medições experimentais foram realizadas em laboratório. Foi construído um protótipo do conversor baseado na Figura 3.2 (pág.16), no qual, a parte analógica foi implementada com componentes discretos como mostrado na Figura 4.1 e a parte digital, foi implementada num microcontrolador TMS320F2812 [38] com rotinas de controle, filtro, comunicação, *display* e suporte para o ajuste do instrumento. (Apêndice A).

Foram utilizados termistores tipo NTC, modelo 1K2A, fabricante BetaTHERM. Os coeficientes nominais deste termistor, correspondentes à equação (2.2) são:

$$A_0 = 1,373168 \cdot 10^{-3}, A_1 = 2,772261 \cdot 10^{-4}, A_3 = 1,997412 \cdot 10^{-7}.$$

4.1 Medição de Temperatura

Para avaliação do comportamento do sistema, em medição de temperatura ambiente, foram utilizados, um gerador de calor (estufa) e um termômetro de referência. O sensor de referência e o termistor do protótipo foram colocados em na estufa aquecida a 80 °C e em seguida desligada. Os dados gerados pelo protótipo e pelo medidor de referência foram coletados durante o resfriamento da estufa, que teve uma duração aproximada de 15 horas. A capacitância térmica da estufa foi aumentada com a inclusão de tijolos refratários no seu interior, para retardar seu resfriamento.

É mostrada na Figura 4.2 (a), a curva de resfriamento da estufa medida pelo termômetro de referência e pelo protótipo. É mostrada na Figura 4.2 (b), a linearidade obtida entre os dados de medição do protótipo e a curva de resfriamento da estufa, determinada com os dados de medição do termômetro de referência. Como pode ser observado na Figura 4.2 (c), a não linearidade absoluta apresentada pelo protótipo foi de $\pm 0,16$ °C, que corresponde a uma incerteza de 0,23% para um fundo de escala de 70 °C.

A linearidade obtida, está dentro da incerteza do instrumento de referência. Este resultado experimental, corrobora o resultado teórico obtido em (3.16). De acordo com (3.16), a temperatura estimada, dentro da precisão dos instrumentos utilizados, tem uma relação afim com o valor médio do sinal obtido na saída do modulador.

Substituindo os valores do protótipo na equação (3.34), obtém-se:

$$d(\overline{pdm}) = 2,13 \frac{dV_0}{V_0} + 0,567 \frac{dI_0}{I_0}. \quad (4.1)$$

Considerando que foram utilizadas fontes de referência com precisão de 0,1%, o erro esperado para o valor de \overline{pdm} , de acordo com (4.1), é de $\pm 0,27\%$ e o erro esperado para o valor estimado da temperatura ambiente, de acordo com (3.35), é de $\pm 0,19$ °C. Este valor é próximo do valor da não linearidade observada, que foi de $\pm 0,16$ °C.

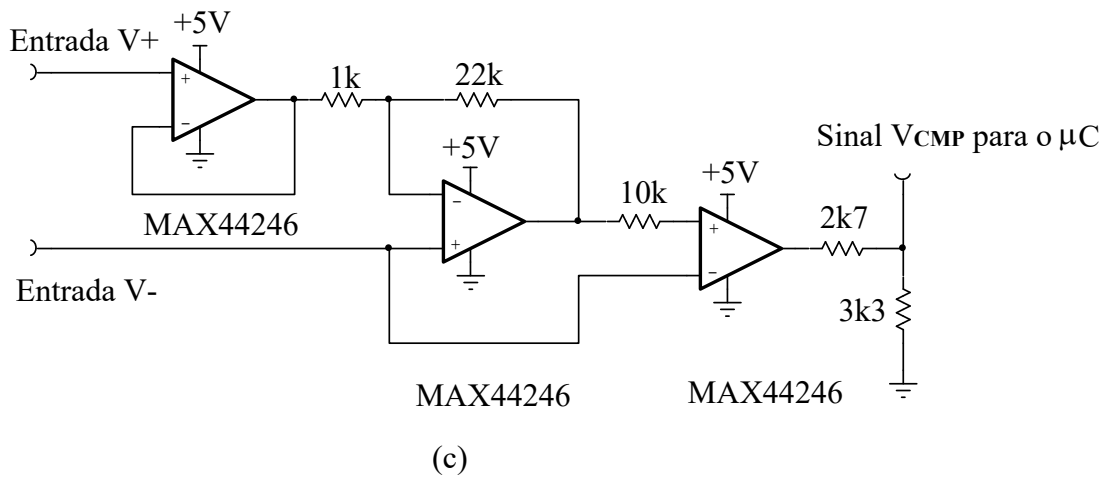
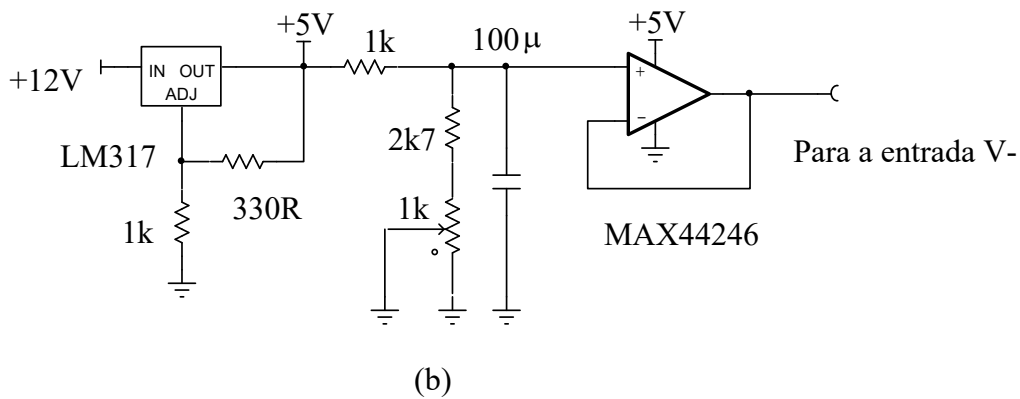
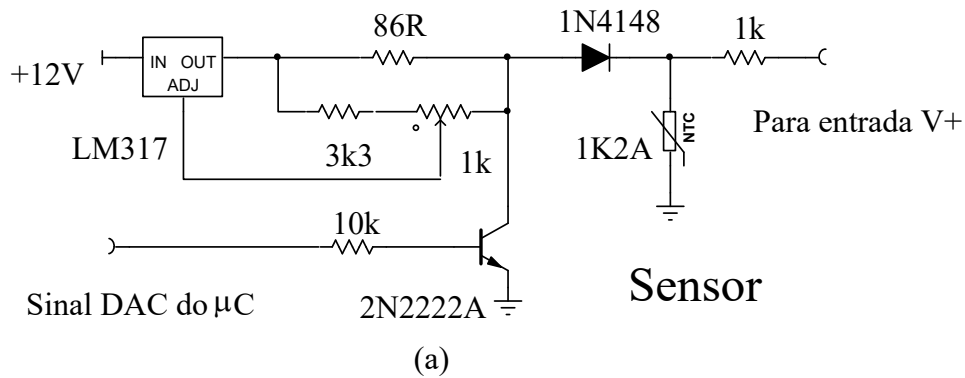


Figura 4.1 Diagrama dos circuitos de: (a) DAC de corrente de referência, I_0 , (b) fonte de tensão de referência, V_0 e (c) comparador, usados no protótipo do radiômetro.

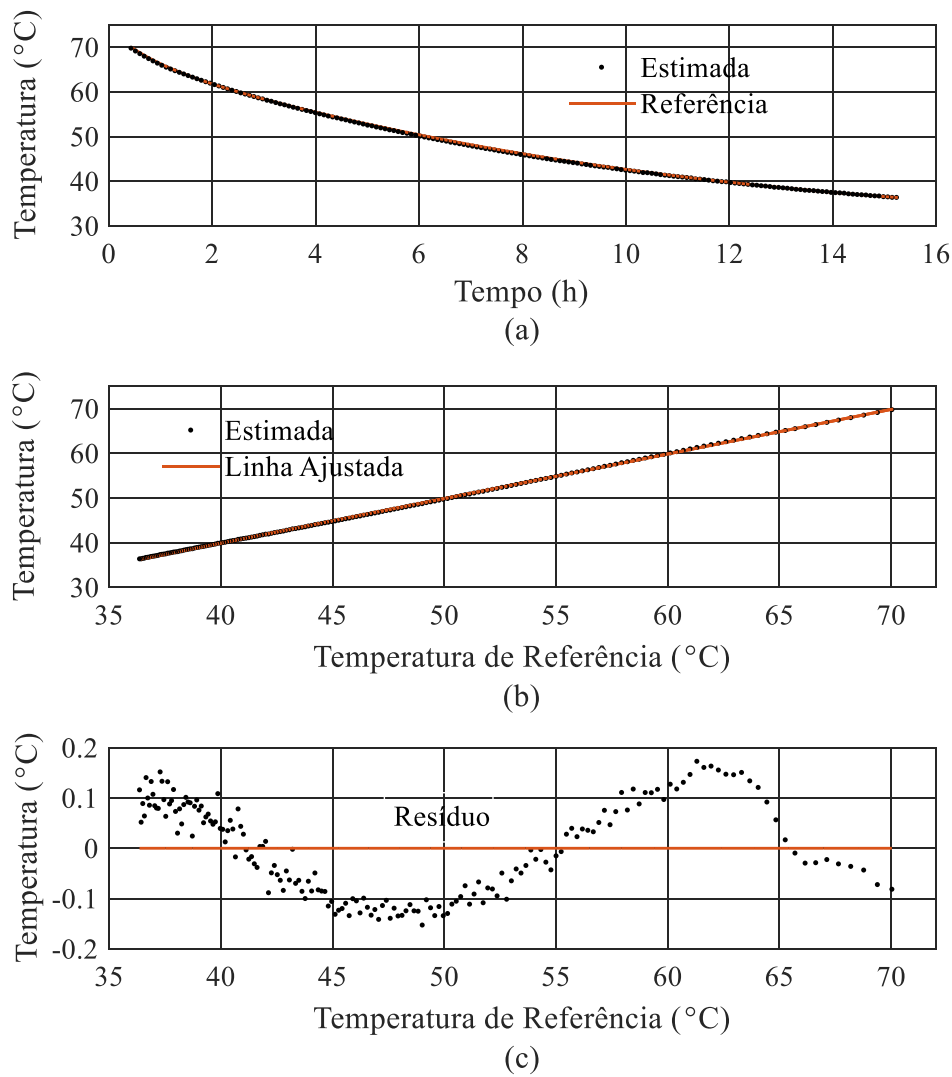


Figura 4.2 Gráfico da linearidade obtida em medição de temperatura. (a) curva de decaimento da temperatura da estufa com o tempo obtidas pelo protótipo e pelo termômetro de referência, (b) relação entre a temperatura estimada pelo protótipo e a estimada pelo termômetro de referência, (c) resíduo, diferença absoluta entre a temperatura medida e a de referência.

4.2 Medição de Radiação

4.2.1 Bancada de Testes

Para avaliação do protótipo como medidor de radiação térmica, foi utilizada como fonte de radiação, uma lâmpada halógena de 1 kW com refletor. Para calibração do protótipo e para comparação dos resultados experimentais obtidos, foi utilizado um radiômetro analógico de referência, tipo pireliômetro, modelo NIP, fabricante Eppley [49].

Este pireliômetro mede radiação normal incidente e é certificado pela WMO (*World Meteorological Organization*) [25], como sendo de primeira classe. Ele tem as seguintes características:

- Sensitividade: $8 \mu\text{VW}^{-1}\text{m}^2$
- Dependência da temperatura ambiente: $\pm 1 \%$ para uma faixa de -20 a $+ 40 \text{ }^\circ\text{C}$
- Linearidade: $\pm 5 \%$ de 0 a 1400 Wm^{-2}
- Tempo de resposta: 1 s

Foi desenvolvida uma bancada de testes de radiação, cujo arranjo pode ser observado na Figura 4.3. Neste arranjo observa-se, o radiômetro de referência e o radiômetro de teste, excitados com a mesma fonte de radiação.

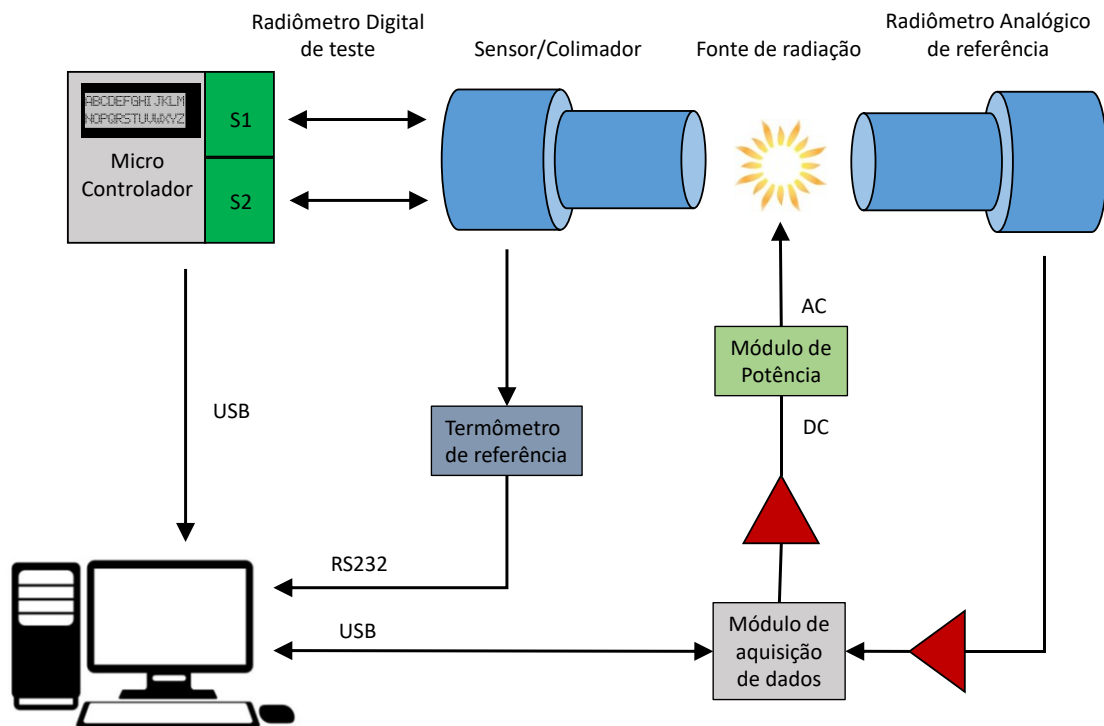


Figura 4.3 Diagrama de interligação dos componentes usados na bancada de testes.

Foi utilizado um módulo de aquisição de dados para capturar os valores de radiação gerados pelo medidor de referência e para controlar a potência da fonte de radiação. Amplificadores auxiliares foram necessários para ajuste dos níveis de entrada do módulo de potência e do módulo de aquisição de dados.

O sensor de radiação foi acondicionado numa câmara para evitar convecção forçada. Nele incide somente radiação direta, devido ao uso de um colimador, que aprisiona a radiação difusa, como pode ser observado na Figura 4.4. Este cuidado é necessário porque o radiômetro de referência é fabricado para medir somente radiação normal e a radiação difusa poderia dificultar a comparação dos resultados obtidos pelos dois radiômetros.

O sensor de radiação foi posicionado no foco de uma lente 30X para melhorar a sensibilidade do instrumento (Figura 4.4) e o sensor de compensação de temperatura ambiente foi colocado na mesma câmara, protegido da radiação incidente. Foi instalado um termômetro de referência, na câmara do radiômetro de teste, para execução do procedimento de calibração do instrumento.

O radiômetro de teste é autônomo e apresenta os valores da radiação estimada num *display* local. Durante os testes, foram disponibilizados em tempo real numa interface USB, os sinais V_{PDM} gerados pelos sensores para análise: da linearidade, do tempo de resposta e da relação sinal ruído. Estes valores foram processados num PC por meio do *software* matemático Matlab.

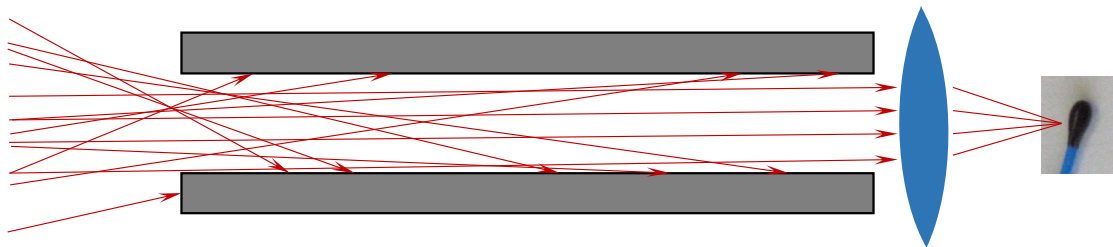


Figura 4.4 Detalhe do condicionamento óptico do sensor de radiação em que se observa o colimador que só deixa passar a radiação direta e a lente convergente que aumenta a sensibilidade do instrumento.

4.2.2 Fonte de Radiação

Para a realização dos testes de desempenho, era necessário variar a radiação submetida aos instrumentos, o que foi inicialmente realizado automaticamente pelo PC através do módulo de potência. Porém durante as medições, foi observado que, ao desligar a lâmpada, o medidor protótipo não acusava nenhum valor de radiação enquanto que o medidor de referência acusava um valor residual que zerava após algum tempo. Além disto foi observada uma não linearidade acima do esperado.

Foi considerada a hipótese de que o calor da lâmpada, mesmo apagada, estivesse emitindo radiação suficiente para sensibilizar o instrumento de referência, que teria uma maior sensibilidade que o instrumento de teste na faixa de frequência abaixo do espectro visível. Entretanto, uma diferença de sensibilidade entre os instrumentos explicaria o valor residual de radiação, mas não explicaria a não linearidade obtida, mesmo que os perfis de sensibilidade dos sensores fossem diferentes ao longo do espectro de frequência.

Sabe-se que, de acordo com a lei de Planck, (4.2) a densidade espectral da potência de radiação de um corpo negro se desloca para comprimentos de onda cada vez maiores quando se diminui sua temperatura, como observado na Figura 4.5. Então se a temperatura do corpo variar e os sensores não tiverem o mesmo perfil de sensibilidade ao longo do espectro de frequência da radiação emitida, as potências totais absorvidas pelos mesmos não terão realmente, uma relação linear entre si.

$$\frac{dD}{d\lambda} = \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{(hc/\lambda kT)} - 1} \quad (4.2)$$

em que:

D é a densidade espacial de potência em W/m^2 ,

h é a constante de Planck em $J.s$,

c é a velocidade da luz no vácuo em m/s ,

λ é o comprimento de onda da radiação em m ,

k é a constante de Boltzmann em $m^2 \cdot kg \cdot s^{-1} \cdot K^{-1}$,

T é a temperatura absoluta do corpo em K .

Observa-se na Figura 4.3 que o método utilizado para variar a radiação através do módulo de potência, também varia a temperatura da fonte de radiação, o que, segundo a da lei de Planck, poderia causar a não linearidade observada, o que foi investigado.

Foram feitas simulações usando a lei de Planck, por meio do *software* Matlab (Apendice I), para determinar o perfil de linearidade que se obtém quando se compara a potência total obtida em todo o espectro de frequência com a potência parcial obtida em parte do espectro.

A potência total foi considerada como referência para as medidas de linearidade, pois simula um sensor ideal que absorve todas as frequências de radiação. A potência parcial, que desconsidera as frequências abaixo do espectro visível, simula o sensor de teste que, por observação, tem baixa sensibilidade nesta faixa de frequência.

Foram geradas famílias de curvas a partir da equação (4.3) variando a temperatura e o limite de integração. Para comparação, foi usado como medida de linearidade o coeficiente de determinação R^2 [39].

$$D = \int_0^{\lambda_f} \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{(hc/\lambda kT)} - 1} d\lambda \quad (4.3)$$

em que, λ_f é o comprimento de onda de corte do sensor, acima do qual o sensor não se sensibiliza.

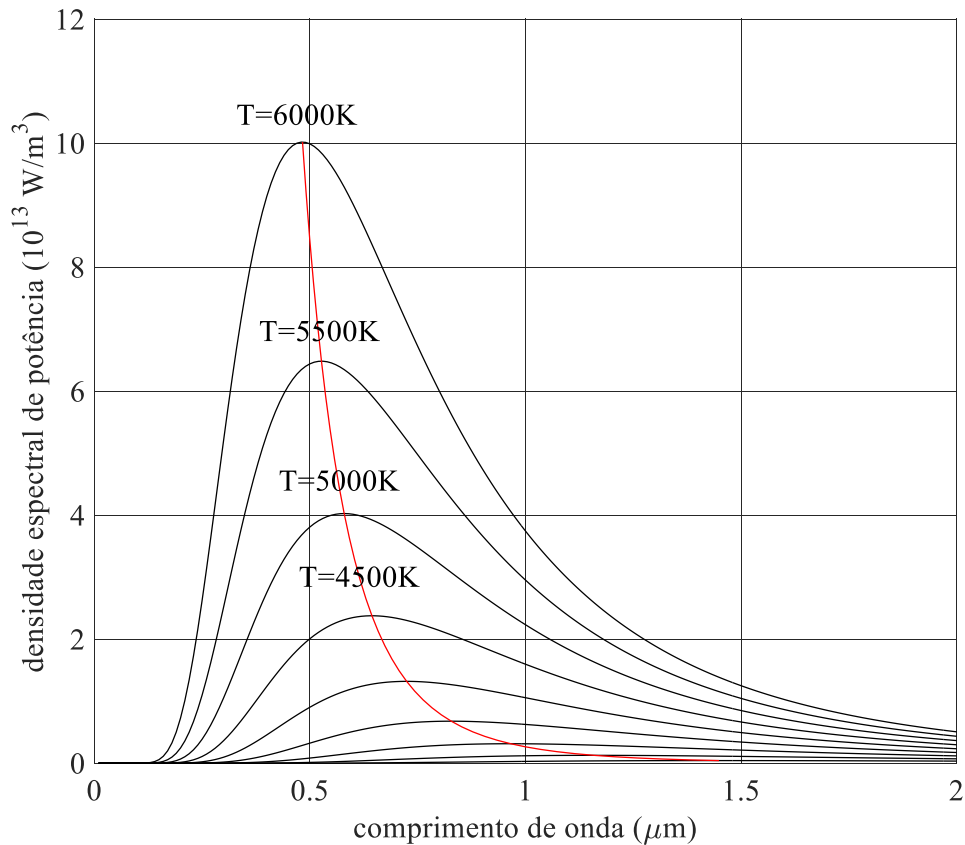


Figura 4.5 Densidade espectral de potência de radiação de um corpo negro, segundo a lei de Planck

Na Figura 4.6, observa-se a variação da linearidade entre a potência total e a parcial, com a frequência de corte do sensor, ($\nu_f = c/\lambda_f$), obtida numa faixa de temperatura entre 300K, temperatura ambiente, e 3000K, temperatura nominal da lâmpada. As simulações foram realizadas na faixa de frequência de corte entre zero e 200 THz, abaixo da luz visível.

Na Figura 4.7, observa-se a linearidade obtida entre o radiômetro de referência e o protótipo, quando a variação da radiação emitida era feita pelo PC, variando a tensão sobre a lâmpada. Observa-se uma não linearidade absoluta $\pm 7,6 \text{ W/m}^2$, que representa uma incerteza de 2,2% para uma escala de 340 W, valor acima da incerteza do instrumento de referência, que é de $\pm 1,0 \%$ para esta faixa de radiação.

Para comparação dos dados obtidos em bancada com os dados de simulação, foi calculado o fator de determinação para esta amostra, que resultou em $R^2=99,86\%$. Comparando com os dados obtidos por simulação (Figura 4.6), o valor deste coeficiente de determinação corresponde a uma frequência de corte de 140 THz, destacado na figura.

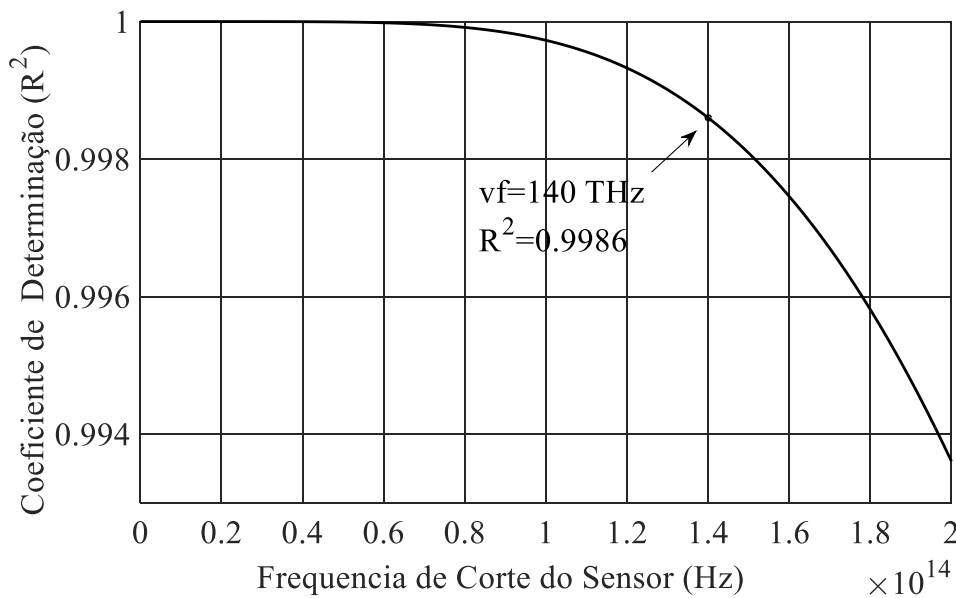


Figura 4.6 Variação da linearidade entre um sensor ideal e um sensor que não responde baixas frequências de radiação, fora do espectro visível.

Observa-se na Figura 4.8, a curva que gerou o ponto em destaque na Figura 4.6, que tem o mesmo coeficiente de determinação dos dados da Figura 4.7. Observa-se a semelhança entre os perfis de linearidade obtidos em laboratório e com os dados de simulação, como se estas não linearidades fossem causadas pelo mesmo fenômeno e como se o sensor utilizado nos experimentos tivesse baixa sensibilidade a frequências abaixo de 140 THz. Este resultado, reforça a hipótese de que o método de medição adotado, variando a temperatura da lâmpada, causou a não linearidade observada.

Como estas evidências, foi desenvolvido um dispositivo capaz de variar a potência entregue aos sensores sem variar a temperatura da lâmpada, substituindo o sistema automático de controle da radiação emitida, por um controle manual. Por meio deste controle manual, a lâmpada é mantida com temperatura constante e a variação da radiação é feita por meio de um sistema de três discos vazados superpostos, acoplados a um motor DC, colocados entre a fonte de radiação e os instrumentos, como pode ser observado na Figura 4.9.

Este dispositivo transforma a radiação contínua em uma radiação modulada em largura de pulso (PWM) cuja potência depende da largura da abertura do disco. Esta largura é variada manualmente pela superposição dos três discos. Desta forma, foi possível obter potência de radiação na faixa de 40 a 340 W/m², sem alterar a temperatura da lâmpada como desejado.

Com este dispositivo, foi possível reduzir a não linearidade provocada pelo método de medição anterior, obtendo-se, desta forma, valores de linearidade dentro dos limites esperados. Esta mudança no método de medição é necessária para minimizar não linearidades provocadas pelo perfil de sensibilidade ao espectro de radiação, entre o sensor de referência e o sensor comercial, utilizado no experimento. Sensores específicos devem ser desenvolvidos para a faixa espectral de interesse, o que está fora do escopo deste trabalho.

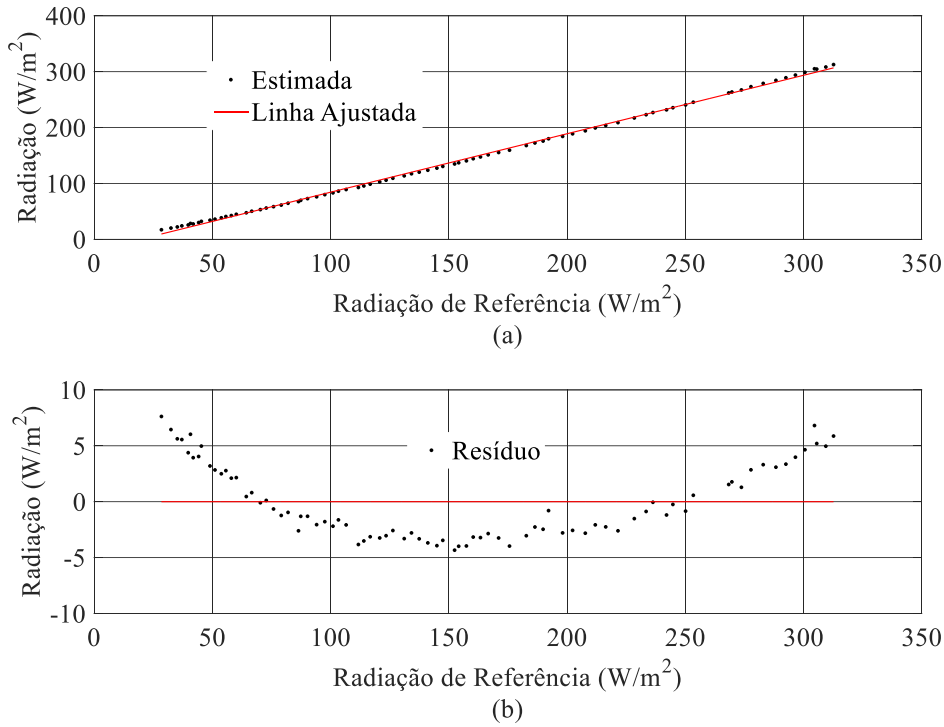


Figura 4.7 Linearidade obtida entre o radiômetro de referência e o protótipo usando variação automática da radiação emitida. (a) relação entre a radiação estimada pelo protótipo e a estimada pelo radiômetro de referência, (b) resíduo, diferença absoluta entre o sinal medido e o de referência

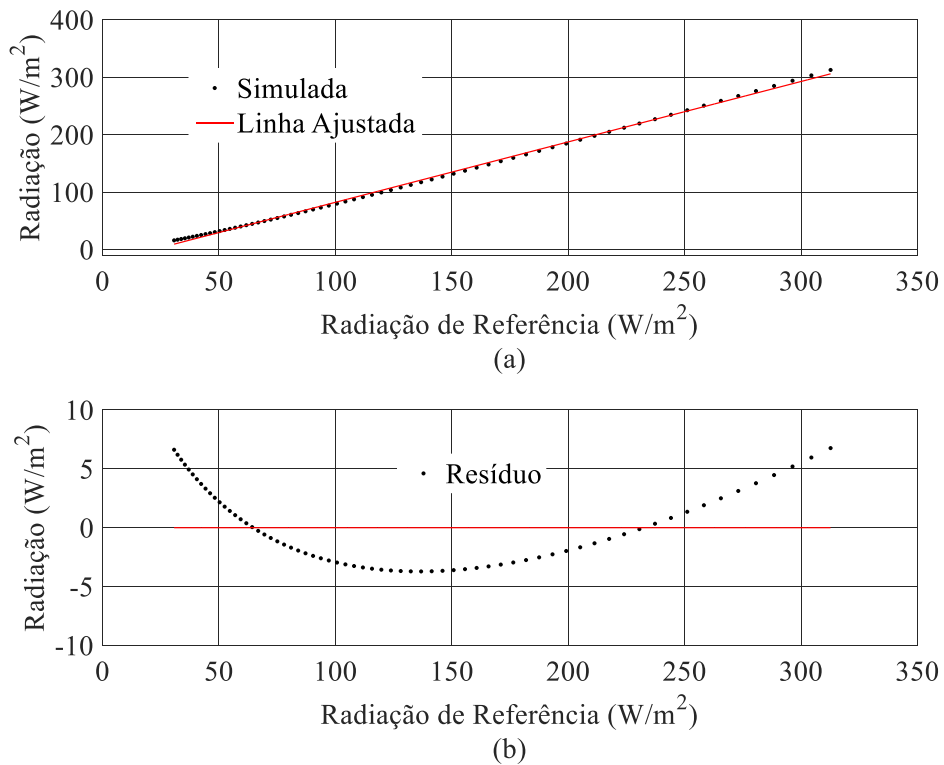


Figura 4.8 Linearidade obtida por simulação para um sensor de radiação sem sensibilidade a frequências abaixo de 140 THz. (a) relação entre a radiação parcial e a radiação total simuladas, (b) resíduo, diferença absoluta entre a radiação parcial a radiação total.

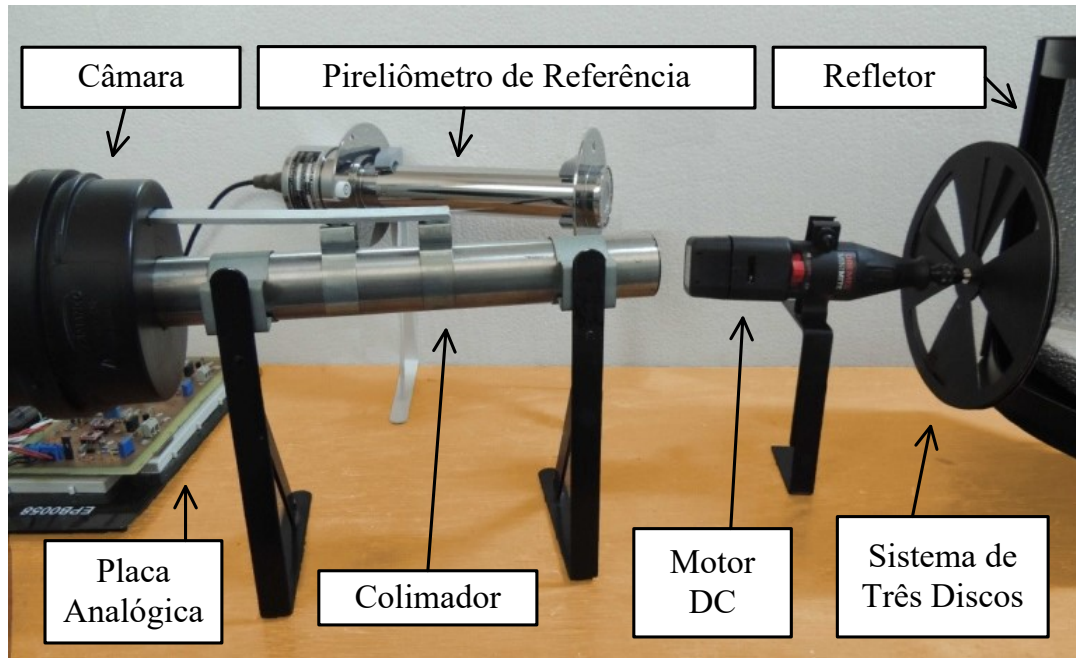


Figura 4.9 Foto da bancada de testes e medição de radiação térmica, com variação manual da radiação, por meio de um sistema de discos vazados, que gera um sinal PWM da radiação.

4.2.3 Ajustes do Instrumento

Para o radiômetro operar linearmente na faixa de radiação escolhida, é necessário apenas, ajustar a corrente e a tensão de referência dos sensores, cujos valores são determinados pelo fluxo mostrado na Figura 4.10, que são os procedimentos necessários para o ajuste do instrumento.

As variáveis de entrada do processo de ajuste são:

- Radiação máxima a ser estimada, H_{max}
- Faixa de temperatura ambiente a que o instrumento será submetido, $T_{min}, T_{e(max)}$,
- Valor aproximado de G_{th} , condutância térmica efetiva do sensor,
- Valor aproximado de H_c , sensibilidade efetiva do radiômetro.

Os valores efetivos de G_{th} e H_c dependem do sensor utilizado e de todo o seu condicionamento óptico e mecânico na câmara do radiômetro. Este procedimento de ajustes, permite determina-los com a precisão desejada.

De acordo com o fluxograma ilustrado na Figura 4.10, os passos do procedimento são:

- 1 – Calcular T_{max} pela equação (3.20) e T_0 pela equação (3.7).
- 2 – Tendo T_0 , medir R_0 diretamente numa estufa ou calcular R_0 pela curva de resistência-temperatura do sensor, determinada experimentalmente.
- 3 – Calcular os valores de V_0 e I_0 pelas equações (3.9) e (3.10) e ajustar os valores no circuito.

4 – Com o auxílio de um termômetro de referência, medir a temperatura ambiente T_e dentro da câmara, observar o valor de \overline{pdm} gerado pelo circuito nesta temperatura, calcular o novo valor de G_{th} pela equação (4.4), que é obtida de (3.21), e comparar com o valor anterior.

5 – Submeter o instrumento a uma radiação conhecida e observar o valor de \overline{pdm} gerado pelo circuito.

6 – Calcular H_c pela equação (3.17), substituindo \overline{pdm}_1 pelo observado no item 5 e \overline{pdm}_2 pelo valor observado no item 4. Comparar com o valor anterior.

Repetir os passos anteriores num processo iterativo até que H_c convirja para a precisão desejada.

$$G_{th} = \frac{V_0 I_0}{T_0 - T_e} \left(1 - \frac{\overline{pdm}}{\rho_t + 1} \right) \quad (4.4)$$

Repetir os passos 3 e 4 num processo iterativo até que o valor de G_{th} convirja para a precisão desejada.

Para o ajuste do circuito do sensor de compensação de temperatura ambiente, considerar os mesmos valores de T_0 e ΔT previamente obtidos para o sensor de radiação e seguir os passos 2, 3 e 4.

Estes ajustes garantem a operação do radiômetro na faixa de radiação e temperatura ambiente definidas e a radiação é estimada em tempo real pela equação (3.17).

A histerese máxima que o comparador pode ter é determinada pela equação (3.73) e a frequência de amostragem é baseada na equação (3.69)

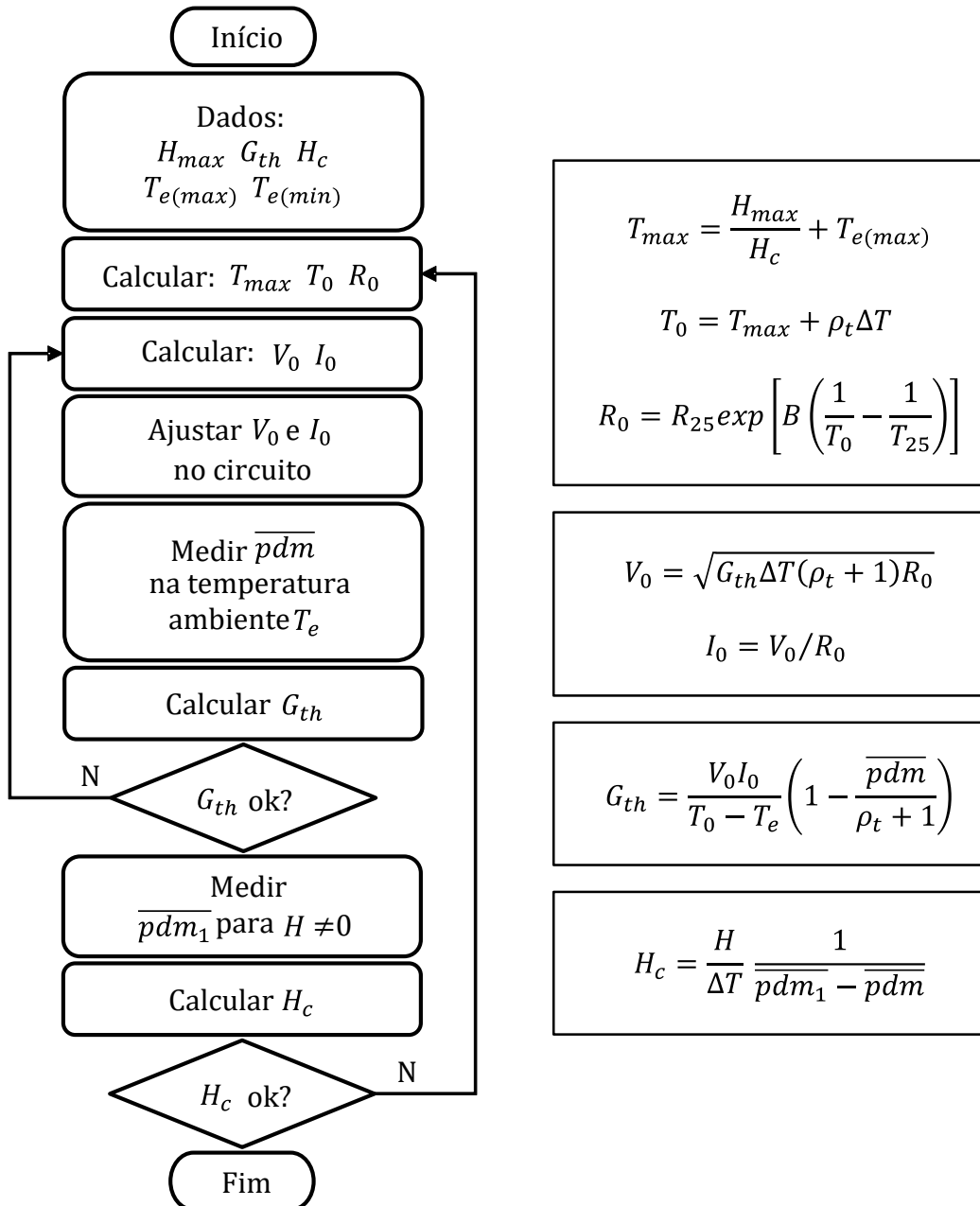


Figura 4.10 Fluxo de procedimentos para realização dos ajustes do radiômetro.

4.2.4 Linearidade

É mostrada na Figura 4.11 (a), a linearidade obtida entre os dados de radiação gerados pelo instrumento de teste e os gerados pelo instrumento de referência, entre 40 e 340 W/m². Foram realizados seis conjuntos de medições com cinco amostras cada. Cada conjunto corresponde a um valor de radiação emitida, obtido manualmente com a variação da abertura dos discos rotativos.

Como pode ser observado na Figura 4.11 (b), o protótipo apresentou uma não linearidade absoluta de ±1,5 W/m² que representa uma incerteza de 0,4% para um fundo de escala de 340 W/m². O fator de determinação resultou R²=99,99%.

A linearidade obtida, está dentro da incerteza do instrumento de referência. Este resultado experimental, corrobora o resultado teórico obtido em (3.17). De acordo com (3.17), a radiação estimada, dentro da precisão dos instrumentos utilizados, tem uma relação afim com a diferença entre os valores médios dos sinais obtidos na saída do modulador.

Considerando que foram utilizadas fontes de referência com precisão de 0,1%, o erro esperado para o valor de \overline{pdm} é de ±0,27% (4.1) e o erro esperado para o valor estimado da radiação, de acordo com (3.36) é de ±3,0 W/m². O valor observado da não linearidade, foi de ±1,5 W/m².

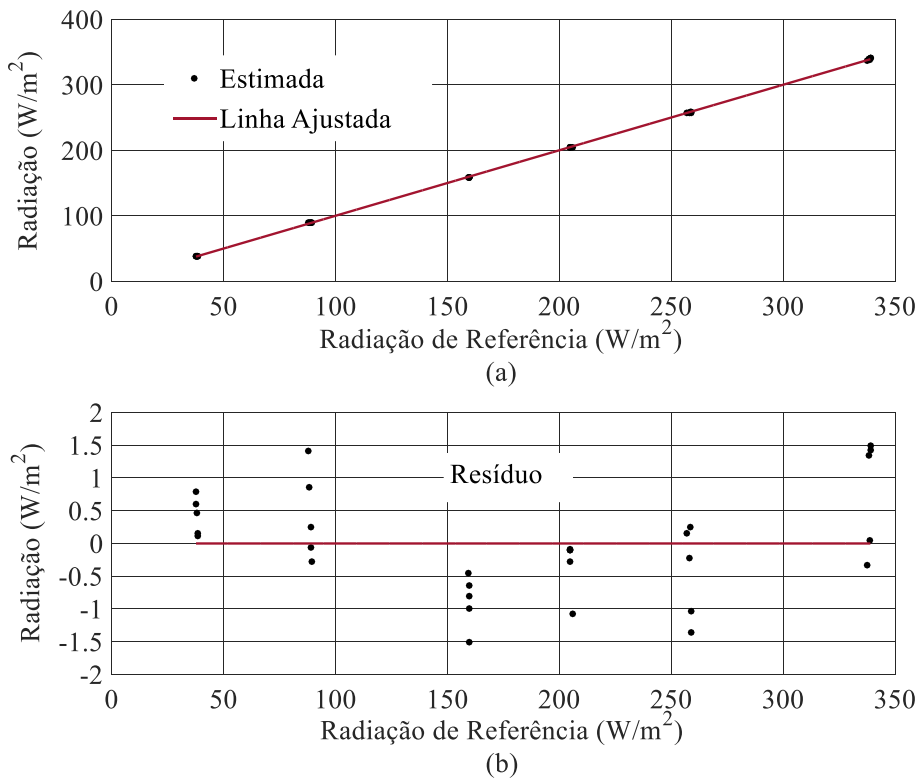


Figura 4.11 Gráfico da linearidade entre o radiômetro de referência e o protótipo, com variação manual da radiação. (a) relação entre a radiação estimada pelo protótipo e a estimada pelo radiômetro de referência, (b) resíduo, diferença absoluta entre o sinal medido e o de referência.

4.2.5 Tempo de Resposta

Na Figura 4.12, observa-se a resposta do instrumento de teste e do instrumento de referência, ao degrau de radiação. Na Tabela IV, são apresentados os valores dos tempos de resposta, obtidos em cada degrau. O tempo de resposta máximo obtido pelo protótipo foi de 700 ms, mesmo com sensor cuja constante de tempo é de 10 s. O tempo de resposta máximo obtido pelo instrumento de referência foi de 1260 ms, quase o dobro do protótipo.

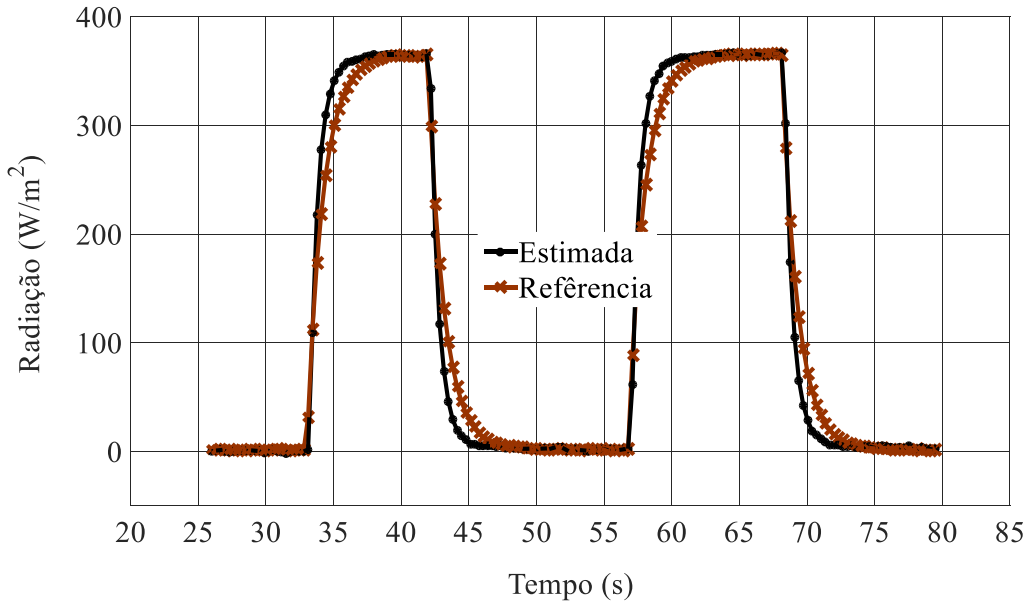


Figura 4.12 Gráfico do tempo de resposta do protótipo e do instrumento de referência ao degrau de radiação.

TABELA IV: TEMPOS DE RESPOSTA AO DEGRAU DE RADIAÇÃO, OBTIDOS PELO PROTÓTIPO E PELO INSTRUMENTO DE REFERÊNCIA, EM SEGUNDOS.

	Referência		Protótipo	
	Subida	Descida	Subida	Descida
1º degrau	1,18	1,26	0,61	0,67
2º degrau	1,10	1,21	0,66	0,70

4.2.6 Relação Sinal Ruído

Observa-se na Figura 4.13, o espectro de potência do sinal obtido na saída do modulador para alguns valores de radiação de entrada. O espectro de potência foi obtido pela DFT da diferença entre os sinais binários na saída dos moduladores de radiação e de compensação de temperatura, com resolução de 16,67 mHz (Apêndice A).

Observa-se uma densidade espectral típica de um modulador sigma-delta de primeira ordem no qual o ruído se espalha para fora da banda do sinal, aumentando a uma taxa de 20 dB por década. O ruído total obtido, considerando uma banda de 2.0 Hz, ficou em torno de -72 dB, calculado pela rotina detalhada no Apêndice A. Este ruído foi obtido pela soma das potencias de cada raia espectral, na faixa de 0,2 Hz a 2,0 Hz. Para a faixa de 0 a 0,2 Hz foi considerado o mesmo valor médio do ruído calculado para a faixa de 0.2 Hz até 2,0 Hz, pois, como pode ser observado, o sinal de radiação usado no experimento (Figura 4.13), ocupa a banda de frequência até cerca de 0,2 Hz.

Como o valor máximo do sinal V_{PDM} é igual a um, a relação sinal ruído correspondente ao fundo de escala é $SNR_{FS}=72$ dB, o que equivale a um modulador convencional de 12 bits.

Na Figura 4.14, pode-se observar um exemplo de sinal sobre o sensor e o seu correspondente na saída do comparador, capturados por um osciloscópio. Pode-se observar que $t_H \cong 940 \mu s$ e $t_L \cong 610 \mu s$. Vide equação (3.54)

Somente com a observação destes tempos é possível estimar o valor da histerese do sistema, o valor da frequência de amostragem equivalente e o valor da relação sinal ruído.

O valor da histerese do sistema é obtido pela equação (3.67), que substituindo os valores de t_H e t_L obtidos, estima-se em: $V_h = 167 \mu V$.

Substituindo (3.67) em (3.72), obtém-se a frequência de amostragem equivalente:

$$f_{s(eq)} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{t_H} + \frac{1}{t_L} \right) \quad (4.5)$$

Substituindo-se os valores de t_H e t_L obtidos, estima-se: $f_{s(eq)} = 1,35$ kHz, sendo que, a frequência real de amostragem é 25 kHz. 1,35 kHz, corresponde a uma taxa de sobreamostragem de 337,5 para uma banda do sinal de 2 Hz. Pela equação (2.28) esta taxa de sobreamostragem equivale a uma resolução de 12 bits, exatamente como observado na Figura 4.13.

Substituindo (3.67) em (3.73), obtém-se a SNR:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{9}{2\pi^2} \left(\frac{t_H + t_L}{4f_b t_H t_L} \right)^3 \right] \quad (4.6)$$

Substituindo-se os valores de t_H e t_L obtidos, estima-se: $SNR = 72,4$ dB, sendo que a SNR_{FS} medida (Figura 4.13) foi de -72 dB.

Todos estes resultados validam o modelo proposto.

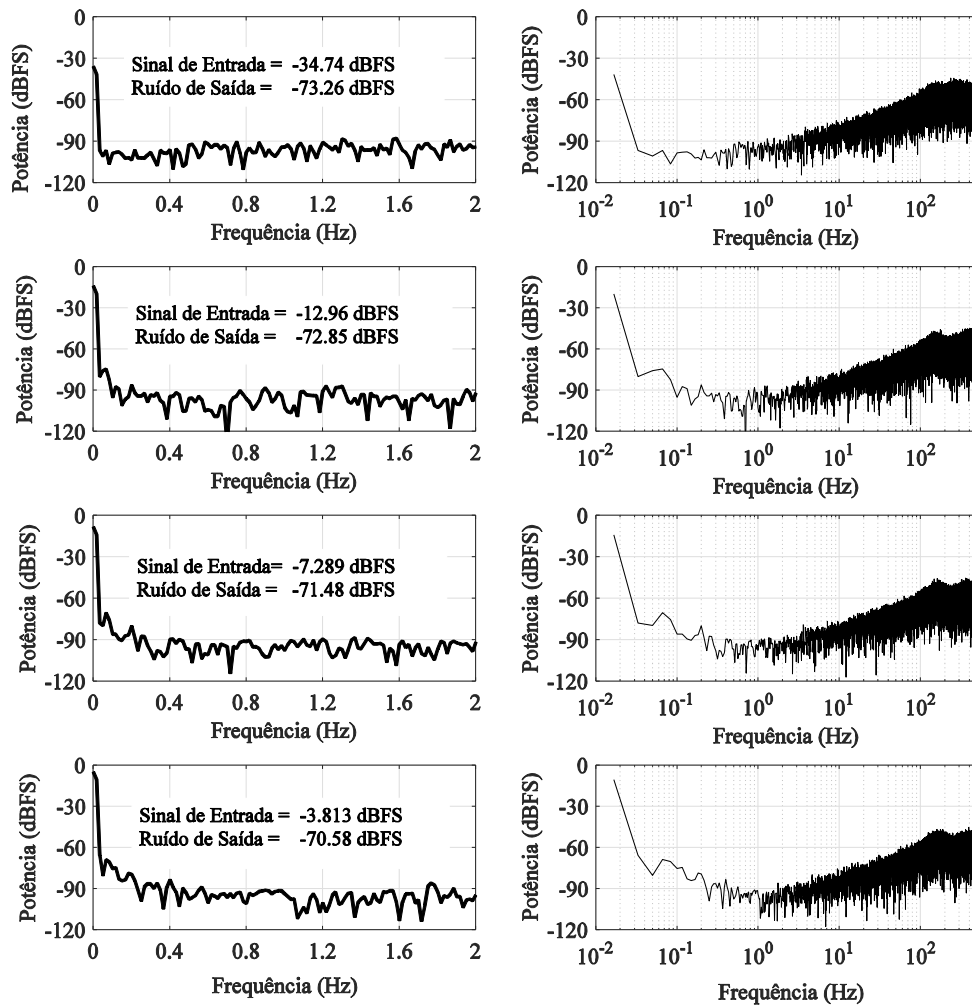


Figura 4.13 Curvas do espectro de frequência normalizado na saída do protótipo para quatro diferentes níveis de radiação de entrada e o respectivo ruído total para uma banda de 2 Hz.

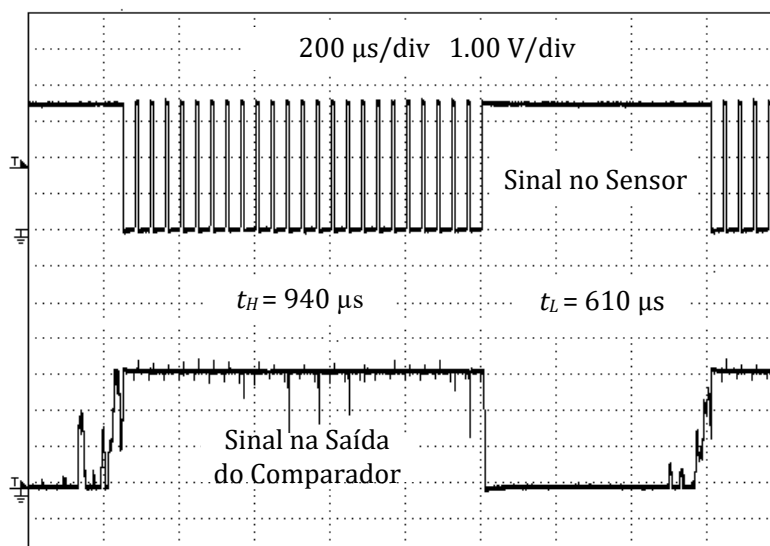


Figura 4.14 Sinal V_S sobre o sensor e sinal V_{CMP} na saída do comparador, capturados no circuito protótipo, usados para estimar o valor da histerese V_h do comparador utilizado.

4.3 Comentários

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório com um protótipo do sistema. Os resultados obtidos em estimação de temperatura ambiente e radiação térmica, validam o modelo desenvolvido.

O protótipo, é uma adaptação do diagrama de circuito proposto (Figura 3.2), para um modelo real, em que a parte analógica foi implementada com componentes discretos e a parte digital por um microcontrolador.

Observou-se a saturação da frequência de amostragem, prevista pelo modelo, devido as não idealidades do circuito. A frequência máxima obtida na saída do modulador foi estimada em 675 Hz, mesmo com uma frequência de amostragem real de 25 kHz. Este resultado, esperado, mostra que a SNR do protótipo, não melhora mais com a frequência de amostragem.

Foi desenvolvido um procedimento de ajuste do radiômetro, que permite polarizar o circuito em qualquer faixa de radiação, mesmo sabendo-se que o valor preciso da condutância térmica efetiva do sensor e a da sensibilidade efetiva do instrumento, dependem do condicionamento óptico e mecânico dos sensores na câmara do instrumento.

5 CONCLUSÕES

Nesta investigação, agregou-se ao modelo teórico linearizado do modulador térmico sigma-delta de primeira ordem, algumas não idealidades. O novo modelo, prevê e quantifica alguns comportamentos observados e não previstos no modelo anterior.

O novo modelo é consistente com os resultados experimentais obtidos e permite orientar o dimensionamento de sistemas de medição de radiação com a resolução desejada, pois prevê a influência dos parâmetros do sensor e de algumas não idealidades do circuito, na relação sinal ruído do sistema, o que permite escolher adequadamente, os parâmetros do sensor e as características elétricas do circuito, para se obter a linearidade e a SNR desejadas.

O comportamento estático e dinâmico do instrumento foi modelado, definindo a influência dos parâmetros do sensor e do circuito no ruído total gerado, o que pode balizar a fabricação de sensores e a especificação do circuito com as características necessárias para obtenção da qualidade do sinal desejada.

Foi desenvolvida uma técnica de compensação da temperatura, na qual, o sensor de compensação de temperatura, pode ter características termodinâmicas diferentes do sensor de radiação. E mesmo que o sensor de compensação não esteja totalmente isolado da radiação incidente, o sistema proposto, mantém a linearidade entre entrada e saída.

Testes foram realizados em bancada, utilizando sensores e componentes comerciais cujos resultados ratificaram o modelo desenvolvido. Resultados melhores podem ser obtidos usando esta técnica e este modelo, dimensionando adequadamente os parâmetros do sensor e do circuito que influenciam a SNR e a precisão da medição.

Sem integração do circuito e com sensores de uso geral, conseguiu-se resultados semelhantes aos de um radiômetro de primeira classe, mostrando o potencial da técnica desenvolvida para medição de radiação térmica.

Em trabalhos futuros pode-se desenvolver sensores integrados aos circuitos analógico e digital para testar o comportamento do sistema em medições de radiação térmica de baixa potência em faixas de frequência fora do espectro visível.

A técnica desenvolvida para compensação de temperatura ambiente, no caso de medição de radiação térmica, mostra que o sensor de compensação, não precisa estar casado com o sensor de radiação. Os sensores devem estar, apenas, polarizados na mesma faixa de temperatura.

O protótipo, é uma adaptação do diagrama de circuito proposto (Figura 3.2), para um modelo real, em que a parte analógica foi implementada com componentes discretos e a parte digital por um microcontrolador.

Foi desenvolvido um procedimento de ajuste do radiômetro, que permite polarizar o circuito em qualquer faixa de radiação, mesmo sabendo-se que o valor preciso da condutância térmica efetiva do sensor e a da sensibilidade efetiva do instrumento, dependem do condicionamento óptico e mecânico dos sensores na câmara do instrumento.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Oliveira, G. S. Deep, A. M. N. Lima, R. C. S. Freire, "A Feedback I²-controlled Constant Temperature Solar Radiation Meter", *Proc. IEEE-IMTC*, vol. 2, pp. 1062-1066 (1998).
- [2] P. C. Lobo, "An electrically Compensated Radiometer", *Solar Energy*, 36 (3) pp.207-216 (1985).
- [3] M. Denoual, S. Lebargy and G. Allegre, "Digital implementation of the capacitively coupled electrical substitution for resistive bolometers," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 21, no. 1, p. 15205, 2010.
- [4] M. Denoual, D. Brouard, A. Veith, O. De Sagazan, M. Pouliquen, P. Attia, E. Lebrasseur, Y. Mita and G. Allegre, "A heat balanced sigma-delta uncooled bolometer," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 25, no. 6, p. 65101, 2014.
- [5] V. M. Nascimento, T. L. V. N. Silva, V. S. G. Martins, P. C. Lobo and R. C. S. Freire, "Output dynamic range of radiometers based on thermoresistive sensors," *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, Montevideo, 2014, pp. 1271-1274. doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860949
- [6] H. Fujita, T. Ohhashi, M. Asakura, M. Yamada, K. Watanabe, "A thermistor Anemometer for Low-Flow-Rate Measurements", *IEEE Trans. Instrum. Measurement*, 44 (3), pp. 779-782 (1998).
- [7] H. J. Verhoeven and J. H. Huijsing, "Design of integrated thermal flow sensors using thermal sigma-delta modulation," in *Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors IX. Transducers '95. The 8th International Conference on*, 1995, vol. 1, pp. 532–535.
- [8] K. A. A. Makinwa and J. H. Huijsing, "Constant power operation of a two-dimensional flow sensor using thermal sigma-delta modulation techniques," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001. Proceedings of the 18th IEEE*, 2001, vol. 3, pp. 1577–1580.
- [9] W. R. M. Almeida *et al.*, "A Constant Temperature Thermoresistive Sigma-Delta Anemometer," *2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC 2007*, Warsaw, 2007, pp. 1-6. doi: 10.1109/IMTC.2007.379040
- [10] L. V. Araujo, S. Y. C. Catunda, D. Belfort, M. Denoual and R. C. S. Freire, "SPICE-based dynamical model of a NTC thermoresistive sensor for anemometer applications," *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, Pisa, 2015, pp. 1682-1686. doi: 10.1109/I2MTC.2015.7151533
- [11] L. S. Palma, A. Oliveira, A. S. Costa, A. Q. Andrade Jr., C. V. R. Almeida, M. E. P.V. Zurita, R. C. S. Freire, "Implementation of a Feedback I²-controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter", *Sensors* 3 (10), pp 498-503 (2003).
- [12] R. P. C. Ferreira, R. C. S. Freire, C. S. Deep, J. S. de Rocha Neto and A. Oliveira, "Hot-wire anemometer with temperature compensation using only one sensor," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 4, pp. 954-958, Aug 2001. doi: 10.1109/19.948306
- [13] L. V. Araujo, S. Y. C. Catunda, C. E. T. Dórea and R. C. S. Freire, "A controlled-temperature hot-wire anemometer with voltage feedback linearization," *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, Montevideo, 2014, pp. 325-330. doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860761
- [14] M. Domínguez, F. N. Masana, V. Jiménez, S. Bermejo, J. Amirola, J. Ballester, N. Fueyo, and L. M. Castañer, "Low-cost thermal Σ - Δ air flow sensor," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 2, no. 5, pp. 453–462, 2002.
- [15] L. S. Palma, A. Oliveira, R. Freire, and A. B. Fontes, "Sigma-Delta Modulator with Thermoresistive Sensor Frequency Response," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006. Proceedings of the IEEE*, 2006, pp. 776–780.

- [16] V. C. Rosa, L. S. Palma, A. Oliveira and T. R. Torres, "An inherently linear transducer using thermistor practical approach," *3rd International Conference on Sensing Technology, Tainan, 2008*, pp. 491-495. doi: 10.1109/ICSENST.2008.4757154
- [17] W. R. M. Almeida, R. C. S. Freire, S. Y. C. Catunda and H. Aboushady, "CMOS sigma-delta thermal modulator," *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2010 IEEE*, Austin, TX, 2010, pp. 555-559. doi: 10.1109/IMTC.2010.5488054
- [18] R. Schreier and G. C. Temes, "Understanding delta-sigma data converters," vol. 74. IEEE press Piscataway, NJ, 2005.
- [19] C. C. Cutler, "Transmission systems employing quantization," U.S. Patent 2 927 962, Mar. 8, 1960.
- [20] R. J. Van De Plassche, "A sigma-delta modulator as an A/D converter," *Circuits Syst. IEEE Trans.*, vol. 25, no. 7, pp. 510-514, 1978.
- [21] H. J. Verhoeven and J. H. Huijsing, "Design of thermal sigma-delta modulators for smart thermal sensors," in *Circuits and Systems, 1995. ISCAS'95., 1995 IEEE International Symposium on*, 1995, vol. 1, pp. 179-182.
- [22] R. C. S. Freire, S. Y. C. Catunda and B. A. Luciano, "Applications of Thermoresistive Sensors Using the Electric Equivalence Principle," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 6, pp. 1823-1830, June 2009. doi: 10.1109/TIM.2009.2013659
- [23] V. d. C. Rosa and A. Oliveira, "Transducer with thermal Sigma-Delta modulator," *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, Montevideo, 2014, pp. 119-123. doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860715
- [24] V. da Conceição Rosa; A. Oliveira; C. J. Gunther, "Thermal Radiation Measurement With Thermoresistive Sigma-Delta Modulator," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.65, no.10, pp.2254-2264, June 2016. doi: 10.1109/TIM.2016.2575378
- [25] World Meteorological Organization. *Revised instruction manual on radiation instruments and measurements*. WCRP Publications Series No. 7, WMO/TD-No. 149, Geneva, 1986.
- [26] John S. Steinhart, Stanley R. Hart, "Calibration curves for thermistors", in *Deep-Sea Research and Oceanographic Abstracts*, Volume 15, Issue 4, August 1968, Pages 497-503, ISSN 0011-7471, doi:10.1016/0011-7471(68)90057-0
- [27] Ifeachor, E. C., Jervis, B. W., *Digital Signal Processing: A Practical Approach*. Suffolk: Addison-Wesley Publishers, Ltd., 2002, 2nd edition, Chapter 8, pp. 455-578.
- [28] Papoulis, A. "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes". Second edition. New York: McGraw-Hill, 1984.
- [29] Park, Sangil, "Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters", *Motorola Digital Signal Processor Book*, Abril de 1998.
- [30] P. M. Aziz, H. V. Sorensen, J. V. D .Spiegel, "An Overview of Sigma-Delta Converters", *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 61-81 (1996).
- [31] Dallas Semiconductors, Maxim, "Demystifying Sigma Delta ADCs", *Application Note 1870*, Jan 2003, <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1870>
- [32] J. C. Candy and O. J. Benjamin, "The structure of quantization noise from sigma-delta modulation," *Commun. IEEE Trans.*, vol. 29, no. 9, pp. 1316-1323, 1981.
- [33] W. M. Koe and J. Zhang, "Understanding the effect of circuit non-idealities on sigma-delta modulator," in *Behavioral Modeling and Simulation, 2002. BMAS 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Workshop on*, 2002, pp. 94-101.
- [34] R. Khoini-Poorfard and D. A. Johns, "On the effect of comparator hysteresis in interpolative $\Delta\Sigma$ modulators," in *Circuits and Systems, 1993., ISCAS'93, 1993 IEEE International Symposium on*, 1993, pp. 1148-1151.
- [35] Tina for Windows, "The Complete Electronics Lab." Version 10.0.30.3 SV-DS, by DesignSoft, Inc. 1993-2014.

- [36] T. Vejjola, "Electrothermal simulation models for NTC and PTC thermistors," in *Proceedings of the 2nd IMAS International Conference on: Circuits, Systems and Computers, IMACS-CSC'98*, (Piraeus), pp. 950-955, Oct.
- [37] M. Denoual, D. Brouard, A. Veith, M. Pouliquen, P. Attia and G. Allègre, "Noise study of a heat balanced sigma-delta bolometer," *Noise and Fluctuations (ICNF), 2013 22nd International Conference on*, Montpellier, 2013, pp. 1-4. doi: 10.1109/ICNF.2013.6578968
- [38] Texas Instruments Incorporated, TMS320C28xx User's Guide, (2001).
- [39] Spiegel, M. R. "Theory and Problems of Probability and Statistics", 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
- [40] K. Chao, S. Nadeem, W. Lee, and C. Sodini, "A higher order topology for interpolative modulators for oversampling A/D converters," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 37, pp. 309–318, March 1990.
- [41] D. Welland, B. Del Signore, E. Swanson, T. Tanaka, K. Hamashita, S. Hara, and K. Takasuka, "A stereo 16-bit delta-sigma A/D converter for digital audio," *J. Audio Engineering Society*, vol. 37, pp. 476–486, June 1989.
- [42] B. DelSignore, D. Kerth, N. Sooch, and E. Swanson, "A monolithic 20-b deltasigma A/D converter," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 1311–1317, December 1990.
- [43] E. Stikvoort, "Some remarks on the stability and performance of the noise shaper or sigma-delta modulator," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 36, pp. 1157–1162, October 1988.
- [44] Y. Matsuya, K. Uchimura, A. Iwata, T. Kobayashi, M. Ishikawa, and T. Yoshitome, "A 16-bit oversampling A-to-D conversion technology using triple-integration noise shaping," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 921–929, December 1987.
- [45] M. Rebeschini, N. van Bavel, P. Rakers, R. Greene, J. Caldwell, and J. Haug, "A 16-b 160-kHz CMOS A/D converter using sigma-delta modulation," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 431-440, April 1990.
- [46] L. Longo and M. Copeland, "A 13 bit ISDN-band oversampling ADC using twostage third order noise shaping," *IEEE 1988 Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 21.2.1–4, 1988.
- [47] L. Williams, "Modelling and design of high-resolution sigma-delta modulators," *Stanford University, PHD Tesis*, pp. 21-25, August 1993.
- [48] D. Ribner, "A comparison of modulator networks for high-order over-sampled sigma-delta analog-to-digital converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, pp. 145-159, February, 1991.
- [49] F. Vignola and Ibrahim Reda, "Responsivity of an Eppley NIP as a Function of Time and Temperature", *Proceedings of the 1998 Annual Conference American Solar Energy Society*, 517-522, 14 Jun 1998

APÊNDICE A – Rotinas em Matlab e C

A.1 Rotina (Matlab) utilizada para gerar a Figura 4.13 (pág.50)

```

close all;
load final_ruidol.mat

% carrega N=1500000
% carrega 7 conjuntos de N bits do sinal VPDM do sensor de radiação (ds1)
% carrega 7 conjuntos de N bits do sinal VPDM do sensor de temperatura (ds2)
% O Sinal VPDM foi obtido numa frequencia de amostragem fs=25000 Hz
% resolução da fft = fs/N = 16,7 mHz

bins=12 % posição da frequencia máxima do sinal no espectro 0.2 Hz
binf=120; % posição da frequencia máxima da banda no espectro 2.0 Hz

binoise=bins+1:binf; % posições das raias de ruído no espectro
bisig=1:bins; % posições das raias do sinal no espectro
cnoise=binf/(binf-bins); % fator de correção do ruído na faixa do sinal.

for ind=1:2:7, % dos 7 conjuntos apenas 4 são mostrados

spec=fft((ds1(:,ind)-ds2(:,ind)).*hann(N,'periodic'))/N; % fft de ds1-ds2
vspec=2*abs(spec(1:N/2+1)); % espectro de tensão
dbvspec(:,3,ind)=20*log10(vspec); % espectro de potencia em dB
vnoise3=cnoise*vspec(binoise); % correção do ruído
pnoise3=sum(vnoise3.^2); NFS3=10*log10(pnoise3); % potencia do ruído em dB
psig3=sum(vspec(bisig).^2); SFS3=10*log10(psig3); % potencia do sinal em dB

% formatação e plot .....

figure1=figure('Name','SNR');
set(groot,'defaultAxesColorOrder',[0 0 1; 0 0 0; 1 0 0]);

subplot(4,2,ind);
plot(linspace(0,fs/2,N/2+1),dbvspec(:, :,ind));
grid on; axis([0 2 -120 0]);
ax = gca;
ax.YTick = -120:30:0;
ax.XTick = 0:0.4:2;
ax.FontSize = 12;
ax.GridColor='k';
ax.GridAlpha=0.5;
xlabel 'Frequency (Hz)'
ylabel 'Power (dBFS)'

texts=strcat('Signal = ',num2str(SFS3,4),' dBFS');
textn=strcat('Noise = ',num2str(NFS3,4),' dBFS');
annotation('textbox',[0.2 1.068-0.1095*(ind+1) 0.2 0.04],...
'String',{texts,textn},'FontSize',12,...
'EdgeColor',[1 1 1],'BackgroundColor','w');

subplot(4,2,ind+1);
semilogx(linspace(0,fs/2,N/2+1),dbvspec(:, :,ind));
grid on; axis([0.01 500 -120 0]);
ax = gca;
ax.YTick = -120:30:0;
ax.XTick = [0.001 0.01 0.1 1 10 100];
ax.FontSize = 12;
ax.GridColor='k';
ax.GridAlpha=0.5;
xlabel 'Frequency (Hz)'
ylabel 'Power (dBFS)'

end

```

A.2 Rotina (Matlab) utilizada para gerar a Figura 4.6 (pág.42)

```

close all;
h=6.626E-34;           % constante de Planck
k=1.381E-23;          % constante de Boltzmann
c=2.998E+8;           % velocidade da luz
s=2*pi^5*k^4/15/c^2/h^3; % constante Stefan-Boltzmann

vlf=2.0E+14; v1=0:vlf/100:vlf; % faixa de frequencia de corte Hz
lv=length(v1);
T=300:20:3000; lt=length(T); % faixa de temperatura K

Pp=zeros(lt,1);rsq=zeros(lv,1);
P0=2*pi*k^4*T.^4/c^2/h^3;
R=@(x) x.^3./(exp(x)-1);
Pt=s*T.^4;

inih=70;

for indv=1:lv
    for indf=1:lt
        x1=h*v1(indv)/k./T;
        Pp(indf,indv)=P0(indf)*integral(R,x1(indf),inf);
    end;
    Pp(:,indv)=Pp(:,indv)*(Pp(lt,1)/Pp(lt,indv));

    x=Pt(inih:end); y=Pp(inih:end,indv)';
    p=polyfit(x,y,1);
    yfit=p(1)*x + p(2);
    yresid=y - yfit;
    SSresid=sum(yresid.^2);
    SStotal=(length(y)-1) * var(y);
    rsq(indv)=1 - SSresid/SStotal;
end;
figure; plot(v1,rsq);

```


A.3 Rotina Principal em C do Microcontrolador

Esta rotina controla a temperatura dos sensores, faz a estimativa da radiação térmica incidente, mostra o valor em W/m² num display e transmite os sinais VPDM para o PC.

```

unsigned long xsByte1=0, xsByte2=0, xByte1=0, xByte2=0;
unsigned long dContBit=0, dMaxBit=50000;
float disPDM1=0, disPDM2=0, disDiff, disHmed=0, Rt=0.3494;
Float disCor1=1, Hcal=542;

// interrupção de relógio chamada a cada 40us (fs=25kHz)
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF1=0;           // Dac1=0, energiza sensor1
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF3=0;           // Dac2=0, energiza sensor2

    // espera t1 (10,4 us)
    for (intdel=0; intdel<10; intdel++) asm(" RPT #138 || NOP");
    Bit1=GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF0;        // lê o bit CMP1 (PDM1)
    Bit2=GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF6;        // lê o bit CMP2 (PDM2)
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF1=Bit1;        // realimenta o DAC1
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF3=Bit2;        // realimenta o DAC2
    xsByte1=xsByte1+Bit1; xsByte2=xsByte2+Bit2; // acumula PDM1 e PDM2
    dContBit++;
    if(dContBit==dMaxBit)
    {
        xByte1=xsByte1; xsByte1=0; xByte2=xsByte2; //salva pdm para display
        xsByte2=0; dContBit=0;
    }
    sByte1=sByte1/2+Bit1*128; // paraleliza PDM1 e PDM2
    sByte2=sByte2/2+Bit2*128; ContBit++;
    if(ContBit==8)
    {
        vByte1=sByte1; sByte1=0; vByte2=sByte2; //salva PDM para transmissão
        sByte2=0; ContBit=0; fByte1=1; fByte2=1;
    }
    if((fByte1==1)&&(SciaRegs.SCICTL2.bit.TXRDY==1))
    {
        SciaRegs.SCITXBUF=vByte1; fByte1=0; //transmite PDM1 para o PC
    }
    else
    {
        if((fByte1==0)&&(fByte2==1)&&(SciaRegs.SCICTL2.bit.TXRDY==1))
        {
            SciaRegs.SCITXBUF=vByte2; fByte2=0; //transmite PDM2 para o PC
        }
    }
}

void Escala()
{
    disPDM1=(float)xByte1/(float)dMaxBit; // valor médio de PDM1
    disPDM2=(float)xByte2/(float)dMaxBit; // valor médio de PDM2
    disDiff=disPDM1-disPDM2; // pdm1-pdm2
    disHmed=disDiff*Hcal; // radiação
    disCor1=sqrt((1+Rt-disPDM1)/(1+Rt-disPDM2));
    lpd=sprintf (BufLcd, "%7.3f%% %7.3f", 100*disPDM1, 100*(disCor1-1));
    Display(0x80); // Mostra pdm1 e fator de correção
    lpd=sprintf (BufLcd, "%7.3f%% %5.1f", 100*disPDM2, disHmed);
    Display(0xC0); // Mostra pdm2 e radiação
}

void main(void)
{
    while(1)
    {
        Escala();
    }
}

```

APÊNDICE B – Modulador Térmico de Ordem Superior

De acordo com (2.24) a SNR de um modulador sigma-delta de ordem L de um *bit* é:

$$SNR \cong \left[\frac{2}{3} \frac{\pi^{2L}}{(2L+1)M^{2L+1}} \right]^{-1} \quad (B.1)$$

Os moduladores sigma-delta vêm sendo estudados há décadas e diversas topologias de ordens superiores que implementam esta função de ruído têm sido propostas.

De uma maneira geral, para aumentar a ordem do conversor, acrescenta-se somadores e integradores em série, como mostrado na Figura B.1. Esta configuração só é estável até a segunda ordem e algumas técnicas foram desenvolvidas para minimizar o efeito da instabilidade, mantendo a SNR esperada [40]-[43].

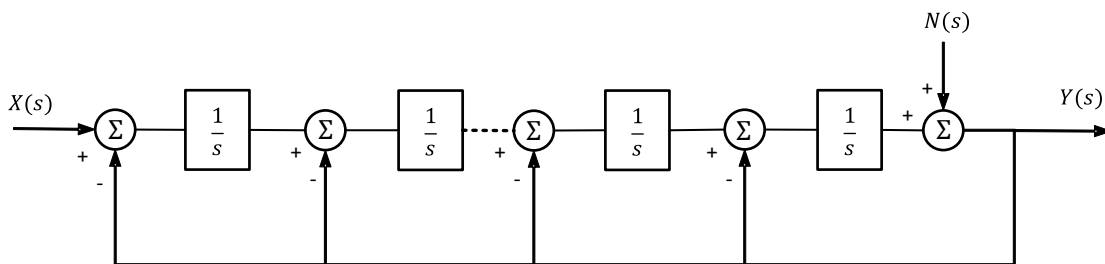


Figura B.1 Diagrama linearizado de um modulador sigma-delta ideal de quarta ordem.

Topologias em cascata de moduladores de primeira e segunda ordens, cuja estrutura básica é mostrada na Figura B.2, têm sido também utilizadas para implementação de moduladores estáveis de ordens superiores [44]-[46].

Nesta topologia, os estágios são moduladores de primeira ou segunda ordem, em que a entrada do próximo estágio é o erro de quantização do estágio anterior e saídas dos estágios são processadas por uma rede de cancelamento de ruído. Mostra-se que, com um cancelamento perfeito, somente o ruído de quantização do último estágio aparece na saída do modulador e que as características do ruído de saída são equivalentes a um modulador sigma-delta com ordem igual a soma das ordens dos estágios. O ponto crítico desta topologia é o erro de descasamento entre os parâmetros da rede de cancelamento de ruído e os parâmetros dos moduladores.

É mostrada na Figura B.3, a topologia do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem, base para o desenvolvimento do radiômetro.

Observa-se na equação (3.1) que o equilíbrio térmico do sensor é uma premissa fundamental para o projeto do radiômetro. Este equilíbrio é conseguido dinamicamente pela malha de realimentação que corrige a tensão sobre o sensor quando comparada com a tensão de referência (Figura 3.2, pág.16). Para garantir o equilíbrio térmico, é necessário que o sensor esteja ligado diretamente ao comparador que é o quantizador.

Por outro lado, o sinal térmico que se quer converter entra pelo sensor, então este deve ser o primeiro integrador do modulador.

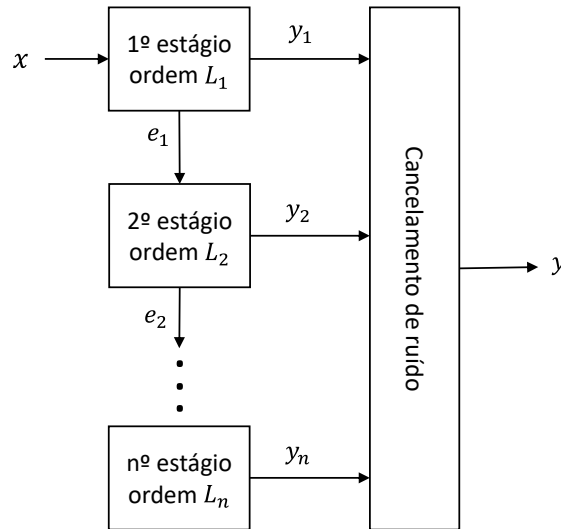


Figura B.2 Modulador sigma-delta em cascata, estrutura MASH.

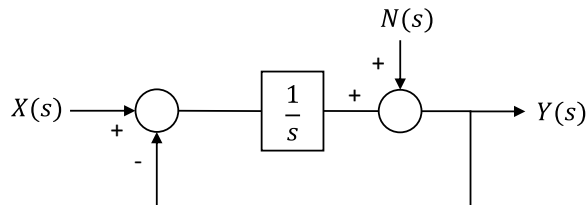


Figura B.3 Modelo linear do modulador sigma-delta ideal de primeira ordem.

Somente o modulador sigma-delta de primeira ordem tem o primeiro integrador ligado diretamente ao quantizador como se observa na Figura B.3. Desta forma, para se obter um modulador térmico de ordem superior, deve-se usar uma estrutura em cascata, sendo o primeiro estágio de primeira ordem.

Para concepção do modulador térmico de ordem superior, investigou-se a configuração de dois estágios em cascata com o primeiro estágio de primeira ordem e o segundo, de segunda ordem, obtendo-se assim um modulador de terceira ordem.

A SNR esperada para esta estrutura é [48][47]:

$$SNR(\sigma) \cong \left[\frac{2\pi^6}{21M^7} + \sigma^2 \frac{2\pi^2}{9M^3} \right]^{-1} \quad (B.2)$$

em que σ é o fator de descasamento da rede. Observa-se que quando σ é zero, não há descasamento e a SNR é a de um modulador sigma-delta de terceira ordem, como esperado.

De (B.2), a redução da SNR com o erro de descasamento é:

$$\frac{SNR(0)}{SNR(\sigma)} \cong 1 + \sigma^2 \frac{7M^4}{3\pi^4} \quad (B.3)$$

Observa-se que nesta estrutura a redução da SNR por erro de descasamento é proporcional a quarta potência da taxa de sobreamostragem. Se o primeiro estágio fosse de segunda ordem, seria proporcional ao quadrado da taxa de sobreamostragem [47], menos sensível portando ao descasamento. Por isso, moduladores em cascata com o primeiro estágio de segunda ordem são mais utilizados.

O fator σ abrange todos os descasamentos, inclusive aqueles devido a não idealidades do sistema. Foi investigada por simulação a contribuição dos parâmetros do sensor na redução da SNR devido ao erro de descasamento.

Observa-se na Figura B.4 o modelo do modulador sigma-delta de terceira ordem, numa estrutura MASH 1-2, em que o primeiro estágio é um modulador sigma-delta de primeira ordem (H_1 e N_1) em cascata com o segundo estágio que é com um modulador sigma-delta de segunda ordem (H_2 e N_2).

As saídas dos dois estágios (Y_1 e Y_2) são processadas por uma rede de cancelamento do ruído de quantização do primeiro estágio (N_1), formada pelas funções $H_a(z)$ e $H_b(z)$.

A função $H_1(s)$ é implementada pelo sensor, a função $H_2(s)$ é implementada por amplificadores operacionais e as funções $H_a(z)$ e $H_b(z)$ são implementadas por um microcontrolador.

Nesta estrutura, alguns blocos estão no domínio do tempo contínuo, devido a característica analógica do sinal de entrada, e outros blocos, no domínio do tempo discreto, devido a amostragem realizada depois dos quantizadores, não representada no diagrama.

A seguir é são determinadas as funções H_a e H_b que cancelam o ruído de quantização do primeiro estágio N_1 .

Pela Figura B.4 tem-se que:

$$Y = Y_1 H_a - Y_2 H_b \quad (\text{B.4})$$

$$Y_1 = N_1 + (X - Y_1) H_1 \quad (\text{B.5})$$

$$Y_1 = N_1 \frac{1}{1 + H_1} + X \frac{H_1}{1 + H_1} \quad (\text{B.6})$$

$$Y_2 = N_2 \left(\frac{1}{1 + H_2} \right)^2 + N_1 \left(\frac{H_2}{1 + H_2} \right)^2 \quad (\text{B.7})$$

$$Y = N_1 H_a \frac{1}{1 + H_1} + X H_a \frac{H_1}{1 + H_1} - N_2 H_b \left(\frac{1}{1 + H_2} \right)^2 - N_1 H_b \left(\frac{H_2}{1 + H_2} \right)^2 \quad (\text{B.8})$$

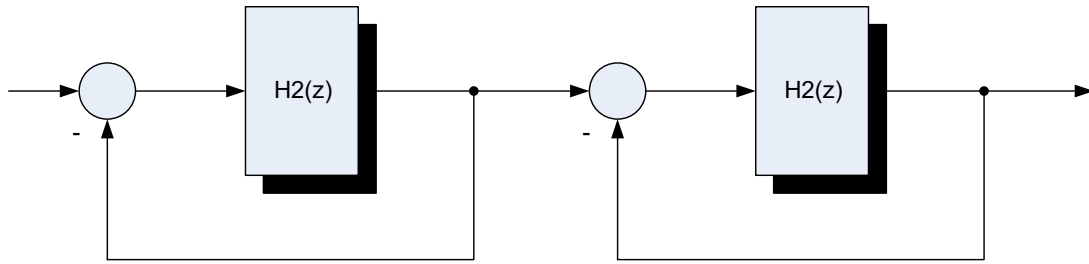


Figura B.5 Diagrama de blocos da função $H_a(z)$

Na Figura B.6 é representado o diagrama de $H_b(z)$, considerando o mapeamento de $H_1(s)$ em $H_1(z)$ e observando (B.11).

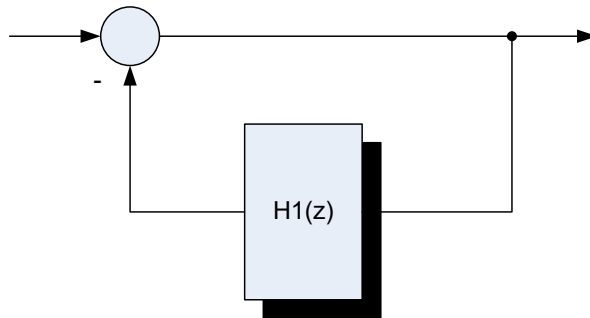


Figura B.6 Diagrama de blocos da função $H_b(z)$

Para não saturar o modulador do segundo estágio, deve-se introduzir os ganhos λ e β , necessários para ajuste do nível de entrada do segundo modulador, resultando no diagrama da Figura B.7. Estes ganhos devem ser também considerados na rede de cancelamento de ruído.

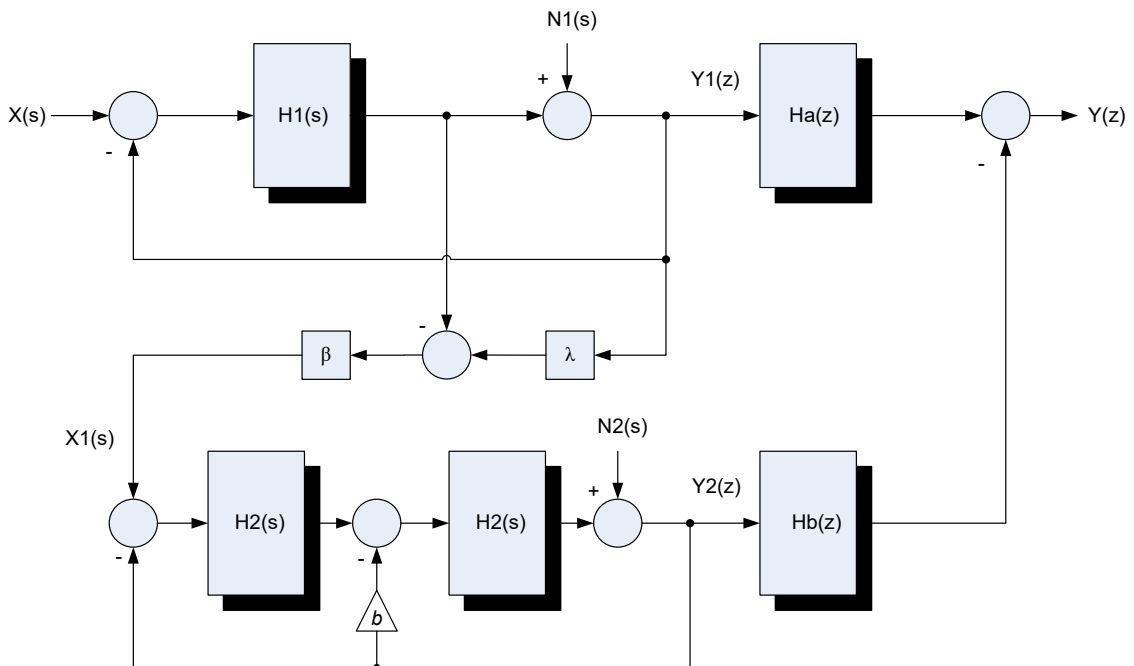


Figura B.7 Modulador sigma-delta MASH 1-2 com ajuste do nível de entrada do segundo estágio.

Neste caso, a entrada do segundo modulador passa a ser:

$$X_1 = \beta[(\lambda - 1)Y_1 + N_1] \quad (\text{B.13})$$

$$Y_2 = N_2 \frac{1}{1 + bH_2 + H_2^2} + \beta[(\lambda - 1)Y_1 + N_1] \frac{H_2^2}{1 + bH_2 + H_2^2} \quad (\text{B.14})$$

$$Y_2 = N_2 \frac{1}{1 + bH_2 + H_2^2} + \beta \left[(\lambda - 1) \left(N_1 \frac{1}{1 + H_1} + X \frac{H_1}{1 + H_1} \right) + N_1 \frac{H_2^2}{1 + bH_2 + H_2^2} \right] \quad (\text{B.15})$$

$$Y_2 = N_2 \frac{1}{1 + bH_2 + H_2^2} + \beta(\lambda - 1) \left(N_1 \frac{1}{1 + H_1} + X \frac{H_1}{1 + H_1} \right) + \beta N_1 \frac{H_2^2}{1 + bH_2 + H_2^2} \quad (\text{B.16})$$

$$Y_2 = N_2 \frac{1}{1 + bH_2 + H_2^2} + N_1 \frac{\beta(\lambda - 1)}{1 + H_1} + X \frac{\beta(\lambda - 1)H_1}{1 + H_1} + \beta N_1 \frac{H_2^2}{1 + bH_2 + H_2^2} \quad (\text{B.17})$$

$$H_a(z) = \frac{H_2^2(z)}{1 + \hat{b}H_2(z) + H_2^2(z)} + \frac{(\hat{\lambda} - 1)}{1 + H_1(z)} \quad (\text{B.18})$$

$$H_b(z) = \frac{1}{\hat{\beta}} \frac{1}{1 + H_1(z)} \quad (\text{B.19})$$

em que $\hat{\beta}$, $\hat{\lambda}$ e \hat{b} são estimativas discretas de β , λ e b respectivamente.

A função $H_1(s)$ implementada pelo sensor termoresistivo é da forma:

$$H_1(s) = \frac{a_1}{s - p} \quad (\text{B.20})$$

$H_1(s)$ pode ser assim mapeada para o plano z :

$$H_1(z) = \frac{\hat{a}_1}{1 - \hat{v}z^{-1}} \quad (\text{B.21})$$

A função $H_2(s)$ implementada por amplificadores operacionais é da forma:

$$H_2(s) = \frac{a_2}{s} \quad (\text{B.22})$$

$H_2(s)$ pode ser assim mapeada para o plano z :

$$H_2(z) = \frac{\hat{a}_2}{1 - z^{-1}} \quad (\text{B.23})$$

em que \hat{a}_1 , \hat{a}_2 e \hat{v} são estimativas discretas de a_1 , a_2 e v , respectivamente.

Na Figura B.8, observa-se o diagrama de blocos detalhado do sistema, com a rede de cancelamento de ruído reduzida a simples funções de atraso de ganhos. Este diagrama foi mapeado no Simulink (Figura B.9) para determinação da influência dos parâmetros do sensor e do circuito na SNR, devido, a descasamentos na rede de cancelamento.

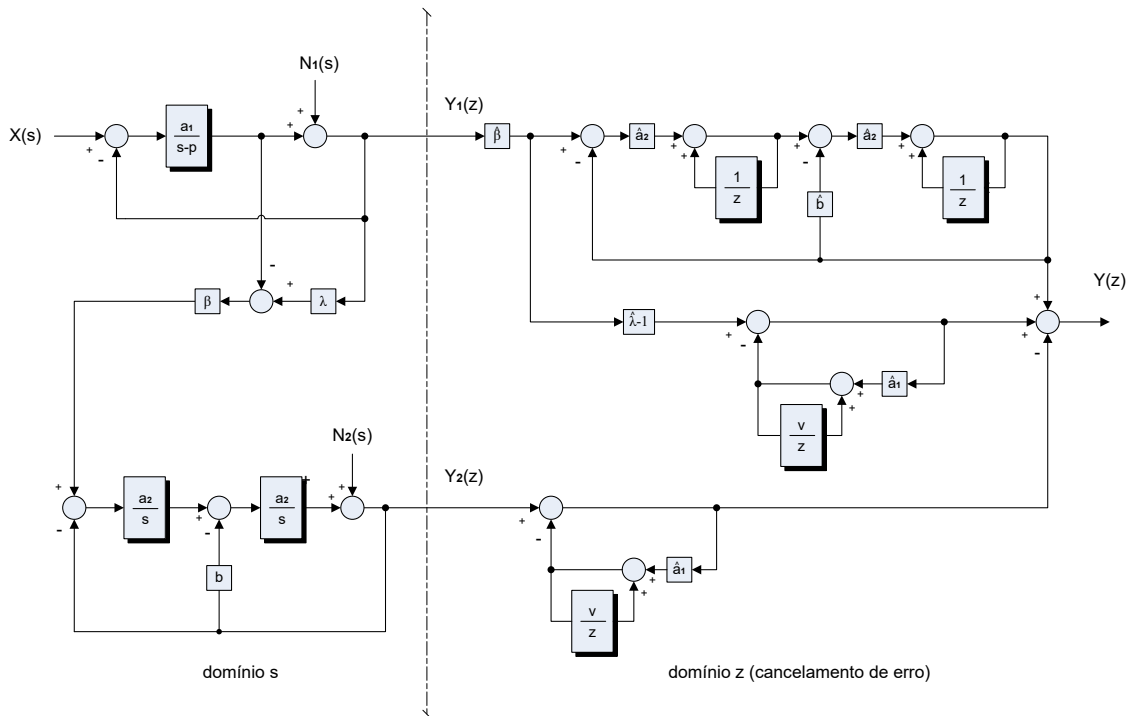


Figura B.8 Diagrama de blocos detalhado do modulador sigma-delta MASH 1-2.

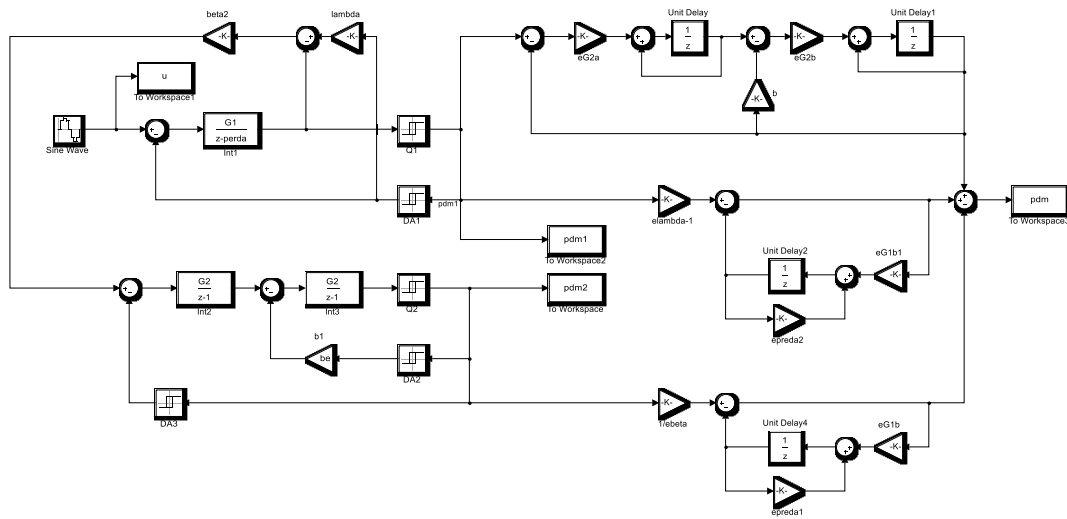


Figura B.9 Diagrama de blocos da rede da Figura B.8 mapeada no Simulink.

Os resultados obtidos por simulação estão mostrados na Tabela V. Observa-se que o mapeamento dos parâmetros do modulador do segundo estágio não é crítico para a concepção do modulador térmico de terceira ordem pois é necessário um descasamento de 20% para provocar queda de 1 dB na SNR. Existem dois parâmetros de média criticidade que são o ganho do sensor e o ajuste do nível de entrada do segundo estágio, que, com um descasamento de 2%, piora em 1 dB a SNR.

O parâmetro mais crítico de ser mapeado na rede de compensação é a perda do sensor pois, com um descasamento de apenas 0,010%, a SNR cai 1,0 dB.

TABELA V: INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS DO SENSOR E DO CIRCUITO NA SNR DEVIDA A DESCASAMENTOS NA REDE DE CANCELAMENTO DO RÚIDO

Descrição	Variável	Valor
Ganho do sensor	a_1	2,0%
Ganho do Integrador	a_2	20%
Perda do sensor	v	0,010%
Ajuste de nível	β	2,0%
Ajuste de nível	λ	20%
Ajuste de nível	b	20%

Resultados teóricos e de simulação num modelo linearizado, apontam criticidade no mapeamento de alguns parâmetros do sensor na rede de cancelamento. Além disto, o modelo ideal linearizado não contempla características específicas do modulador térmico. Por exemplo, como o sensor está com sua temperatura constante, o sinal na entrada do comparador tem uma variação da ordem de grandeza da histerese do comparador (200 μ V) e não é trivial o modo de subtrair este sinal do sinal de saída do modulador, que é um sinal digital de valores zero e 5 V, sem introduzir ruído importante no sistema. Pela Figura B.8, esta operação é necessária para excitar o segundo estágio com o erro de quantização do primeiro estágio.

É possível, portanto, realizar um modulador térmico de terceira ordem ou de segunda ordem utilizando estrutura em cascata, porém alguns parâmetros tem um mapeamento crítico na rede de cancelamento de ruído, o que aumenta a complexidade da solução.

Com o avançar das pesquisas se conseguiu modelar o ruído de quantização do modulador de primeira ordem relacionando sua potência com os parâmetros do sensor e do circuito, o que possibilitou uma solução mais simples para a melhoria da resolução do modulador térmico.