



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Gradua o
em Engenharia Elétrica



Université Pierre et Marie Curie-Paris VI
Département Architecture des Syst mes int gr s et Micro  lectronique

Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico: Modelagem, Simula o e Concep o.

Will Ribamar Mendes Almeida.

*Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Gradua o
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina
Grande e   Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, France
como parte dos requisitos necessários para obten o do Grau
Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica*

 rea de Concentra o: Processamento da Informa o
Sp cialit : Architecture des Syst mes int gr s et Micro  lectronique

Raimundo Carlos S. Freire, Dr. – UFCG
Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda, Dr. – UFMA
Orientadores

Hassan Aboushady, Dr. – UPMC Paris VI
Directeur de Th se

Campina Grande, Paraíba, Brasil.
 Will Ribamar Mendes Almeida, Maio de 2009.

Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico: Modelagem, Simulação e Concepção.

Will Ribamar Mendes Almeida.

Tese de doutorado apresentada em Maio de 2009.

Raimundo Carlos S. Freire, Dr. – UFCG
Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda, – Dr. UFMA

Orientadores

Hassan Aboushady, Dr. – UPMC Paris VI

Directeur de Thèse

Amauri Oliveira, Dr., UFBA

Componente da Banca

José Camargo da Costa, Dr., UNB

Componente da Banca

Glauco Fontgalland, Dr., UFCG

Componente da Banca

Benedito Antonio Luciano, Dr., UFCG

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Maio de 2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

A447m

2009 Almeida, Will Ribamar Mendes.

Modulador Sigma-Delta térmico: modelagem, simulação e concepção /
Will Ribamar Mendes Almeida. — Campina Grande, 2009.
144 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientadores: Prof. Dr. Raimundo Carlos S. Freire, Prof. Dr. Sebastian
Yuri Cavalcanti Catunda.

1. Modulador. 2. Sigma-Delta. 3. Sensores Térmicos. 4. Circuito
Integrado. I. Título.

CDU - 621.376.5:621.382.3(043)

UFCG-BIBLIOTECA-CAMPUS I	
5842	21.08.09

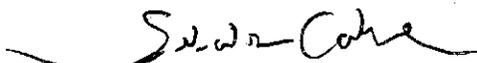
**MODULADOR SIGMA-DELTA TÉRMICO: MODELAGEM, SIMULAÇÃO
E CONCEPÇÃO**

WILL RIBAMAR MENDES ALMEIDA

Tese Aprovada em 11.05.2009

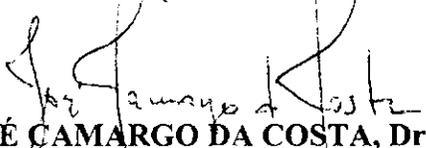


RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG
Orientador

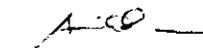


SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA, D.Sc., UFMA
Orientador

HASSAN ABOUSHADY, Dr., Université Pierre ET Marie Curie
Orientador (Ausência Justificada)



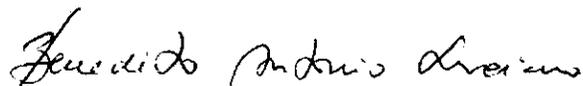
JOSÉ CAMARGO DA COSTA, Dr., UNB
Componente da Banca



AMAURI OLIVEIRA, D.Sc., UFBA
Componente da Banca



GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Componente da Banca



BENEDITO ANTONIO LUCIANO, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
MAIO - 2009

Dedicatória

Ao meu filho Maxime
À minha esposa Gylnara
Aos meus pais, José Ribamar e Mary.
Aos meus irmãos, André e Meryellen.

Agradecimentos

A minha esposa, Gylmara Almeida, pelo amor, compreensão e incentivo.

A minha mãe, que sempre se empenhou ao máximo para que eu e meus irmãos recebêssemos uma boa educação.

Aos professores orientadores Raimundo Carlos Silvério Freire, Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda e Hassan Aboushady, pela confiança, amizade e pela ajuda na realização desse trabalho.

Ao programa CAPES/COFECUB e ao CAPES pelo apoio financeiro em forma de bolsas de estudos e passagens.

À UFCG e à UPMC - Paris VI, por terem me disponibilizado os recursos necessários à execução deste trabalho.

Ao grande amigo Diomadson por seu incontestável apoio neste trabalho, pelos momentos de descontração e, principalmente, pelo companheirismo.

Aos professores Amauri Oliveira e Lígia Palma, pelas importantíssimas discussões e contribuições para esse trabalho.

Ao professor Dimitri Galayko, da UPMC - Paris VI, pelo forte incentivo no enfrentamento desta e de outras causas.

A família LIMC, em especial aos amigos Bruno, Elyson, Georgina, Francisco e Rafael pelo companheirismo e atenção dedicada.

Aos amigos do LIP6-ASIM Paris VI, Vincent, Laurent, Nicolas, Maxime, Michel e Rami, por tornarem a estadia mais agradável e divertida em Paris.

A Ângela e ao Pedro, da COPELE, pela amizade, paciência e pelas contribuições na solução dos problemas administrativos.

A todos que de alguma forma contribuíram na execução dessa tarefa.

Apresentação

O presente trabalho foi realizado dentro do acordo CAPES/COFECUB, com orientação, em co-tutela, dos professores Raimundo Carlos Silvério Freire da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Yuri Cavalcanti Catunda da Universidade Federal do Maranhão (UFMA) e Hassan Aboushady da Université Pierre et Marie Curie (Paris VI) - Paris, França. Este trabalho de tese foi realizado em duas partes:

A primeira parte deste trabalho, realizada na UFCG, consistiu no estudo e levantamento do problema e na proposta de se utilizar uma estrutura com arquitetura realimentada baseada no modulador sigma-delta ($\Sigma\Delta$) e com um sensor inserido na sua malha de realimentação, para aplicação em medições de grandezas ambientais. Após algumas conclusões estabelecidas, apresentou-se a proposta de concepção de um circuito integrado para a arquitetura $\Sigma\Delta$ proposta, inicialmente voltada para medição de velocidade de vento.

A segunda parte, realizada em Paris VI, tratou do projeto, simulação, análise e finalmente da concepção de um circuito integrado até o leiaute das máscaras do sistema do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto. O circuito integrado resultante deste trabalho de tese será, futuramente, enviado para construção em uma foundry (fábrica de processamento de wafer).

Resumo

Os sensores termo-resistivos fazem parte de um conjunto de componentes sensíveis à temperatura que são largamente empregados no campo da instrumentação eletrônica. Dentre estas aplicações destacam-se os medidores de grandezas físicas que utilizam o princípio da equivalência elétrica e são baseadas na modulação sigma-delta ($\Sigma\Delta$), em que o sensor é parte integrante da malha de realimentação da estrutura. Algumas das razões que justificam a utilização dos moduladores $\Sigma\Delta$ em aplicações de engenharia elétrica são: o reduzido circuito analógico, a alta resolução e sua alta relação sinal-ruído.

Neste trabalho de Tese, apresenta-se o projeto de um sistema de medição baseado na modulação $\Sigma\Delta$ que utiliza o próprio sensor termo-resistivo como elemento comparador e integrador. A arquitetura do sistema proposto permite a realização de medição de grandezas físicas que interagem com o sensor: temperatura, radiação térmica e velocidade de vento. São apresentados procedimentos para obtenção das especificações de projeto necessárias ao seu desenvolvimento em ambiente VHDL-AMS. A partir da verificação da viabilidade da arquitetura funcional proposta, o modulador $\Sigma\Delta$ Térmico foi projetado em nível de transistores até a concepção do seu leiaute, usando a tecnologia CMOS MOSIS TSMC 0,35.

Resultados decorrentes de simulação computacional são apresentados, de maneira a demonstrar a validade do estudo teórico realizado, ilustrando a concordância entre os resultados provenientes do modelo funcional (VHDL-AMS), do modelo elétrico e das equações desenvolvidas.

Résumé

Les capteurs thermo-résistifs sont partie d'une série de composants sensibles à la température, qui sont largement employés dans le domaine de l'instrumentation électronique. Parmi ces applications, il ya les mètres de quantités physiques en utilisant le principe de l'équivalence électriques et son basé sur la modulation sigma-delta ($\Sigma\Delta$), où le capteur est une partie de la boucle de rétroaction de la structure. Quelques les raisons justifiant l'utilisation de modulateurs $\Sigma\Delta$ en génie électrique sont: la réduction des circuits analogiques, la haute résolution et haute signal sur bruit.

Dans cette thèse, nous présentons la conception d'un système de mesure basé sur la modulation $\Sigma\Delta$ qui utilise le capteur thermo-résistifs comme intégrateur et un comparateur. L'architecture du système proposé permet la mise en place de mesure de grandeurs physiques qui interagissent avec le capteur: la température, le rayonnement thermique et la vitesse du vent. Les procédures sont présentées pour obtenir les spécifications requises pour le développement en VHDL-AMS. Après vérification de la faisabilité de l'architecture fonctionnelle, le modulateur $\Sigma\Delta$ est conçue au niveau des transistors à la conception de leur layout, en utilisant une technologie CMOS TSMC 0,35.

Les résultats de la simulation sont présentés afin de démontrer la validité de l'étude théorique effectuée, ce qui montre la corrélation entre les résultats du modèle fonctionnel (VHDL-AMS), le modèle électrique et les équations développées.

Abstract

The thermo-resistive sensors are part of a series of components sensitive to temperature, which are widely used in the field of electronic instrumentation. Among these applications, there are meters of physical quantities using the principle of equivalence and its power based on the modulation sigma-delta ($\Sigma\Delta$), where the sensor is part of the feedback loop of the structure. Some reasons for the use of $\Sigma\Delta$ modulator in electrical engineering are: the reduction of analog circuits, high resolution and high signal-to-noise ratio.

In this thesis, we present the design of a measurement system based on $\Sigma\Delta$ modulation that uses the thermo-resistive sensor as an integrator and a comparator. The architecture of the proposed system allows the introduction of measurement of physical quantities that interact with the sensor: the temperature, thermal radiation and wind speed. Procedures are presented for the specifications required for development in VHDL-AMS. After verifying the feasibility of the functional architecture, the $\Sigma\Delta$ modulator is designed in terms of transistors in the design of their layout, using a TSMC 0,35 CMOS technology.

The simulation results are presented to demonstrate the validity of the theoretical study carried out, which shows the correlation between the results of the functional model (VHDL-AMS), the electric model and the equations developed.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	XII
LISTA DE TABELAS	XVII
LISTA DE SÍMBOLOS	XVIII
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	1
1.1. OBJETIVOS	3
1.2. ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO.	4
CAPÍTULO 2 REVISÃO DE CONCEITOS	6
2.1. SENSORES TERMO-RESISTIVOS	6
2.1.1. EQUAÇÕES ESTÁTICAS	7
2.1.2. BALANÇO DE ENERGIA	8
2.1.3. MEDIÇÃO EM REGIME PERMANENTE	10
2.2. CONVERSORES A/D $\Sigma\Delta$	12
2.3. VISÃO GERAL DE VHDL – AMS	16
2.3.1. A MODELAGEM DE COMPONENTES EM VHDL-AMS	17
2.3.2. DEFINIÇÃO DAS BIBLIOTECAS	18
2.3.3. A IDENTIFICAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE SUAS ENTRADAS, SAÍDAS E ATRIBUTOS.	20
2.3.4. DESCRIÇÃO DO COMPONENTE	20
2.4. CONSIDERAÇÕES PARCIAIS.	21

<u>CAPÍTULO 3 ANEMÔMETRO À TEMPERATURA CONSTANTE BASEADO EM SENSOR TERMO-RESISTIVO</u>	22
3.1. INTRODUÇÃO	22
3.2. ANEMÔMETRO A TEMPERATURA CONSTANTE	23
3.2.1. MODELO DA CONFIGURAÇÃO CTA	25
3.2.2. ANÁLISE DA PONTE DE WHEATSTONE	26
3.3. MICRO-SENSOR A SEMICONDUTOR	28
3.3.1. CARACTERIZAÇÃO	29
3.3.2. SIMULAÇÕES	32
3.3.3. DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO	40
3.4. CONSIDERAÇÕES PARCIAIS	42
<u>CAPÍTULO 4 MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO</u>	43
4.1. INTRODUÇÃO	43
4.2. PROJETO DO MODULADOR $\Sigma\Delta$ COM SENSOR TERMO-RESISTIVO	48
4.2.1. APLICAÇÃO NA MEDIÇÃO DA VELOCIDADE DE FLUIDO	50
<i>A. DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE SOBRE-AMOSTRAGEM DO MODELO MODULADOR $\Sigma\Delta$</i>	64
4.2.2. SIMULAÇÃO DO MODELO CORRENTE CONTÍNUA E CORRENTE PULSADA EM AMBIENTE MATLAB	64
4.2.3. MODULADOR $\Sigma\Delta$ COM SENSOR TERMO-RESISTIVO: ANÁLISE DE DESEMPENHO	72
4.2.4. AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM AMBIENTE MATLAB	81
4.3. PROJETO VHDL-AMS	81
4.3.1. MODELAGEM DOS SUBSISTEMAS	81
4.3.2. MODELO VHDL-AMS DO MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO	88
4.4. CONSIDERAÇÕES PARCIAIS.	99
<u>CAPÍTULO 5 PROJETO DO $\Sigma\Delta$ TÉRMICO</u>	100
5.1. INTRODUÇÃO	100
5.2. CIRCUITO DO MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO	100
5.2.1. SUB-CIRCUITOS DO MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO	103
5.2.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	111
5.3. CONSIDERAÇÕES PARCIAIS	115
<u>CAPÍTULO 6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</u>	116
6.1. CONCLUSÕES.	116
6.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	117
<u>REFERÊNCIAS</u>	118
<u>APÊNDICE A MODELOS MATEMÁTICOS MATLAB, PARA SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMO ANEMÔMETRO</u>	127
A.1. ANEMÔMETRO COM VARIAÇÃO SENOIDAL DE VELOCIDADE DE FLUIDO	127
A.2. APLICAÇÃO DO DEGRAU COM VARIAÇÃO SENOIDAL DE VELOCIDADE DE FLUIDO	129

A.3. ANEMÔMETRO COM VARIAÇÃO DA TEMPERATURA DO FLUIDO	131
A.4. APLICAÇÃO DO DEGRAU COM VARIAÇÃO TEMPERATURA DO FLUIDO	132
<u>APÊNDICE B ROTINAS, PARA DETERMINAÇÃO DE SNR E SNDR</u>	<u>134</u>
B.1. 3MHZ.M	134
B.2. 12MHZ.M	135
B.3. 24MHZ.M	137
B.4. SNR.M	138
B.5. SNRD.M	138
B.6. SPEC.M	138
B.7. FREQ.M	139
B.8. MULTISIM.SH	139
<u>APÊNDICE C LEIAUTES DO MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO</u>	<u>141</u>
C.1. INVERSOR	141
C.2. NAND	142
C.3. AND	142
C.4. FONTE DE CORRENTE	143
C.5. COMPARADOR	143
C.5. POTÊNCIA DISSIPADA	144
C.6. MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO	144

Lista de Figuras

Figura 1.1. Representação de um sistema de medição.	1
Figura 2.1. – Diagrama em blocos de um modulador $\Sigma\Delta$	13
Figura 2.2. – Modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem no domínio discreto	14
Figura 2.3. – Espectro de um modulador $\Sigma\Delta$ e distribuição do ruído	15
Figura 2.4. – Entrada e saída de um modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem.....	16
Figura 2.5. – Multiplexador de duas entradas (A e B) e uma saída (Output)	18
Figura 2.6. – Exemplos de bibliotecas da linguagem VHDL-AMS.....	19
Figura 3.1. – Anemômetro com sensor termo-resistivo aquecido por corrente elétrica, sob influência da velocidade de fluido e temperatura [6]	24
Figura 3.2. – Diagrama esquemático de um anemômetro a sensor aquecido à temperatura constante (CTA): a) ideal; b) considerando-se as imperfeições do amplificador operacional	25
Figura 3.3. – Gráfico da resistência como função da temperatura no micro-sensor [61].....	30
Figura 3.4. - Gráfico da resistência do micro-sensor em função da velocidade do fluido, para uma tensão de 1,5 volts [61]	30
Figura 3.5. - Característica I–V do micro-aquecedor. [61].....	32
Figura 3.6. - Resposta do anemômetro às variações de velocidade: a) velocidade do fluido com variação senoidal; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	34
Figura 3.7. - Resposta do anemômetro às variações de velocidade: a) o sensor é submetido a um degrau de velocidade; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	35

Figura 3.8. - Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de velocidade: a) transição positiva do degrau de velocidade; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	36
Figura 3.9. - Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de velocidade: a) transição negativa do degrau de velocidade; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	36
Figura 3.10. – Resposta do anemômetro às variações de temperatura do fluido: a) temperatura do fluido com variação senoidal; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	37
Figura 3.11. – Resposta do anemômetro às variações de temperatura do fluido: a) o sensor é submetido a um degrau de temperatura de fluido; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	38
Figura 3.12. – Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de temperatura: a) transição positiva do degrau de temperatura do fluido; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	39
Figura 3.13. – Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de temperatura: a) transição negativa do degrau de temperatura do fluido; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor	39
Figura 3.14. – Resposta do anemômetro ao degrau de velocidade: a) degrau positivo de velocidade de 0 m/s para 20 m/s; e b) variação da tensão de saída do amplificador.....	40
Figura 4.1. – Diagrama de transformação do modulador Delta para o modulador $\Sigma\Delta$ [73].....	44
Figura 4.2. – Comportamento das Funções de Transferência no modulador $\Sigma\Delta$: a) Filtro passa-baixas (Análise do Sinal quando $E(s)=0$) b) Filtro passa-altas (Análise do ruído quando $X(s)=0$)	46
Figura 4.3. – Diagrama de blocos de um modulador A/D Sigma Delta mono-bit de primeira ordem.....	47
Figura 4.4. – Diagrama de blocos do modulador $\Sigma\Delta$ mono bit de primeira ordem	49
Figura 4.5. – Modulador $\Sigma\Delta$ mono-bit de primeira ordem com sensor termo-resistivo	50
Figura 4.6. – Diagrama de blocos: (a) Trecho do modulador $\Sigma\Delta$ (b) Modelo de pequenos sinais do sensor como anemômetro	54
Figura 4.7. – Diagrama de blocos do subsistema representando o comportamento termodinâmico do Sensor como Anemômetro, em corrente contínua	56
Figura 4.8. Diagrama de blocos do modelo completo em corrente contínua do modulador $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo como anemômetro.....	56
Figura 4.9. – Diagrama de blocos do subsistema estimador para o anemômetro em corrente contínua.....	59

Figura 4.10. – Diagrama de blocos do subsistema que representa o comportamento termodinâmico do sensor como anemômetro, em corrente PWM.....	61
Figura 4.11. – Diagrama de blocos do modelo completo em corrente pulsada do conversor $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo como anemômetro	62
Figura 4.12. – Diagrama de blocos do subsistema para o anemômetro em corrente pulsada.....	63
Figura 4.13. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: temperatura do sensor em resposta ao degrau de velocidade	66
Figura 4.14. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: temperatura do sensor em resposta ao degrau de velocidade	67
Figura 4.15. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao degrau	67
Figura 4.16. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao degrau	68
Figura 4.17. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade em resposta ao degrau.....	69
Figura 4.18. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade resposta ao degrau	69
Figura 4.19. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao sinal senoidal.....	70
Figura 4.20. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao sinal senoidal.....	70
Figura 4.21. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade em resposta ao sinal senoidal.....	71
Figura 4.22. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade em resposta ao sinal senoidal.....	71
Figura 4.23. – Diagrama de Blocos do $M\Sigma\Delta MBPOSTER$, em corrente contínua, para obtenção da FT no domínio s	73
Figura 4.24. – Diagrama de Blocos do $M\Sigma\Delta MBPOSTER$, em corrente contínua, para obtenção da FT no domínio z	74
Figura 4.25. – Diagrama de blocos referente caminho do sinal realimentado do $M\Sigma\Delta MBPOSTER$	75
Figura 4.26. – Localização do zero e do pólo da FTE do $M\Sigma\Delta MBPOSTER$, detalhe da localização	78
Figura 4.27. – Diagrama de magnitude da FT do $M\Sigma\Delta MBPOSTER$ em relação ao sinal de erro de quantização no domínio da frequência amostrada.....	79

Figura 4.28. – Resultados de simulação: Resolução (bits) em função da taxa de sobre-amostragem.....	80
Figura 4.29. – I_{ef}^2 em função de T_a para T_s constante.....	83
Figura 4.30. – Pulso de corrente PWM	83
Figura 4.31. – Corrente eficaz ao quadrado em função da radiação térmica e da temperatura ambiente.....	86
Figura 4.32. – Corrente eficaz ao quadrado em função da velocidade do fluido e da temperatura ambiente.....	87
Figura 4.33. – Diagrama de blocos e representação do sinal de corrente PWM resultante dos processos de funcionamento do modulador $\Sigma\Delta$ Térmico	89
Figura 4.34. – Metodologias de projeto: <i>Top-down</i> , para modelagem e construção e <i>Bottom-up</i> , para verificação [76]	90
Figura 4.35. Código fonte do modelo do comparador.....	91
Figura 4.36. – Código fonte do modelo do modulador PWM	92
Figura 4.37. – Código fonte do modelo do sensor	93
Figura 4.38. – Relação do sinal: a) de entrada no sensor (T_a); b) variação de T_s	94
Figura 4.39. – Resultado de simulação do bloco comparador: a) sinais de entrada (V_{R_s} e V_{ref}); b) sinal de saída (amostrado em +1 e -1).....	94
Figura 4.40. – Sinais de entrada e saída do bloco modulador PWM (sinal amostrado e pulso de corrente PWM, respectivamente).....	95
Figura 4.41. – Gráfico da relação SNR versus OSR para moduladores $\Sigma\Delta$ de 1 ^a , 2 ^a , 3 ^a e 4 ^a ordem.....	96
Figura 4.42. – Espectro de frequência do sinal de saída para uma senóide aplicada à entrada do modulador, com frequência de sobre-amostragem de 12,8 MHz.....	97
Figura 4.43. –SNR (dB) do modulador $\Sigma\Delta$ de 1 ^a ordem em função do sinal de entrada normalizado (dB)	97
Figura 4.44. – SNRD (dB) do modulador $\Sigma\Delta$ de 1 ^a ordem em função do sinal de entrada normalizado (dB)	98
Figura 4.45. – Variação da temperatura do sensor com o incremento da frequência de sobre-amostragem.....	98
Figura 5.1. – Diagrama de blocos do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto	101
Figura 5.2. – Circuito elétrico do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto	102
Figura 5.3. Diagrama elétrico do circuito de alimentação do sensor termo-resistivo R	104
Figura 5.4. Detalhe do funcionamento do circuito de alimentação do sensor	105
Figura 5.5. – Esquemático do circuito da Fonte de Corrente PWM	105
Figura 5.6. – Leiaute do circuito da Fonte de Corrente PWM.....	106
Figura 5.7. – Funcionamento do circuito de fonte de corrente PWM	107
Figura 5.8. – Esquemático completo do circuito comparador	108

Figura 5.9. – Leiaute do circuito comparador com Latch-SR.....	110
Figura 5.10. – Funcionamento do circuito comparador: sinais de entrada e sinal de saída do comparador	111
Figura 5.11. – Simulação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico para uma entrada senoidal de frequência 500 Hz e amplitude 1 V (diferencial)	112
Figura 5.12. – Valores de SNR e SNRD do modulador $\Sigma\Delta$ de 1 ^a ordem proposto em nível de transistor.....	113
Figura 5.13. – Leiaute completo do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico	114
Figura C.1. Leiaute da porta lógica inversora.....	141
Figura C.2. Leiaute da porta lógica NAND	142
Figura C.3. Leiaute da porta lógica AND.....	142
Figura C.4. Leiaute da Fonte de Corrente.....	143
Figura C.5. Leiaute do circuito comparador	143
Figura C.6. – Potência dissipada.	144
Figura C.7. Leiaute do modulador $\Sigma\Delta$ térmico	144

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados.	33
Tabela 5.1 – Transistores do circuito da Fonte de corrente PWM.	106
Tabela 5.2 – Transistores do circuito comparador	110
Tabela 5.3 – Análise de desempenho em função da Figura de Mérito (adapt. de [87]).....	115

Lista de Símbolos

- a - Constante do PTC determinada experimentalmente
- α - Coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor.
- b - Constante do PTC determinada experimentalmente
- A_0 - Amostrador e Retentor de ordem zero.
- β - Coeficientes de temperatura do sensor termo-resistivo metálico.
- c - Calor específico.
- C_{th} - Capacitância térmica do sensor.
- δ - Duração do pulso de corrente PWM.
- δ_0 - Duração do pulso de corrente PWM do ponto teórico de operação.
- ∂ - Derivada parcial.
- $\Delta\delta$ - Incremento na duração do pulso de corrente PWM do sensor.
- ΔY_{s0} - Incremento de corrente do sensor elevada ao quadrado.
- $e[n]$ - Erro de quantização no domínio do tempo amostrado.
- e_i - Energia entregue ao sensor.
- e_0 - Energia perdida pelo sensor para o meio.
- e_{rms} - Valor eficaz do ruído de quantização.

- E - Magnitude do erro de quantização na entrada do modulador no domínio da frequência.
- E_{PWM} - Amplitude da tensão do PWM.
- E_y - Magnitude do erro de quantização na saída do modulador no domínio da frequência.
- f - frequência.
- f_B - frequência da banda de um sinal.
- f_N - frequência de Nyquist.
- f_p - frequência do pólo da função de transferência do modulador $\Sigma\Delta$.
- f_S - frequência de sobre-amostragem.
- f_{sensor} - frequência do pólo de pequenos sinais do sensor.
- f_{sr} - frequência do pólo do sistema realimentado
- F - Função de transferência na saída do modulador.
- F_S - frequência de sobre-amostragem.
- G_{th} - Condutância térmica do sensor.
- h - Coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor.
- H - Radiação solar incidente.
- I_m - Magnitude da corrente PWM do sensor.
- I_s - Corrente elétrica do sensor.
- k_t - Coeficiente de temperatura do sensor.
- k_g - Coeficiente de variação da velocidade de fluido $\mathcal{G}(s)$.
- k_{Tf} - Coeficiente de variação da temperatura do fluido $T_f(s)$.
- K_{Ys} - Coeficiente variação da corrente $Y_s(s)$ do sensor.
- \mathcal{L} - Transformada de Laplace
- m - Massa do sensor
- n - Índice e/ou expoente.

- N - Número de bits.
- N_a - Número de amostras utilizadas para o cálculo da potência média do sinal de medição.
- p - Pólo da função de transferência de pequenos sinais do sensor.
- P_e - Potência elétrica.
- q - Pólo do modulador no domínio z .
- r - Zero da função de transferência do sinal de erro de quantização.
- R_s - Resistência do sensor à temperatura T_s .
- R_{s0} - Resistência do sensor à temperatura T_{s0} .
- R_0 - Resistência do sensor na temperatura T_0 .
- S - Área da superfície do sensor.
- τ - Constante de tempo intrínseca do sensor.
- τ_{sensor} - Constante de tempo de pequenos sinais do sensor.
- τ_{sr} - Constante de tempo do modulador.
- t - Tempo.
- Δt_f - Incremento da temperatura do fluido.
- Δt_s - Incremento da temperatura do sensor.
- ϑ_n - Velocidade do meio estimada na saída do conversor.
- $\vartheta_{[n]}$ - Velocidade do meio estimada na saída do conversor.
- ϑ_{\min} - Velocidade mínima do meio ambiente.
- ϑ_{\max} - Velocidade máxima do meio ambiente.
- ϑ_{a0} - Temperatura do meio ambiente no ponto de operação teórico.
- T_{PWM} - Período do sinal PWM.
- T_s - Temperatura do sensor.
- T_{s0} - Temperatura do sensor no ponto de operação teórico.

- ϑ - *Velocidade do fluído.*
- V_0 - *Tensão de saída do amplificador operacional.*
- V_s - *Tensão nos terminais do sensor.*
- V_{sef} - *Tensão eficaz nos terminais do sensor.*
- V_- - *Tensão na entrada inversora do amplificador operacional.*
- V_+ - *Tensão na entrada não inversora do amplificador operacional.*
- V_{sef} - *Tensão eficaz na saída do modulador PWM.*
- x - *Sinal à entrada do modulador no domínio do tempo*
- X - *Sinal à entrada do modulador no domínio da frequência*
- w - *frequência angular.*
- y - *Sinal à saída do modulador no domínio do tempo*
- y_s - *Incremento da corrente do sensor elevada ao quadrado*
- Y - *Sinal à saída do modulador no domínio da frequência*
- Y_{smin} - *Corrente mínima do sensor elevada ao quadrado.*
- Y_{smax} - *Corrente máxima do sensor elevada ao quadrado.*
- Y_s - *Corrente do sensor elevada ao quadrado*
- Y_{s0} - *Corrente do sensor elevada ao quadrado no ponto de operação.*
- z - *Domínio da frequência amostrada.*
- Z - *Transformada Z.*

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Pode-se considerar um sistema de medição como uma sequência de operações, tais como: conversão de natureza física das grandezas; condicionamento de sinais; conversão A/D; processamento de resultados e estimação. De maneira geral, os sistemas de medição são representados por blocos funcionais como mostrado no diagrama da Figura 1.1, em que as variáveis x , y e z representam, respectivamente, a grandeza a ser medida, o sinal de medição e o valor estimado de x , ou seja, o resultado da estimação z [1].

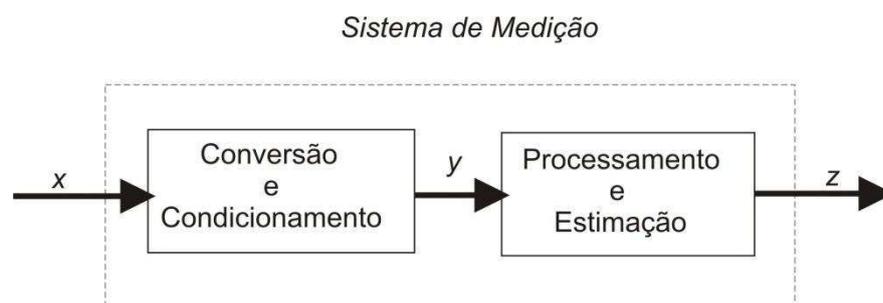


Figura 1.1. Representação de um sistema de medição.

A medição elétrica só é possível quando há elementos capazes de gerar um sinal elétrico que corresponda à grandeza desejada, para que este possa ser posteriormente processado ou armazenado. O elemento responsável a este fim são os sensores e os transdutores, que geram um sinal elétrico em sua saída (tensão ou corrente) sensível à grandeza que se deseja medir.

Um sensor pode ser definido como um dispositivo que fornece uma saída útil para medição de uma determinada grandeza em resposta a um estímulo. Eles são selecionados de acordo com a relação que há entre a grandeza física, a qual o medidor irá estimar, e o sinal elétrico que será produzido a partir da excitação provocada no sensor com a variação do mensurando. Dentre os diversos tipos de sensores existe o sensor termo-resistivo, que é o sensor utilizado no desenvolvimento desse trabalho.

Os sensores termo-resistivos fazem parte de um conjunto de componentes sensíveis à temperatura, que são largamente empregados no campo da instrumentação eletrônica [2]. Estes dispositivos têm a característica de variar sua resistência (R_s) em função da sua temperatura (T_s). A partir da sua curva característica ($R_s \times T_s$) pode-se encontrar parâmetros que o caracterizam e assim estimar grandezas físicas que influenciam seu comportamento, tais como, temperatura, radiação térmica, potência de micro-ondas e velocidade de fluido.

Uma das técnicas utilizadas para implementação desses medidores é a equivalência elétrica, em que a grandeza a medir provoca uma variação de um parâmetro elétrico no sensor termo-resistivo e um sistema realimentado a partir de tensões (ou correntes) elétricas provoca uma variação de igual valor e sinal contrário no mesmo parâmetro elétrico do sensor. Medindo-se a variação do sinal elétrico realimentado, tem-se uma estimativa do valor da grandeza física a medir.

Para o processamento dos sinais dos sensores já foram propostas diversas arquiteturas, todas elas usam sensor aquecido e são classificadas em arquiteturas com tensão constante sobre o sensor, corrente constante e temperatura constante [3,4]. Devido às características de boa resposta temporal e boa sensibilidade, neste trabalho será usada a arquitetura com sensor aquecido a temperatura constante.

Para implementação dessas arquiteturas usam-se estruturas em ponte de Wheatstone [5-18], com fonte controlada de corrente [19], PWM [4,20,21,13-15] e mais recentemente foi proposta uma arquitetura com modulador $\Sigma\Delta$ [22-35]. Estes são uma alternativa de baixo custo para conversores que necessitam de alta resolução e que possam ser integrados em CI.

Os conversores $\Sigma\Delta$ aliam uma alta resolução (bem maior que os do tipo flash e por aproximação sucessiva, que são mais rápidos que os $\Sigma\Delta$) a uma boa velocidade de conversão (maior que os do tipo rampa dupla, que têm resolução melhor que os $\Sigma\Delta$). Os conversores $\Sigma\Delta$ normalmente não necessitam de um filtro analógico passa-baixas para limitar a máxima frequência de entrada do A/D nem de um casamento preciso de componentes ou o ajuste por laser, usados nos conversores flash. Os conversores A/D $\Sigma\Delta$ utilizam um conversor A/D de baixa resolução (quantizador de um bit) e uma taxa de amostragem do sinal muito alta (sobreamostragem). A alta resolução pode ser alcançada por um processo de decimação.

O modulador $\Sigma\Delta$ só ganhou importância com o desenvolvimento da tecnologia VLSI (Very-Large-Scale Integration) digitais [36]. Esse tipo de tecnologia proporcionou o aparecimento dos meios práticos de implementação de circuitos de processamento digital de sinal. Uma exigência da interface analógico-digital é a compatibilidade com tecnologia VLSI para possibilitar a integração em uma única pastilha das seções digitais e analógicas do circuito.

A arquitetura de medição baseada em modulação $\Sigma\Delta$ com o sensor inserido na sua malha de realimentação é o objeto de estudo desta Tese. O trabalho desenvolvido e apresentado trata da viabilidade de projeto, simulação e validação da arquitetura do sistema de medição proposto.

1.1. Objetivos

Os instrumentos implementados com o princípio da equivalência elétrica também têm a vantagem de fornecerem respostas mais rápidas do que seu elemento sensor (no caso o termo-resistivo) [37-41]. Os sistemas de medição baseados em sensores termo-resistivos podem usar circuitos que processem o sinal em tempo contínuo ou discreto [16,21]. Os circuitos que processam o sinal em tempo discreto podem ter uma resposta temporal pior que em tempo contínuo, mas em contrapartida, possuem todas as vantagens de sistemas digitais, que podem ser facilmente implementados a baixo custo, permitem adaptação e reconfiguração do sistema.

O presente trabalho tem como tema de tese o desenvolvimento de uma arquitetura de medidor utilizando moduladores $\Sigma\Delta$ com micro-sensor termorresistivo, operando no modo temperatura constante, para medição de grandezas físicas. Esse sistema deve poder fazer parte de um *System on Chip (SoC)*, no qual o sensor deverá fazer parte de um circuito integrado que, numa única pastilha.

Os objetivos principais deste trabalho de tese são:

- Desenvolvimento da arquitetura do micro-sensor e dos blocos do sistema de medição proposto utilizando a ferramenta Simulink (ambiente Matlab[®]) e a linguagem de programação VHDL-AMS.
- Desenvolvimento e concepção da arquitetura do micro-sensor como anemômetro e dos blocos do sistema de medição do modulador $\Sigma\Delta$ (integrador, comparador, conversor digital-analógico) compatíveis com tecnologia CMOS.
- Análise do sistema de medição proposto avaliando a qualidade da medição (SNR e resolução em número de bits).

1.2. Organização do Documento.

Além desta introdução e da lista de referências bibliográficas utilizadas, este trabalho é composto por mais 4 capítulos referentes ao embasamento teórico e à implementação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico, um capítulo contendo as conclusões e perspectivas futuras e três apêndices. A saber:

O capítulo 2 traz uma apresentação detalhada sobre os sensores termorresistivos, enfatizando tanto os parâmetros que modelam matematicamente o sensor quanto às equações que descrevem seu comportamento em regime permanente. É feito também um resumo sobre os conversores A/D, destacando-se as principais características dos conversores $\Sigma\Delta$ e dos conversores A/D baseados nos métodos convencionais. Ainda no capítulo 2 é feita uma revisão sobre a linguagem de descrição de hardware, VHDL-AMS.

No capítulo 3 é apresentada uma revisão sobre a estrutura realimentada baseada em sensores termo-resistivos utilizando a configuração à temperatura constante, bem como a análise matemática da estrutura, tendo em vista a estimação da velocidade do fluido. Ainda no capítulo 3 abordam-se os itens a serem levados em consideração para implementação do projeto do anemômetro e também são mostrados resultados de simulações computacionais para validação do modelo em ambiente Matlab[®].

No capítulo 4 é mostrada a origem da analogia das características funcionais existentes entre sensor termo-resistivo e as operações de soma e integração dos conversores A/D $\Sigma\Delta$, que levaram à proposta de concepção da arquitetura do medidor baseada na modulação $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo, aplicados ao sistema de medição de velocidade de fluido. São apresentados e analisados os resultados de simulação do anemômetro. É também apresentada a metodologia “*top-down*” da modelagem do circuito $\Sigma\Delta$ Térmico, suas simulações em ambiente VHDL-AMS e a análise de seu desempenho.

No Capítulo 5 descreve-se o projeto elétrico dos blocos que compõem o modulador $\Sigma\Delta$, a saber: integrador, comparador e conversor D/A. Esse capítulo inclui considerações sobre o projeto de cada bloco e simulações dos circuitos finais obtidos, feitas com o simulador ADMS[®] (Advanced Mixed Signals). É também mostrado as simulações e o leiaute do circuito final do modulador projetado utilizando a tecnologia CMOS TSMC 0,35 μm .

Ao final, é apresentada uma conclusão, ressaltando as principais contribuições e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

REVISÃO DE CONCEITOS

Neste Capítulo mostram-se revisões de conceitos de sensores termo-resistivos e suas aplicações, dos conversores A/D $\Sigma\Delta$ e da linguagem de descrição de *hardware* VHDL-AMS.

2.1. Sensores Termo-Resistivos

A temperatura é uma grandeza física que está relacionada a, praticamente, todos os tipos de fenômenos químicos e físicos que ocorrem na natureza. Isto significa dizer que reações químicas que ocorrem envolvendo determinadas substâncias, bem como as propriedades físicas dos mais variados materiais são funções da temperatura. É claro que determinados fenômenos e propriedades são mais sensíveis e outros são menos sensíveis (chegando, por vezes, a ter influência desprezível) a esta grandeza física, mas esta relação existe na maioria dos casos.

Sendo assim, assume-se a princípio, que todos os resistores são termo-resistências, já que seus valores de resistência sofrem influência da grandeza física temperatura. No entanto, são consideradas termo-resistências apenas

aquelas que possuem uma sensibilidade considerável com a temperatura, dentro de uma faixa de operação.

Os sensores termo-resistivos podem ser do tipo PTC (*Positive Temperature Coefficient*), geralmente metálicos (platina, tungstênio, entre outros) ou NTC (*Negative Temperature Coefficient*), geralmente semicondutores. Normalmente, como é o caso para outros tipos, deseja-se, também, que os sensores termo-resistivos apresentem uma resposta rápida (pequena constante de tempo), alta sensibilidade (pequenas variações de temperatura causam grandes variações de resistência) e que se comportem de maneira matematicamente previsível [21].

Os PTC têm, geralmente, uma relação aproximadamente linear entre o valor da sua resistência e da sua temperatura, mas têm uma sensibilidade baixa. Os NTC, em geral, possuem alta sensibilidade, mas a relação entre a resistência e a temperatura é não-linear [21].

2.1.1. Equações Estáticas

As chamadas equações estáticas das termo-resistências são aquelas que representam a relação existente entre a temperatura do material ou do composto de materiais que formam o sensor propriamente dito e a resistência elétrica entre os seus terminais.

A equação que caracteriza a relação entre a temperatura e a resistência elétrica nos sensores PTC do tipo metálico é dada por [31]:

$$R_s = R_0 [1 + \beta(T_s - T_0) + \beta_2(T_s - T_0)^2 + \dots + \beta_n(T_s - T_0)^n] \quad (2.1)$$

em que, R_s é a resistência do sensor na temperatura T_s ; R_0 é a sua resistência na temperatura de 25 °C; $\beta_1, \beta_2, \beta_n$ são coeficientes de temperatura do sensor e T_0 é a temperatura de referência quando a resistência inicial for igual a R_0 .

Como os coeficientes de β de ordem igual ou superior a 2 são, geralmente, muito menores que o coeficiente β_1 ; e como as arquiteturas discutidas neste trabalho de tese são a temperatura constante, pode-se fazer $\beta_1 = \beta$ e aproximar a equação (2.1) por [31]:

$$R_s = R_0 [1 + \beta (T_s - T_0)] \quad (2.2)$$

A resistência dos sensores termo-resistivos PTC do tipo metálico varia, portanto, de forma aproximadamente linear com a sua temperatura.

A expressão matemática que caracteriza a relação da resistência do sensor NTC e sua temperatura é:

$$R_s = R_0 e^{B[(1/T_s) - (1/T_0)]} \quad (2.3)$$

em que, R_s é a resistência do sensor na temperatura T_s ; R_0 é a sua resistência na temperatura de 25°C; B é o coeficiente de temperatura de sua resistência elétrica e T_0 é a temperatura de referência quando a resistência inicial for igual a R_0 .

Podendo-se re-escrever esta equação da seguinte forma [31]:

$$R_s = A e^{B/T_s} \quad (2.4)$$

em que,

$$A = R_0 e^{-B/T_0} \quad (2.5)$$

Diferentemente do sensor PTC metálico, o valor da resistência do sensor NTC varia exponencialmente com a temperatura.

Além da linearidade, outros fatores são também importantes na avaliação de desempenho de sensores termo-resistivos, como por exemplo, tempo de resposta e sensibilidade.

2.1.2. Balanço de Energia

Considerando o sensor termo-resistivo como sendo uma porção do espaço sujeita ao princípio da conservação da energia, é possível escrever a equação do balanço de energia, como sendo:

$$E_i = E_0 + E_a \quad (2.6)$$

em que: E_i é a energia total recebida pelo sensor, isto é, que flui de fora para dentro da porção do espaço delimitada pelo sensor; E_0 é a energia total perdida

pelo sensor, isto é, que flui de dentro para fora da porção do espaço delimitada pelo sensor e E_a é a energia acumulada pelo sensor.

Derivando a equação (2.6) em relação ao tempo, obtém-se:

$$P_i = P_0 + dE_a/dt \quad (2.7)$$

em que: P_i é a potência aplicada ao sensor; P_0 é a potência perdida pelo sensor e t é o tempo.

O primeiro termo da equação (2.7) é a potência de entrada P_i e pode ter origem em diversas fontes, tais como: energia térmica resultante de efeito Joule, isto é, da passagem de corrente elétrica pela termo-resistência, e energia térmica resultante da incidência de radiação térmica sobre o sensor. Assim sendo, P_i da equação (2.7) pode ser substituída por:

$$P_i = \alpha SH + R_s I_s^2 \quad (2.8)$$

em que: I_s é a corrente elétrica que atravessa o sensor; α é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor, S é a área da superfície do sensor exposta à radiação e H é a radiação térmica incidente.

O segundo termo da equação (2.7) é a potência de saída P_0 e deve-se à diferença de temperatura entre o sensor e o meio ambiente. O termo P_0 da equação (2.7) pode ser substituído por:

$$P_0 = hS(T_s - T_a) \quad (2.9)$$

em que: h é o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor e T_a é a temperatura do meio.

O terceiro termo da equação (2.7) refere-se à variação da energia acumulada pelo sensor, e pode ser dada também por:

$$dE_a/dt = + mc (dT_s/dt) \quad (2.10)$$

em que: m é a massa do sensor e c é o calor específico do sensor.

Substituindo as equações (2.8), (2.9) e (2.10) em (2.7), obtém-se a equação do balanço de energia do sistema que, neste caso, é composto exclusivamente pelo sensor termo-resistivo.

$$\alpha SH + R_s I_s^2 = hS(T_s - T_a) + mc(dT_s/dt) \quad (2.11)$$

Uma característica importante dos sensores termo-resistivos é o coeficiente de transferência de calor na sua superfície, h . O valor de h é função da forma de troca de calor entre o sensor e o ambiente [41]. No caso de troca de calor apenas por condução, h é constante. Quando existe convecção e em especial quando existe convecção forçada, h varia em função da velocidade relativa entre o sensor e o fluido que o envolve [3,42,43].

A equação de King trata da relação da troca de calor entre o sensor e o meio [6,44]. Para fluidos com densidades e viscosidades constantes, h é dado por:

$$h = a + b\mathcal{g}^n \quad (2.12)$$

em que: a , b e n são constantes e podem ser determinadas experimentalmente e \mathcal{g} é a velocidade do fluido em relação ao sensor.

Quando é necessário levar em consideração os efeitos da densidade e viscosidade do meio, as constantes a , b e n , equação 2.12, podem ser determinadas a partir das equações (2.13) e (2.14) [6].

$$N_u = a + bRe^n \quad (2.13)$$

$$Re = \rho d \mathcal{g} / \mu \quad (2.14)$$

em que: N_u é o número de Nusselt; Re é o número de Reynolds; d é o diâmetro do sensor; ρ é a densidade do meio e μ é a viscosidade do meio

2.1.3. Medição em Regime Permanente

Neste trabalho, assume-se que o sensor termo-resistivo está em regime permanente no instante da estimação da grandeza de entrada. As entradas de

excitação do sensor são a corrente elétrica I_s , a radiação térmica incidente H , a velocidade do fluido ϑ e a temperatura ambiente T_a . Com estas entradas constantes, a saída T_s (ou R_s) do sensor também é constante. Se uma das variáveis de entrada sofrer uma variação, a saída terá um determinado comportamento transitório até que atinja o seu novo valor de regime permanente.

Nas arquiteturas com sensor aquecido a temperatura constante, o valor de T_s se mantém praticamente constante. Para se poder fazer uma avaliação do comportamento dinâmico do sensor, pode-se considerar as grandezas da equação (2.11) como função do tempo (t), obtendo-se:

$$\alpha SH(t) + R_s(t)I_s^2(t) = h(t)S(T_a(t) - T_s(t)) + mc \frac{dT_s(t)}{dt} \quad (2.15)$$

De maneira a reduzir a quantidade de parâmetros da equação (2.15) e de dar uma melhor idéia do que cada um significa, são efetuadas quatro substituições adicionais. São elas: $I_s^2(t) = Y_s(t)$, $\alpha S = G_H$, $h(t)S = G_{th}(t)$ e $mc = C_{th}$. Em regime permanente, a temperatura do sensor T_s é constante e igual a T_{s0} , R_s também é constante e igual a R_{s0} e $dT_s(t)/dt = 0$ [4,31,45], portanto:

$$R_{s0}Y_s(t) + G_{th}(t) [T_{s0} - T_a(t)] = G_H H(t) \quad (2.16)$$

em que: G_{th} é a condutância térmica de transferência de calor do sensor para o meio; G_H é a capacitância térmica do sensor; R_{s0} é o valor da resistência do sensor no ponto de operação e T_{s0} é o valor da temperatura do sensor no ponto de operação.

A equação (2.16) é a base para qualquer estrutura de medição baseada no método de temperatura constante. Uma vez conhecidos os valores dos parâmetros G_H , a , b e n (equação 2.12), além de definido o ponto de operação composto pelo par R_{s0} e T_{s0} , é então função de $H(t)$, $G_{th}(t)$ (que é função de $\vartheta(t)$) e $T_a(t)$. Cada uma dessas variáveis pode então ser estimada a partir de $Y_s(t)$, desde que as outras duas sejam compensadas ou que a forma do sensor seja tal que evite a influência dessas outras variáveis.

A equação (2.16) pode ser reescrita de três formas distintas, cada uma colocando em evidência um determinado mesurando.

$$T_a(t) = T_{so} - \frac{G_H H(t) + R_{so} Y_s(t)}{G_{th}(t)} \quad (2.17)$$

$$H(t) = \frac{R_{so} Y_s(t) + G_{th}(t) [T_{so} - T_a(t)]}{G_H} \quad (2.18)$$

$$G_{th}(t) = \frac{G_H H(t) + R_{so} Y_s(t)}{T_{so} - T_a(t)} \rightarrow \vartheta = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{G_H H(t) + R_{so} Y_s(t)}{T_{so} - T_a} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (2.19)$$

A partir de (2.17), (2.18) e (2.19), é possível perceber que $T_a(t)$, $H(t)$ e $G_{th}(t)$ são funções lineares de $Y_s(t)$, respectivamente, dado que as outras duas variáveis, em cada caso, são conhecidas. Nestas três equações, apenas a variável de saída e o sinal de medição $Y_s(t)$ foram explicitados como sendo uma função do tempo, apesar de que as duas outras variáveis passíveis de medição também o são.

2.2. Conversores A/D $\Sigma\Delta$

Para melhor compreensão da estrutura sigma-delta com sensor termorresistivo, é apresentada a seguir alguns conceitos sobre a conversão sigma-delta em geral.

O processo de conversão de um sinal analógico (que possui resolução infinita, por definição) para um sistema de números finitos (quantizado) introduz um erro no valor do sinal amostrado, que é chamado esse erro de quantização. O processo de quantização em um conversor A/D que opera na taxa de Nyquist é, normalmente, diferente daquele encontrado em um conversor sobre-amostrado (caso dos conversores sigma-delta). Enquanto um conversor A/D de Nyquist efetua a quantização em um único instante de amostragem, um conversor sobre-amostrado utiliza uma seqüência de dados quantizados a uma taxa de sobre-amostragem $F_S = N \cdot f_S$, seguido por um processo digital de decimação que estima

o sinal de entrada com maior resolução e com uma taxa de amostragem menor na saída, f_S (a mesma usada pelos amostradores de Nyquist). Portanto, um conversor A/D sigma delta é composto por dois blocos distintos: modulador sigma-delta e decimador.

Como o decimador é formado por um circuito digital que realiza a função de filtro passa-baixas e é de implementação relativamente simples, os estudos têm se concentrado no modulador sigma delta, que é também o que foi feito neste trabalho de tese.

Um modulador $\Sigma\Delta$ é formado por um filtro analógico (integrador) e um quantizador (comparador) e uma malha de realimentação composta por um conversor D/A (Figura 2.1). O conversor D/A é usado para compatibilizar o sinal “digital” da saída com o sinal analógico da entrada. O sistema é baseado no princípio da sobre-amostragem, na qual a freqüência de amostragem do sinal de entrada é feita N vezes maior (taxa de sobre-amostragem) que a freqüência de Nyquist, $F_S = N \cdot f_S$.

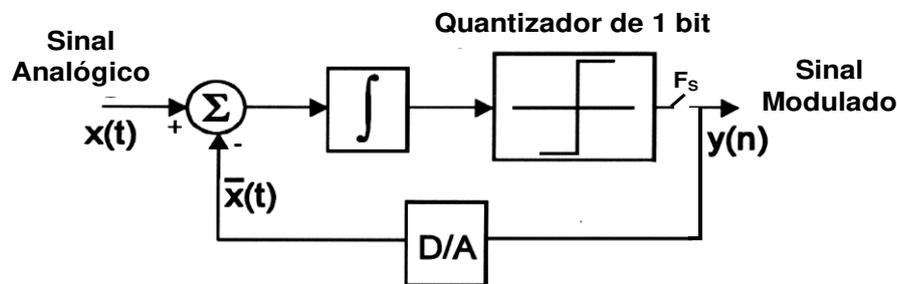


Figura 2.1. – Diagrama em blocos de um modulador $\Sigma\Delta$

A ordem do modulador $\Sigma\Delta$ é determinada pelo seu número de integradores. A arquitetura da Figura 2.1 é, portanto, de primeira ordem. Nota-se nessa figura que a entrada do integrador é a diferença entre o sinal de entrada $x(t)$ e o valor quantizado da saída $y(n)$, convertido de volta para um sinal analógico $\bar{x}(t)$ [27].

Considerando-se que o conversor D/A é perfeito e desprezando-se atrasos no sinal, essa diferença entre o sinal de entrada $x(t)$ e o sinal realimentado $\bar{x}(t)$ na entrada do integrador é igual ao erro de quantização. Esse erro é somado no integrador e, então, quantizado pelo conversor A/D de um bit. Embora o erro de

quantização a cada instante de amostragem seja grande, devido à natureza do quantizador de dois níveis, a ação do modulador $\Sigma\Delta$ é gerar uma saída com “0” ou “1”, modulando o sinal em densidade de pulsos.

O processo de quantização (conversão de um sinal analógico em uma cadeia finita de números) introduz um erro no sinal que está sendo quantizado, chamado erro de quantização ou ruído de quantização. Junto com o filtro, a malha de realimentação age para atenuar o ruído de quantização em baixas frequências, deslocando-o para as altas frequências [27]. Para avaliar o funcionamento do modulador sigma delta em tempo discreto, pode-se usar a Figura 2.2 que é uma evolução da Figura 2.1.

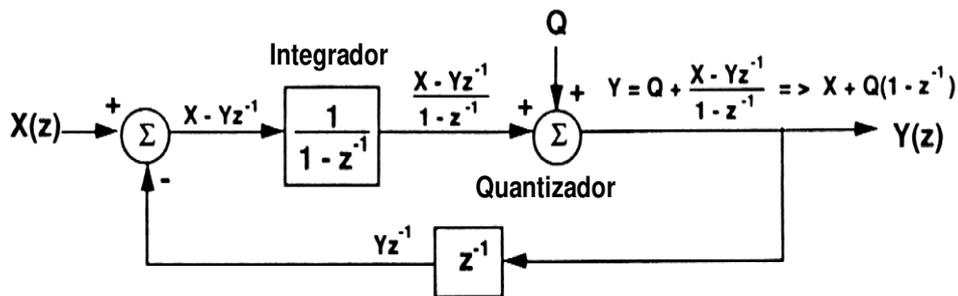


Figura 2.2. – Modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem no domínio discreto

A função de transferência no domínio discreto de um integrador é dada por $1/(1 - z^{-1})$ e o quantizador de 1 bit é modelado como uma fonte de ruído aditivo. Da análise no domínio discreto, obtém-se:

$$Y(z) = Q(z) \frac{1}{1 - z^{-1}} + z^{-1} Y(z) \quad (2.20)$$

Reescrevendo-se a equação (2.20) em função de $Y(z)$, a saída da malha $\Sigma\Delta$ de primeira ordem fica:

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1}) Q(z) \quad (2.21)$$

Assumindo que o ruído de quantização é aleatório, o diferenciador $(1 - z^{-1})$ mostrado na equação (2.21) dobra a potência do ruído quantizado. Entretanto, o erro foi empurrado para altas frequências pelo mesmo fator diferenciador $(1 - z^{-1})$. Portanto, considerando que o sinal analógico de entrada do modulador, $x(t)$, é

sobre-amostrado, o ruído de quantização de alta freqüência pode ser removido por um filtro digital passa-baixas (processo de decimação) sem afetar as características do sinal de entrada que está dentro da banda de interesse. Isso significa que após o processo de decimação, o sinal de saída terá apenas as componentes de freqüência de 0 a f_B .

Na Figura 2.3 apresenta-se uma comparação entre os desempenhos de moduladores $\Sigma\Delta$ de primeira ordem e os amostradores de Nyquist de 1 bit.

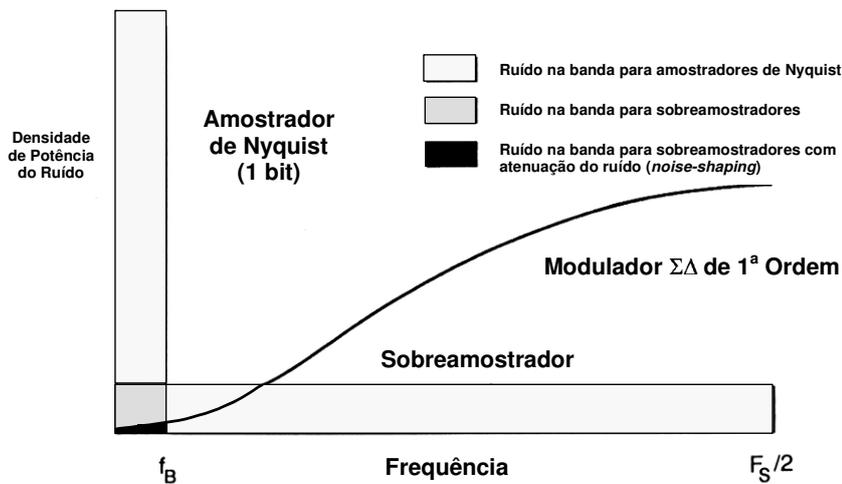


Figura 2.3. – Espectro de um modulador $\Sigma\Delta$ e distribuição do ruído

Na Figura 2.4, é apresentada a forma de onda na entrada e na saída de um modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem, sendo a entrada uma onda senoidal e a saída um sinal modulado em densidade de pulsos. Analisando graficamente a Figura 2.4, observa-se que, para cada ciclo de *clock*, o valor da saída do modulador é um dos níveis de quantização, de acordo com o resultado da conversão A/D de um bit. Quando a entrada senoidal está próxima ao fundo de escala positivo, a saída é positiva durante a maior parte dos ciclos de *clock*. Da mesma forma, quando a entrada senoidal é próxima ao fundo de escala negativo, a saída é negativa durante a maior parte dos ciclos de *clock*. Em ambos os casos, a média local do sinal de saída do modulador segue o valor do sinal da entrada analógica. Logo, quando a entrada está próxima de zero o valor da saída do modulador varia rapidamente entre o fundo de escala positivo e negativo, com média de aproximadamente zero, tentando seguir a entrada analógica.

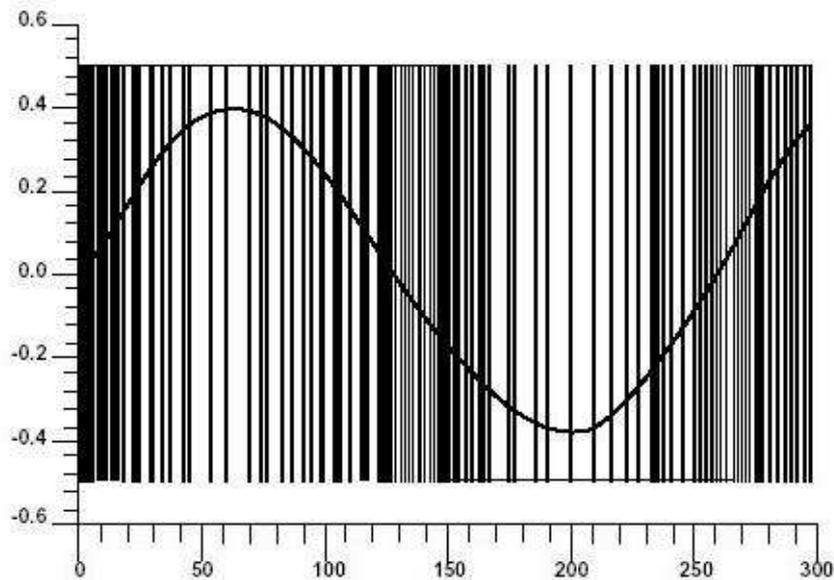


Figura 2.4. – Entrada e saída de um modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem

2.3. Visão Geral de VHDL – AMS

Durante muitos anos, as diversas áreas da engenharia estavam separadas, cada comunidade científica tinha sua própria metodologia de desenvolvimento. Com o advento das linguagens de descrição de hardware (HDL – *Hardware Description Languages*) e com o auxílio das ferramentas de desenvolvimento assistida por computador (CAD – *Computer-Aided Design*) tornou-se possível a modelagem e simulação de sistemas nos mais variáveis campos da engenharia, desde eletrônica digital e analógica até a mecânica e a química [46,47].

A linguagem VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*) foi desenvolvida com o intuito de ser utilizada em todas as fases da criação de um sistema eletrônico. Essa linguagem promove o desenvolvimento, verificação, síntese e teste no desenvolvimento do hardware, bem como sua manutenção, modificação e expansão [48-50].

Sua primeira padronização ocorreu no ano de 1987, através do padrão IEEE Std 1076-1987 e adotou a versão 7.2, concluída no ano de 1986. A partir desta primeira versão, muitas modificações foram introduzidas na versão original e, em 1993, uma versão mais atualizada e com novas especificações da linguagem foi compilada através do padrão IEEE Std 1076-1993.

Com o crescente uso de sistemas digitais e a sua integração com sistemas analógicos, sentiu-se a necessidade de uma atualização na linguagem VHDL. Em 1999, um conjunto de atualizações (chamado de *superset*) da linguagem VHDL foi compilado. A esse *superset* deu-se o nome de VHDL-AMS. O padrão IEEE Std 1706.1-1999 viabiliza a descrição e simulação de sistemas analógicos e sistemas mistos. A linguagem possui vários níveis de abstração na descrição de circuitos elétricos e não-elétricos. A padronização dessa linguagem promoveu uma interação entre a parte digital e a parte analógica de maneira flexível e eficiente.

A grande vantagem do uso do VHDL está no fato dessa linguagem ser portátil e independente da ferramenta de projeto utilizada. Por esses motivos, a linguagem vem sendo empregada em padronização de entradas e saídas de ferramentas CAD, incluindo simulação, síntese e implementação de componentes digitais. O desenvolvimento de um componente digital usando VHDL é multiplataforma, ou seja, o código pode ser utilizado em qualquer Sistema Operacional que tenha uma ferramenta de projeto compatível com esta linguagem.

2.3.1. A Modelagem de Componentes em VHDL-AMS

Na descrição de um componente através da linguagem VHDL-AMS, deve-se analisar o seu propósito, definindo suas características como as interfaces de entrada e saída, seus atributos e descrevendo sua estrutura ou comportamento. Após a concepção do componente, pode-se então começar a descrição do modelo.

A linguagem VHDL-AMS tem basicamente três etapas na modelagem de componentes:

- A definição das bibliotecas utilizadas em sua descrição.
- A identificação e caracterização de suas entradas, saídas e atributos.
- A descrição de seu comportamento ou estrutura.

Para facilitar o entendimento, usar-se-á o exemplo da modelagem de um multiplexador de um dígito (bit), com duas entradas e uma saída, além de uma entrada de seleção. Para descrever o multiplexador, deve-se, em sua concepção, definir suas entradas, saídas e sua funcionalidade.

Na Figura 2.5 é mostrado o bloco correspondente a um multiplexador. As duas entradas (A e B), saída e o sinal de seleção (Sel) são sinais digitais e por esta razão pode-se utilizar o tipo lógica padrão para sua modelagem.

A funcionalidade do multiplexador também é ilustrada na Figura 2.5. Quando a entrada digital Sel tem nível lógico baixo, a saída “Output” recebe a entrada A e, quando Sel tem nível lógico alto, a saída “Output” recebe a entrada B.

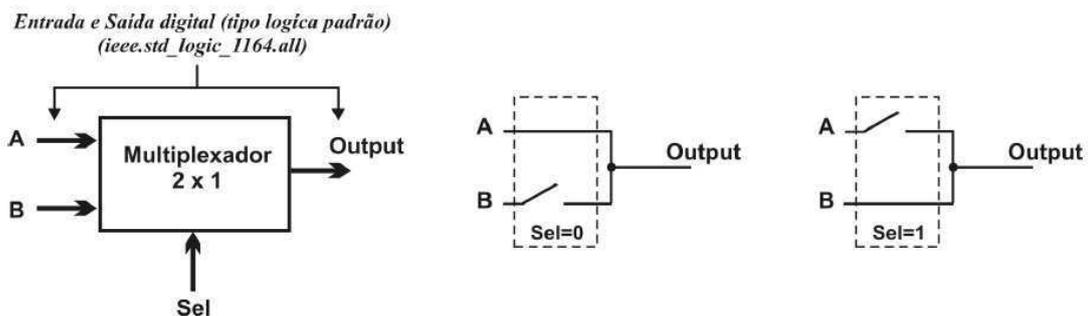


Figura 2.5. – Multiplexador de duas entradas (A e B) e uma saída (Output)

Já definidos os tipos de sinais de entrada e saída e o funcionamento do componente, pode-se agora descrevê-lo. Inicialmente, definem-se as bibliotecas utilizadas.

2.3.2. Definição das Bibliotecas

Para se modelar um componente em VHDL-AMS, é necessário que o desenvolvedor tenha pacotes com informações sobre a linguagem, as quais ajudarão na análise sintática e semântica do compilador da ferramenta CAD, na qual o código será executado. Essas informações podem ser acerca dos tipos de variáveis que serão utilizados para se modelar o sistema, operações matemáticas, constantes matemáticas e físicas ou um pacote de componentes

modelados pelo desenvolvedor. A esses pacotes dá-se o nome de biblioteca (*library*) [48].

A linguagem VHDL permite que o desenvolvedor mantenha, em uma única descrição, várias bibliotecas, onde cada parte de seu componente esteja em bibliotecas distintas. Algumas bibliotecas da linguagem VHDL-MAS são mostradas na Figura 2.6.

ALGUMAS BIBLIOTECAS DA LINGUAGEM VHDL-AMS		
Biblioteca (<i>library</i>)	Exemplo de uso	Finalidade
<i>std_logic_1164</i>	<i>library ieee;</i> <i>use ieee.std_logic_1164.all;</i>	Fornecer informações sobre o tipo padrão lógico (Standard Logic), que é utilizado para descrever componentes digitais. Define para esse tipo os níveis lógicos alto, baixo e alta-impedância.
<i>std_logic_arith</i>	<i>library ieee;</i> <i>use ieee.std_logic_arith.all;</i>	Fornecer as operações matemáticas de soma, subtração, multiplicação, etc. para o tipo <i>std_logic</i> .
<i>math_real</i>	<i>library ieee;</i> <i>use ieee.math_real.all;</i>	Fornecer as operações matemáticas e algumas grandezas matemáticas e físicas para o tipo <i>real</i> .
<i>electrical_systems</i>	<i>library ieee;</i> <i>use ieee.electrical_systems.all;</i>	Fornecer informações sobre o tipo sistemas elétricos (<i>electrical_systems</i>), que é utilizado para descrever componentes analógicos.

Figura 2.6. – Exemplos de bibliotecas da linguagem VHDL-AMS

Diversas bibliotecas pertencem ao padrão da linguagem VHDL-AMS. Para utilizá-las, deve-se invocar a biblioteca através da diretiva de linguagem *library* como ilustrado na Figura 2.6. Observa-se que as bibliotecas podem ser divididas em partes menores, chamadas de classes. Nos exemplos desta tabela, têm-se na biblioteca principal *ieee* diversas classes, as quais contêm funções específicas. A diretiva *use* possibilita o uso dessas classes. A linguagem é baseada no conceito de hierarquia de classes, portanto é necessário invocar a biblioteca antes de instanciar as classes. Cada classe pode ser utilizada separadamente bastando referenciá-la através de um ponto (por exemplo, *ieee.std_logic*). Para utilizar todas as funções de uma classe, faz-se uma referencia geral (*.all*).

Através das bibliotecas adequadas, podem-se descrever componentes analógicos, digitais, com características mecânicas, etc. Na modelagem de um componente, devem-se observar os tipos que serão utilizados e quais funções serão necessárias, para que seja feita uma escolha adequada das bibliotecas. Definidas as bibliotecas, deve-se especificar como é o componente, suas interfaces de entrada e saída e seus atributos.

2.3.3. A identificação e caracterização de suas entradas, saídas e atributos.

Todo componente precisa ter uma estrutura que defina suas entradas, saídas e atributos. Na linguagem VHDL-AMS, cria-se uma entidade (*entity*) que define a interface do componente com o exterior [48]. Na definição de entidade, o componente já deve estar concebido pelo desenvolvedor de forma que todos os atributos e portas de interface possam ser instanciados. Definido como será a interface, quais os atributos necessários ao componente e quais as bibliotecas necessárias à sua confecção, deve-se descrever qual a funcionalidade do componente.

2.3.4. Descrição do componente

Têm-se para a linguagem VHDL, basicamente, dois tipos de descrição:

- Comportamental (*Behaviorial*) – descreve a funcionalidade de um sistema, sem especificar as suas arquiteturas de registros.
- Estrutural (*Structural*) – descreve o sistema como um conjunto de componentes básicos interconectados entre si.

Para descrever, de maneira comportamental, um circuito lógico digital, pode-se utilizar, através da sintaxe da linguagem, uma função *booleana* ou simplesmente o seu comportamento através de um algoritmo.

2.4. Considerações Parciais.

Neste capítulo foi realizada uma revisão sobre os sensores termo-resistivos, enfatizando os parâmetros que o modelam matematicamente. Mostrou-se também uma estrutura de medição, utilizando sensor termo-resistivo, baseada no método de temperatura constante operando em regime permanente, bem como as expressões que relacionam o mesurando aos parâmetros do sistema.

Foi feito também uma breve introdução sobre conversores A/D, no intuito de embasar e enfatizar as principais características e vantagens dos conversores $\Sigma\Delta$ em relação aos conversores convencionais.

Ainda no capítulo 2, foi feita uma revisão sobre a linguagem de descrição de *hardware* VHDL-AMS, sendo apresentadas suas principais características.

Capítulo 3

ANEMÔMETRO À TEMPERATURA CONSTANTE BASEADO EM SENSOR TERMO-RESISTIVO

Neste capítulo é apresentado um estudo sobre o anemômetro a temperatura constante com um sensor termo-resistivo incluído num dos braços de uma ponte de Wheatstone com realimentação negativa. É mostrado o desenvolvimento matemático para estimação da velocidade do fluido e os procedimentos para as simulações, levando-se em consideração as respostas dinâmicas do sensor e do amplificador operacional.

3.1. Introdução

Nas arquiteturas de medidores que usam o princípio da equivalente elétrica baseados em sensores termo-resistivos aquecidos, o valor da grandeza física a ser medida pode ser estimado a partir dos valores de potência elétrica dissipada no sensor. A arquitetura de modulador $\Sigma\Delta$ com sensor aquecido inserido em sua malha de realimentação, apresentada nesta tese, utiliza o princípio da equivalência elétrica.

O princípio da equivalência elétrica pode ser usado em instrumentos de medição baseados em sensores termo-resistivos. Nesse método, a variação na potência elétrica dissipada no sensor é função da potência associada com a variação da grandeza física. Pode-se, então, estimar a magnitude da grandeza física a partir dos valores da corrente ou tensão elétrica, medida em um nó apropriado do circuito, ou a partir de sinal digital como nas arquiteturas com modulação Σ - Δ . O princípio da equivalência elétrica pode ser empregado na polarização do sensor em três diferentes modos: corrente constante, tensão constante e temperatura constante [3,4].

Para sinais lentos ou de baixa frequência, como a radiação solar, a temperatura e a velocidade de fluidos, arquiteturas de medidores que empregam o método da equivalência elétrica à temperatura constante são muito usadas. Assim neste capítulo, pretende-se validar tanto matematicamente quanto por simulação um modelo com o sensor termo-resistivo inserido num circuito realimentado, como anemômetro.

3.2. Anemômetro a Temperatura Constante

Os instrumentos utilizados para medir velocidades de fluidos são chamados de anemômetros. Eles podem ser de diversos tipos, tais como: de concha, de palheta, de tubo de Prandtl (tubos de Pitot) ou a sensor aquecido. Cada tipo é mais adequado para determinadas aplicações: os de concha e os de palheta são mais usados para medir velocidades médias ou que tenham variações lentas; os tubos de Prandtl são usados para medir velocidades elevadas. Já o anemômetro a sensor aquecido é empregado em medições de velocidades variantes de fluidos, por apresentarem pequenas constantes de tempo e uma boa resposta em frequência [51,52].

Um dos principais métodos utilizados para a medição de velocidade de fluidos com anemômetros a sensor aquecido baseia-se no fato de que a transferência de calor entre o sensor e o fluido, no qual está imerso, depende da diferença de temperatura e da velocidade relativa entre o sensor e o fluido. Assim, para um sensor termo-resistivo, ou seja, um resistor cuja resistência elétrica R_s

varia com a sua temperatura T_s ($R_s = f(T_s)$), aquecido eletricamente, a potência elétrica fornecida ao sensor, P_e , no estado estacionário, se iguala à potência térmica transferida ao fluido, pela Primeira Lei da Termodinâmica. Uma calibração fornece as constantes da função de regressão entre o fluxo de massa do fluido e a potência elétrica fornecida ao sensor para cada temperatura do fluido T_f [44,52,53].

O circuito básico com sensor termo-resistivo aquecido por corrente elétrica, sob influência da velocidade de fluido e da temperatura do anemômetro é ilustrado na Figura 3.1.

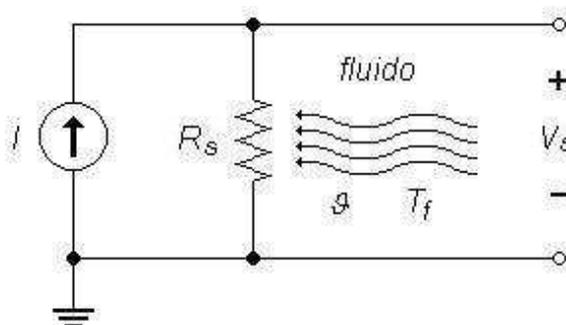


Figura 3.1. – Anemômetro com sensor termo-resistivo aquecido por corrente elétrica, sob influência da velocidade de fluido e temperatura [6]

Considerando-se o sensor aquecido pela passagem de uma corrente elétrica I , imerso em um fluido com velocidade v e temperatura T_f (Figura 3.1), na qual a temperatura de operação do sensor T_s é maior que o máximo valor de T_f , então, devido à troca de calor entre o sensor e o fluido, há uma variação na temperatura do sensor e, conseqüentemente, de sua resistência elétrica R_s . Se a corrente I for constante, observa-se também uma variação na tensão sobre o sensor V_s , ou seja, uma variação na velocidade do fluido é refletida na tensão de saída do circuito. Logo, é possível relacionar a tensão V_s com a velocidade v (equação do equilíbrio termodinâmico). Contudo, a temperatura do sensor também é afetada pela temperatura do fluido, devido à variação resultante da transferência de calor. Portanto, o sinal de saída nos anemômetros a sensor aquecido é função tanto da velocidade do fluido quanto de sua temperatura ($V_s = f(v, T_f)$).

3.2.1. Modelo da configuração CTA

Há três tipos de configurações tradicionais de anemômetros que utilizam sensor termo-resistivo, os que são submetidos a uma: tensão constante (CVA – *Constant Voltage Anemometer*); corrente constante (CCA – *Constant Current Anemometer*) ou temperatura constante (CTA – *Constant Temperature Anemometer*). Desses três tipos, a configuração CTA é a que apresenta o menor tempo de resposta e, por isso, são os mais indicados para aplicações em medições de fluidos turbulentos [51,52,54]. A configuração tradicional de um anemômetro CTA é apresentada na Figura 3.2.a, sendo o sensor termo-resistivo incluído num dos braços de uma ponte de Wheatstone com realimentação negativa.

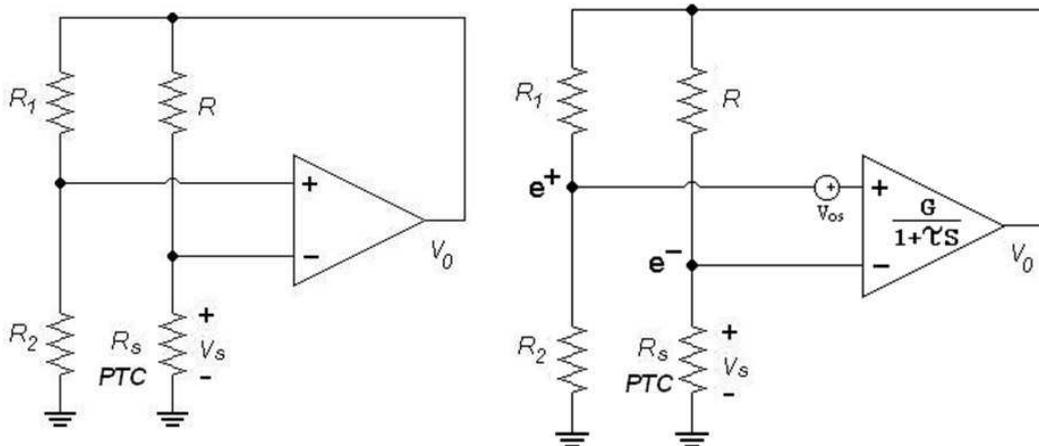


Figura 3.2. – Diagrama esquemático de um anemômetro a sensor aquecido à temperatura constante (CTA): a) ideal; b) considerando-se as imperfeições do amplificador operacional

No circuito da Figura 3.2.a, um sensor termo-resistivo (tipo PTC – *Positive Temperature Coefficient*) é aquecido por uma corrente elétrica fornecida pela realimentação do circuito até que a ponte de Wheatstone estabilize, ou seja, até que a temperatura de operação do sensor atinja seu valor de regime. Considerando-se que os resistores R_1 e R_2 sejam fixos (invariantes com a corrente, com o tempo e com a temperatura ambiente), então a temperatura de operação do sensor T_s é determinada pelo valor do resistor R . Quando o sensor aquecido é imerso em um fluido em movimento, sua temperatura tende a diminuir, havendo uma variação na tensão sobre o sensor, que é percebida pelo

amplificador operacional, que realimenta o circuito, aumentando a tensão na sua saída e, conseqüentemente, a corrente através do sensor aumenta de modo a manter sua resistência e sua temperatura constantes. Caso a velocidade do fluido diminua, o processo se dá de forma inversa.

Como nos anemômetros a sensor aquecido o sinal de saída é função tanto da velocidade do fluido ρ quanto da sua temperatura T_f , deve-se compensar os efeitos de T_f , para que o valor da velocidade seja estimado com o menor erro possível [6,51,52, 55-59].

3.2.2. Análise da Ponte de Wheatstone

Após ter sido feita a análise do sistema sob o ponto de vista do balanço de energia, faz-se agora uma análise sob o ponto de vista das tensões e de outros parâmetros que fazem parte do circuito elétrico utilizado. Para a análise do circuito da Figura 3.2.b considerou-se no modelo matemático do amplificador operacional apenas a tensão de desvio de entrada, V_{os} , e sua resposta em frequência. A partir do circuito da Figura 3.2.b, pode-se escrever:

$$V_o = \frac{G}{1 + \tau s} (e^+ - e^- + V_{os}) \quad (3.22)$$

$$e^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o = k V_o \quad e \quad e^- = \frac{R_s}{R + R_s} V_o = V_s \quad (3.23)$$

Substituindo a equação (3.23) na equação (3.22), e derivando a equação (3.22) com relação ao tempo, tem-se:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{G(kV_o - V_s) + V_o}{\tau} \quad (3.24)$$

A equação (3.24) relaciona a variação da tensão de saída do amplificador operacional V_o com a tensão de desvio V_{os} e a tensão sobre o sensor V_s , que é função da velocidade e temperatura do fluido. É também verificada na equação (3.24), a relação existente entre a variação da tensão de saída da ponte com o ganho do amplificador operacional (G).

A estimação da velocidade de fluido é feita a partir da condição de escoamento estacionário (velocidade e temperatura constantes) da equação do balanço de energia do sensor termo-resistivo e da equação que trata da relação da troca de calor entre o sensor e o meio (capítulo 2, equações (2.11) e (2.12)) [24], tem-se:

$$g = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{P_e}{S(T_s - T_f)} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (3.25)$$

Para que seja feito cálculo da velocidade do fluido a partir de (3.25), é necessário determinar os parâmetros P_e e T_s a partir das tensões envolvidas no sistema V_s e V_o . Neste estudo de caso o sensor termo-resistivo utilizado é do tipo PTC como em [60].

O valor da temperatura T_s pode ser obtido a partir do valor da resistência elétrica do sensor R_s . A partir da equação (3.23) pode-se estimar o valor de R_s , como sendo:

$$R_s = \frac{R V_s}{V_o - V_s} \quad (3.26)$$

A partir da equação (3.26) e re-escrevendo equação (2.2) em função de T_s (capítulo 2), e para $T_0 = 0$, tem-se:

$$T_s = \frac{1}{\beta} \left(\frac{R V_s}{R_o (V_o - V_s)} - 1 \right) \quad (3.27)$$

Substituindo a equação (3.26) na equação da potência elétrica ($P_e = V_s^2/R_s$), obtêm-se:

$$P_e = \left(\frac{V_s (V_o - V_s)}{R} \right) \quad (3.28)$$

Observa-se ainda pela equação (3.25) que para a estimação da velocidade do fluido, é necessário o conhecimento do valor da temperatura do fluido, T_f .

Um ponto importante a ser considerado na análise do circuito da Figura 3.2.a é o comportamento dinâmico do sensor. No caso de sistemas de medição

de velocidade de fluidos faz-se necessário considerar que o sensor termo-resistivo não está submetido à radiação solar e está operando numa temperatura constante. Então, neste caso particular, a equação do balanço de energia do sensor termo-resistivo é:

$$V_s^2/R_s = hS(T_s - T_f) + mc (dT_s/dt) \quad (3.29)$$

Derivando a equação (3.27) em função de R_s com relação ao tempo e substituindo na equação (3.29), obtêm-se:

$$\frac{dR_s}{dt} = \frac{\beta R_0}{mc} \left[\frac{V_s^2}{R_s} - hS(T_s - T_f) \right] \quad (3.30)$$

A partir da equação (3.30), pode-se observar a relação existente entre a variação da resistência do sensor, com a velocidade e temperatura do fluido. Observa-se ainda que, na condição de temperatura constante, $dR_s/dt=0$, a potência elétrica dissipada pelo sensor é igual às perdas de calor para o fluido.

Nessas arquiteturas são usados normalmente sensores PTC de platina com comprimentos de unidades de mm e com diâmetros da ordem de 10 μm . Estes sensores têm resistências pequenas (da ordem de unidades de Ω) e não são adaptados à integração em circuitos integrados. Um outro tipo de sensor PTC, baseado em semicondutor, de dimensões reduzidas e mais adaptado à integração em circuitos integrados, é apresentado a seguir.

3.3. Micro-Sensor a Semicondutor

A tecnologia na área de micromecanismos vem obtendo um avanço considerável nas últimas décadas, particularmente no que diz respeito aos transdutores eletro-mecânicos MEMS (*Micro Electro-Mechanical Systems*). Estes dispositivos apresentam, entre outras vantagens, o fato de possuírem uma maior velocidade de resposta, além disso, atualmente já existem técnicas e processos compatíveis de fabricação destas estruturas, tornando mais viável sua produção.

3.3.1. Caracterização

A partir de alguns trabalhos nos quais são descritos a utilização de estruturas de micro-sensor com princípios térmicos em sistemas de medição de velocidade de fluido [1,24,29,30,61,62] e da observação da necessidade de determinar os valores dos parâmetros que caracterizam o funcionamento do micro-sensor foi feita a caracterização do micro-sensor que será utilizado na malha do modulador $\Sigma\Delta$ para estimação de ϑ . O micro-sensor utilizado foi o desenvolvido em [61] e por ser um sensor termo-resistivo, fez-se uso das equações anteriormente desenvolvidas que descrevem o comportamento destes tipos sensores.

Os parâmetros que caracterizam o sensor a serem determinados são: R_0 que corresponde ao valor de resistência do sensor a uma temperatura de 0°C , β que é o coeficiente térmico da resistência elétrica do sensor, a e b que são constantes do sensor que definem o coeficiente de transferência de calor e S que corresponde a área do sensor. A escolha do sensor se baseou principalmente na proposta de integração do sensor na malha do modulador $\Sigma\Delta$ (tecnologia CMOS) no mesmo CI e também por esse tipo de sensor utilizar um menor valor de potência no seu sistema de medição, quando comparado ao utilizado em [6,31].

A determinação dos parâmetros que caracterizam o sensor, essenciais para estimação da velocidade do fluido, foram obtidos a partir do trabalho proposto em [61]. A área $S = 4 \text{ nm}^2$ do sensor é obtida a partir dos dados de fabricação do micro-sensor, comprimento L é igual a $200 \text{ }\mu\text{m}$ e largura W igual a $20 \text{ }\mu\text{m}$. Os demais parâmetros foram determinados a partir dos resultados gráficos de simulação do micro-aquecedor como sensor de vazão a sensor aquecido. O gráfico da Figura 3.3 foi obtido experimentalmente por [61] e representa a curva característica de resistência do sensor versus sua temperatura. A partir desse gráfico é possível determinar os parâmetros β e R_0 do micro-aquecedor.

A partir da equação (2.2), apresentada no capítulo 2, que relaciona R_s com T_s pode-se concluir que o coeficiente angular da reta mostrada no gráfico da Figura 3.3 corresponde a $\tan(\theta) = \beta R_0$. Analisando vários pontos do gráfico da

Figura 3.3 calculou-se o valor de $\tan(\theta)=0,08$. De posse do valor da tangente e substituindo $(R_s, T_s) = (110,100)$ novamente na equação (2.2), tem-se que $R_0 = 102 \Omega$. Substituindo esse valor de R_0 na equação da $\tan(\theta)$ estima-se o valor de $\beta = 0,000784 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

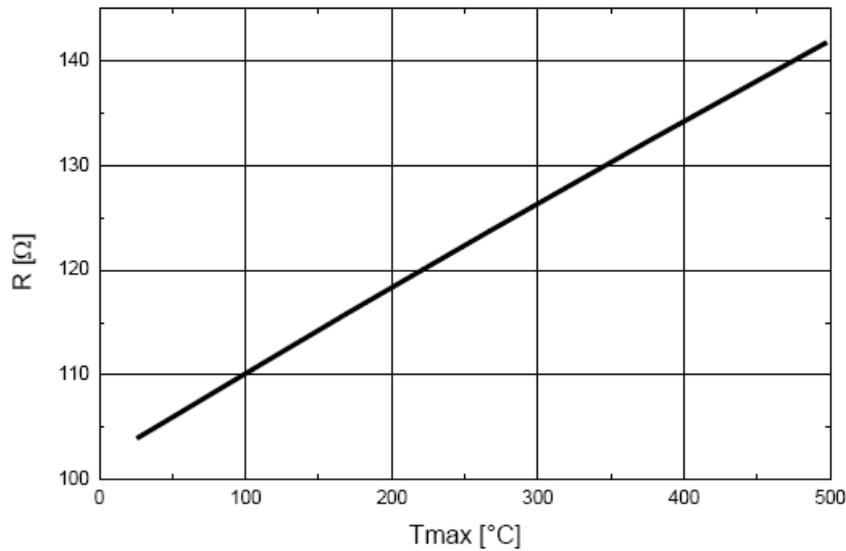


Figura 3.3. – Gráfico da resistência como função da temperatura no micro-sensor [61]

O gráfico da Figura 3.4 foi obtido experimentalmente por [61] e ilustra a variação da resistência do sensor versus a velocidade do fluido para uma tensão de alimentação do sensor de 1,5 V [62]. Usou-se este gráfico para obtenção dos parâmetros a e b do sensor.

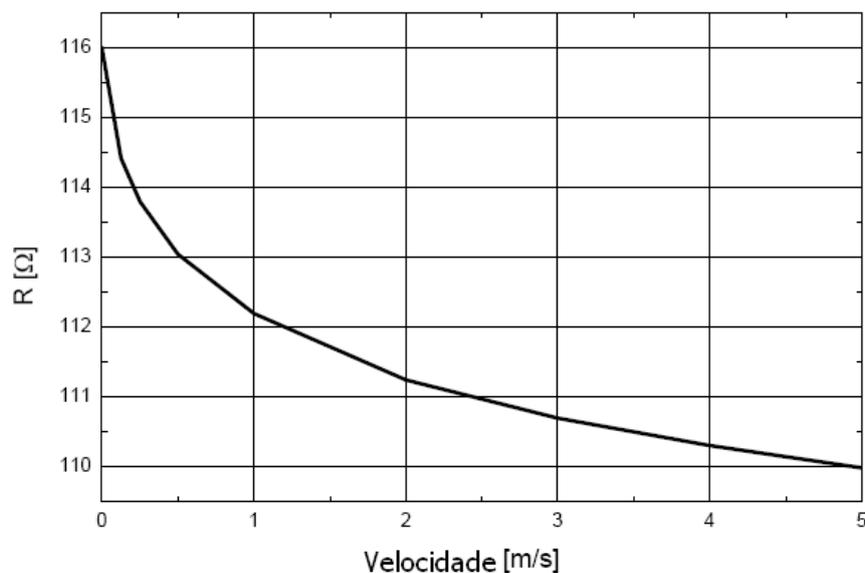


Figura 3.4. - Gráfico da resistência do micro-sensor em função da velocidade do fluido, para uma tensão de 1,5 volts [61]

A partir da utilização da equação (3.25) e dos gráficos de implementação mostrados nas Figuras 3.3 e 3.4, podem ser determinados os valores de a e b . Para determinar a constante a , é necessário inicialmente admitir-se que o sensor foi submetido a um fluido com velocidade de 0 (zero) m/s, conforme demonstrado na equação (3.31).

$$VI = hS(T_s - T_f) \quad (3.31)$$

$$h = a + b\vartheta^n \text{ com } \vartheta = 0 \rightarrow a = \frac{VI}{S(T_s - T_f)} \quad (3.32)$$

A partir do gráfico mostrado na Figura 3.4 pode-se verificar que o valor de R_s para a velocidade do fluido igual a zero (0 m/s) é $R_s = 116 \Omega$ e com $V_s = 1,5 \text{ V}$ calcula-se o valor de T_s , que é de $175 \text{ }^\circ\text{C}$, e finalmente substituindo estes valores na equação (3.32) estima-se o valor de a :

$$a = 32325 \text{ W}/^\circ\text{C m}^2 \quad (3.33)$$

Analogamente, a forma de calcular a , calcula-se b sendo que é necessário que o valor de velocidade de fluido seja diferente de zero. Utilizando novamente o gráfico da Figura 3.5 obtêm-se os valores de $\vartheta = 2,5 \text{ m/s}$ e $R_s = 111 \Omega$ para determinar $T_s = 112,5 \text{ }^\circ\text{C}$, logo:

$$b = 25575 \text{ W}/^\circ\text{C m}^2 \quad (3.34)$$

Para determinação do parâmetro mc do sensor utilizou-se a relação existente para a constante de tempo intrínseca do sensor (τ) e o valor do parâmetro hS [55].

$$\tau = \frac{mc}{hS} \quad (3.35)$$

A partir do gráfico da Figura 3.5, obtido experimentalmente por [61] e que representa a característica da corrente versus tensão do micro-sensor, determinam-se os valores de P_e , T_s e T_f (constante e igual a 25°C) e a partir da característica $P_e (T_s - T_f)$ obtêm-se um gráfico em que hS corresponde ao coeficiente angular dessa reta.

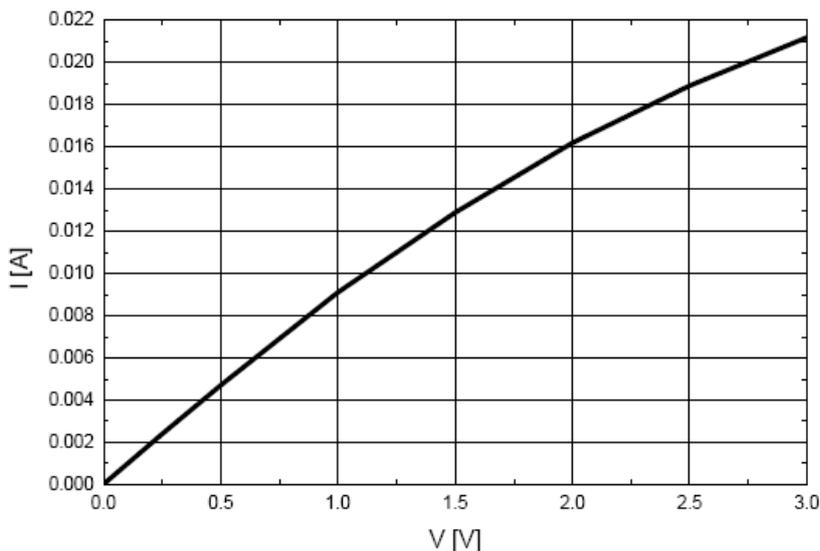


Figura 3.5. - Característica I-V do micro-aquecedor. [61]

Com a estimação do valor de hS aproximadamente igual a $1,58 \cdot 10^{-4} \text{ W}^\circ\text{C}^{-1}$ e com a constante de tempo do sensor encontrada experimentalmente igual a $1,8 \cdot 10^{-6} \text{ s}$ em [63], então mc é igual a:

$$mc = 292.56 \cdot 10^{-12} \text{ J}^\circ\text{C} \quad (3.36)$$

Com a obtenção dos parâmetros necessários para estimação da velocidade do fluido e de posse das equações que modelam o funcionamento do micro-sensor, é possível realizar simulações que validem o circuito do anemômetro à temperatura constante com micro-sensor, utilizando a configuração em ponte de Wheatstone.

3.3.2.Simulações

A partir das equações diferenciais (3.24) e (3.30), que descrevem o comportamento dinâmico do sinal de saída do amplificador operacional e o comportamento dinâmico do sensor, resolvidas numericamente em ambiente Matlab®, foram realizadas simulações do circuito do CTA em ponte de Wheatstone com micro-sensor. A caracterização deste sistema de medição é feita a partir da análise do comportamento dos valores correspondentes a V_s , V_o , \mathcal{I} e T_f com relação tanto à variação de \mathcal{I} quanto de T_f .

Os valores dos parâmetros do micro-sensor (determinados na seção 3.3.1) e dos parâmetros do amplificador operacional a serem utilizados são apresentados na Tabela 3.1

Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados.

Micro-sensor	S	$4 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$
	mc	$292 \cdot 10^{-12} \text{ J } ^\circ\text{C}^{-1}$
	β	$0,000784 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
	R_o	$102 \text{ } \Omega$
	a	$32325 \text{ W/}^\circ\text{C m}^2$
	b	$25575 \text{ W/}^\circ\text{C m}^2$
	n	0,5
	W	$20 \text{ } \mu\text{m}$
	L	$200 \text{ } \mu\text{m}$
	Amplificador Operacional	G
f_c		100 Hz
V_{os}		0,5 mV

Para se observar a resposta do sistema às variações de velocidade do fluido foram realizadas duas simulações: na primeira, o sensor foi submetido a uma variação senoidal de velocidade de fluido e na segunda, o sensor foi submetido a um degrau de velocidade. Para as duas simulações, foram observadas as variações das tensões sobre o sensor, na saída do amplificador operacional e na temperatura de operação do sensor. Para verificar a influência da velocidade do fluido em V_o , V_s e T_s na primeira simulação, considerou-se o micro-sensor imerso em um fluido com variação senoidal de velocidade de 0 m/s a 20 m/s e com frequência de 500 Hz e com a temperatura do fluido constante e igual a 25 °C. As rotinas de programação desenvolvidas em ambiente Matlab® para essa simulação são mostradas no Apêndice A.1. O resultado dessa simulação é apresentado na Figura 3.6.

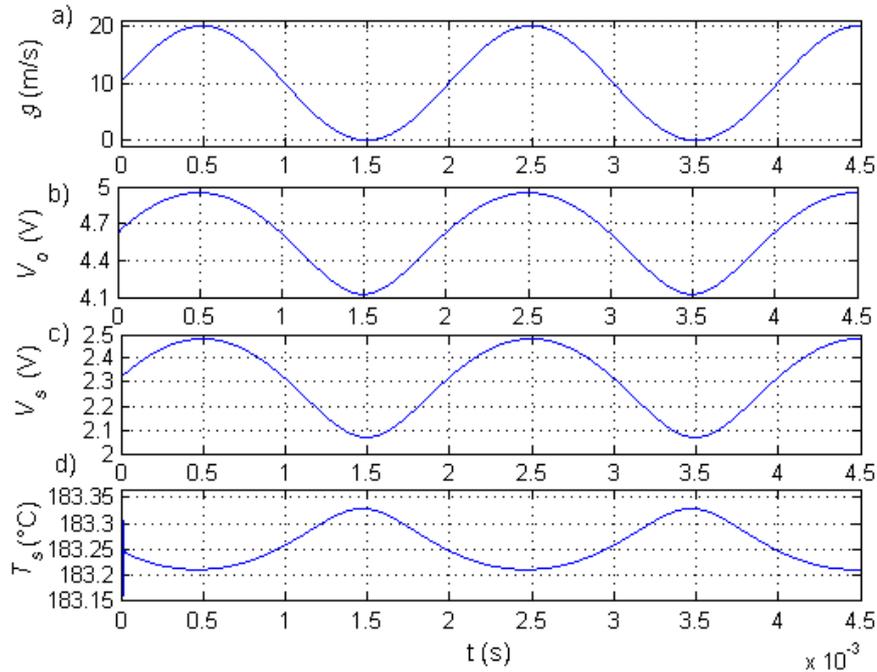


Figura 3.6. - Resposta do anemômetro às variações de velocidade: a) velocidade do fluido com variação senoidal; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

A partir do gráfico apresentado na Figura 3.6.a, pode-se observar que para uma variação senoidal na velocidade do fluido de ($g = 10 + 10 \sin(2\pi 500t)$ m/s), a tensão de saída da ponte de Wheatstone teve um valor máximo de 4,95 V e um valor mínimo de 4,12 V. (Figura 3.6.b), a tensão nos terminais do sensor teve um valor máximo de 2,48 V e um mínimo de 2,06 V (Figura 3.6.c) e a temperatura do sensor teve um valor máximo de 183,35 °C e um mínimo de 183,22 °C (Figura 3.6.d).

Para se observar o tempo de resposta do anemômetro à variação da velocidade do fluido, é feita uma segunda simulação a partir de um degrau de velocidade de fluido variando de 0 m/s até 20 m/s. Os valores da frequência e da temperatura do fluido são as mesmas utilizadas na primeira simulação. As rotinas de programação desenvolvidas em ambiente Matlab® para essa simulação é mostrado no Apêndice A.2. O resultado dessa simulação é mostrado na Figura 3.7.

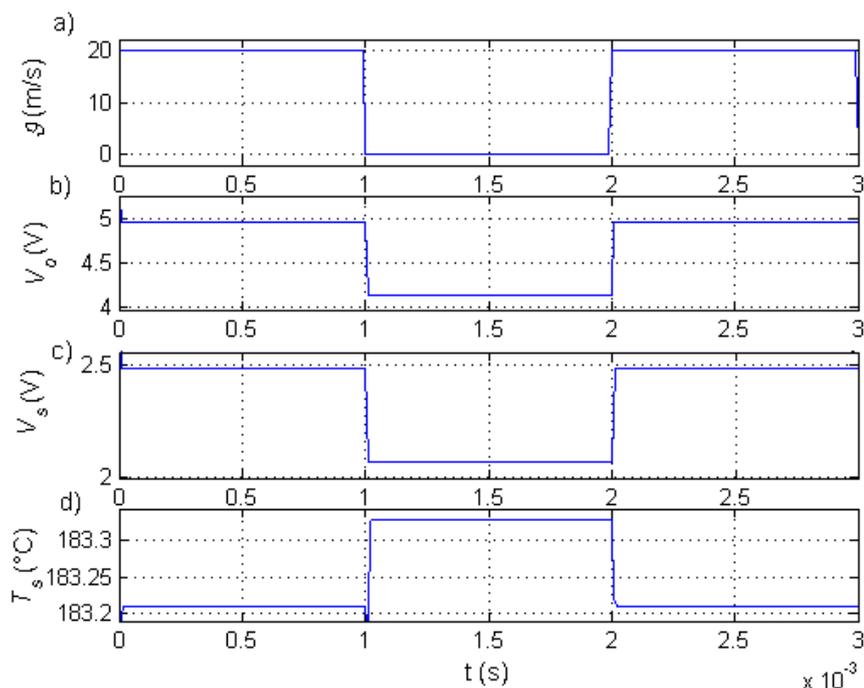


Figura 3.7. - Resposta do anemômetro às variações de velocidade: a) o sensor é submetido a um degrau de velocidade; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

Para o sinal de velocidade em forma de degrau com 20 m/s de amplitude (Figura 3.7.a) e uma frequência de 500 Hz a tensão de saída da ponte de Wheatstone teve um valor máximo de 4,96 V e um valor mínimo de 4,34 V (Figura 3.7.b), a tensão nos terminais do sensor teve um valor máximo de 2,48 V e um mínimo de 2,07 V (Figura 3.7.c) e a temperatura do sensor teve um máximo de 184,05 °C e um mínimo de 183,72 °C (Figura 3.7.d).

A partir do gráfico da resposta do sistema de medição ao degrau pretende-se determinar o tempo de resposta do sensor em simulação e compará-lo com o tempo de resposta do sensor obtido experimentalmente [52]. Com a ampliação da Figura 3.7, é observado nas Figuras 3.8 e 3.9 o comportamento da resposta ao degrau para a transição positiva e negativa de velocidade.

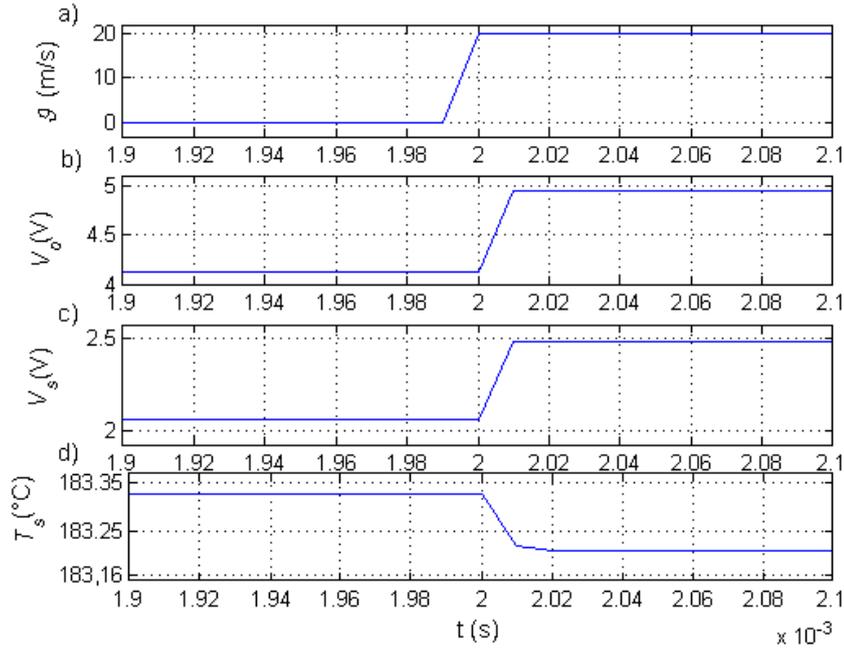


Figura 3.8. - Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de velocidade: a) transição positiva do degrau de velocidade; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

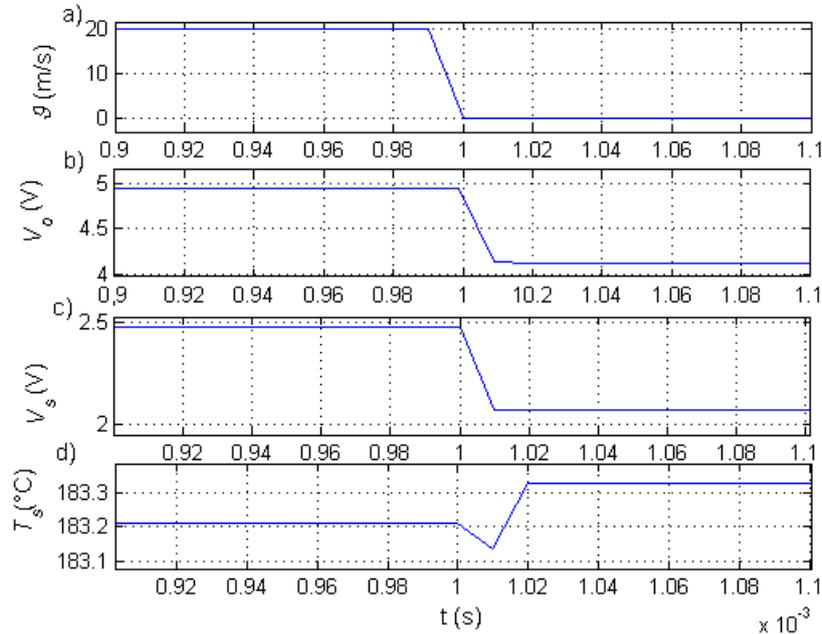


Figura 3.9. - Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de velocidade: a) transição negativa do degrau de velocidade; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

Para se observar a resposta do sistema às variações da temperatura do fluido T_f , foram realizadas duas simulações de forma análoga as feitas para a variação de g : nesta primeira simulação, o sensor foi submetido a uma variação

senoidal da temperatura de fluido e na segunda simulação, o sensor foi submetido a um degrau de temperatura de fluido. Assim, para o sensor imerso em um fluido com variação senoidal de sua temperatura de 20 °C a 30 °C, com frequência de 100 Hz ($T_f = 25 + 5\text{sen}(2\pi 100t)^\circ\text{C}$). Para essas simulações, considerou-se que a velocidade do fluido é constante em 10 m/s e a tensão de desvio do amplificador V_{os} é de 0,5 mV. As rotinas de programação desenvolvidas em ambiente Matlab® para essa simulação são mostrados no Apêndice A.3. O resultado dessa simulação é mostrado na Figura 3.10.

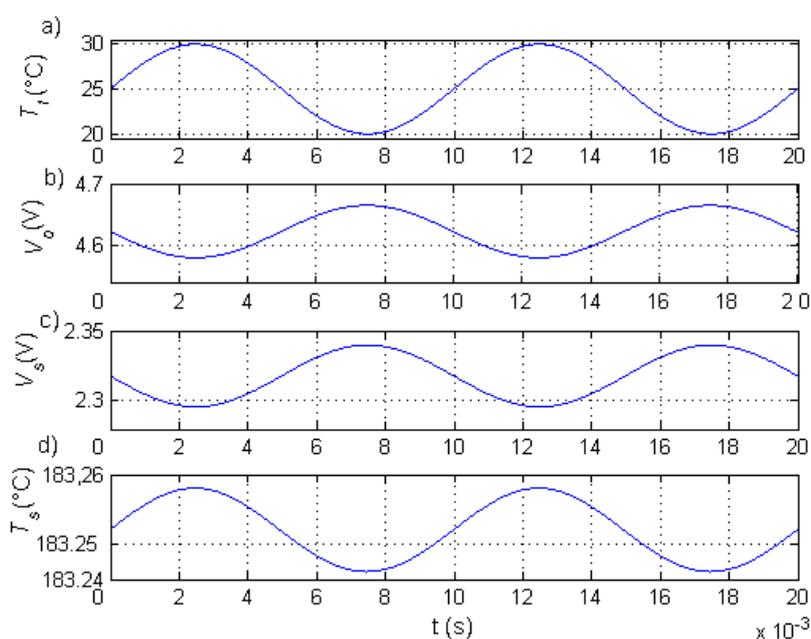


Figura 3.10. – Resposta do anemômetro às variações de temperatura do fluido: a) temperatura do fluido com variação senoidal; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

A partir das simulações apresentados na Figura 3.10, observou-se que para uma variação senoidal na temperatura do fluido com amplitude variando de 20 °C a 30 °C e 100 Hz de frequência (Figura 3.10.a), a tensão na saída do amplificador operacional V_o variou de 4,66 V a 4,57 V (Figura 3.10.b), a tensão sobre o sensor V_s variou de 2,34 V a 2,29 V (Figura 3.10.c) e a temperatura de operação do sensor T_s variou de 183,35 °C a 183,26 °C (Figura 3.10.d).

Para o sensor submetido a um degrau de temperatura de fluido de 20 °C a 30 °C é possível observar o tempo de resposta do anemômetro à variação da temperatura do fluido. Para essa simulação, considera-se que a velocidade do

fluido é constante em 10 m/s e a tensão de desvio do amplificador V_{os} é de 0,5 mV. As rotinas de programação desenvolvidas em ambiente Matlab[®] para essa simulação é mostrado no Apêndice A.4. O resultado dessa simulação é mostrado na Figura 3.11.

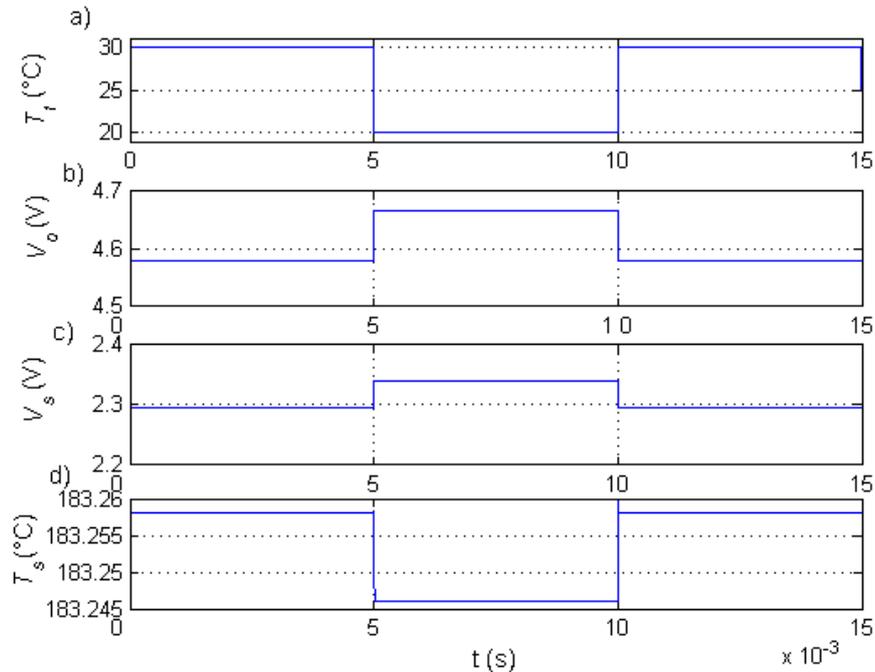


Figura 3.11. – Resposta do anemômetro às variações de temperatura do fluido: a) o sensor é submetido a um degrau de temperatura de fluido; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

Para o sensor submetido a um degrau de temperatura de 20 °C para 30 °C (Figura 3.11.a), a variação na tensão de saída do amplificador V_o , variou de 4,66 V a 4,57 V (Figura 3.11.b), a variação da tensão sobre o sensor V_s foi de 2,34 V a 2,29 V (Figura 3.11.c) e a variação da temperatura do sensor T_s foi de 183,33°C a 183,25°C (Figura 3.11.d).

A análise da resposta do anemômetro ao degrau de temperatura é importante para se determinar o tempo de resposta do circuito [52]. Com a ampliação da Figura 3.11, é observado nas Figuras 3.12 e 3.13 o comportamento da resposta ao degrau de velocidade para a transição positiva e negativa do degrau de temperatura. Para essas simulações foram consideradas todas as grandezas físicas e elétricas constantes, exceto a temperatura do fluido, para que se observe apenas a influência de T_f no tempo de resposta do anemômetro.

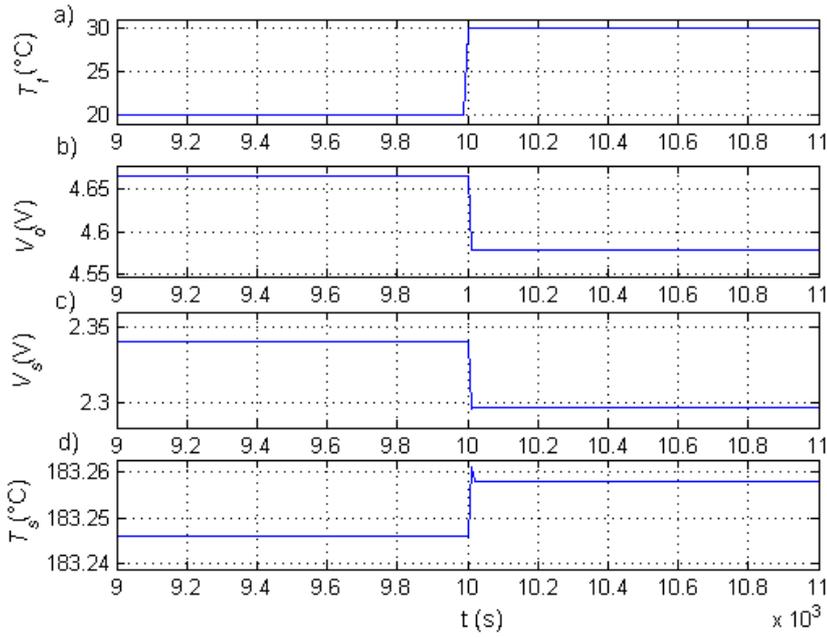


Figura 3.12. – Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de temperatura: a) transição positiva do degrau de temperatura do fluido; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

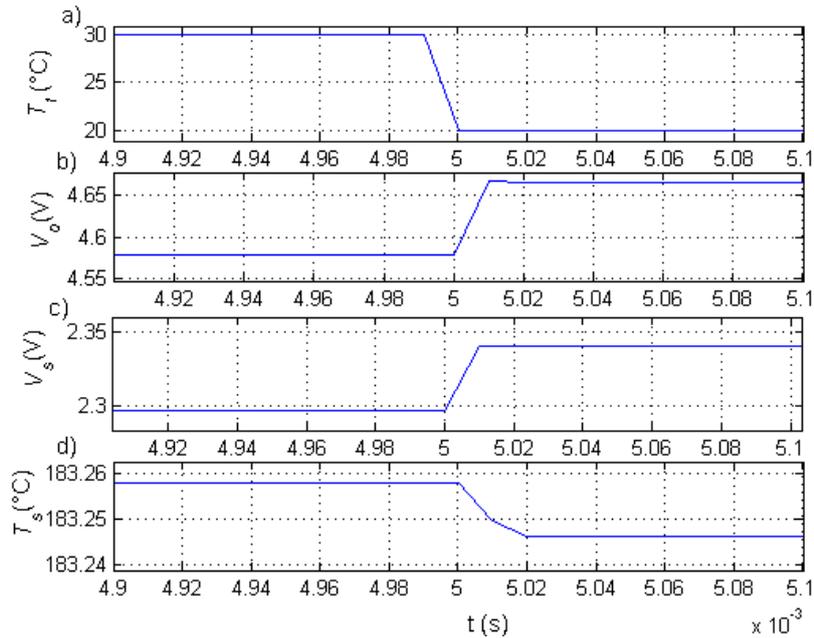


Figura 3.13. – Detalhes da resposta do anemômetro ao degrau de temperatura: a) transição negativa do degrau de temperatura do fluido; b) variação da tensão de saída do amplificador; c) variação da tensão sobre o sensor; d) variação da temperatura de operação do sensor

3.3.3.Determinação da Constante de Tempo

Para se determinar a constante de tempo do CTA observada na seção 3.3.1, foi realizada uma simulação na qual o sensor foi submetido a um degrau de velocidade de fluido com variação de 0 m/s a 20 m/s. Para isso, considerou-se que: $G = 10^5$ e $V_{os} = 0,5$ mV. O resultado é apresentado na Figura 3.14.

Nas Figuras 3.14.a e Figura 3.14.b, tem-se respectivamente, o sinal da velocidade obtido por simulação a que o sensor termo-resistivo está submetido e o sinal de saída do amplificador operacional. Observa-se que o tempo necessário para que o sistema atinja o estado estacionário é de 8 μ s. Considerando-se que esse tempo é aproximadamente 5τ como em [60], conclui-se que $\tau = 1,6$ μ s.

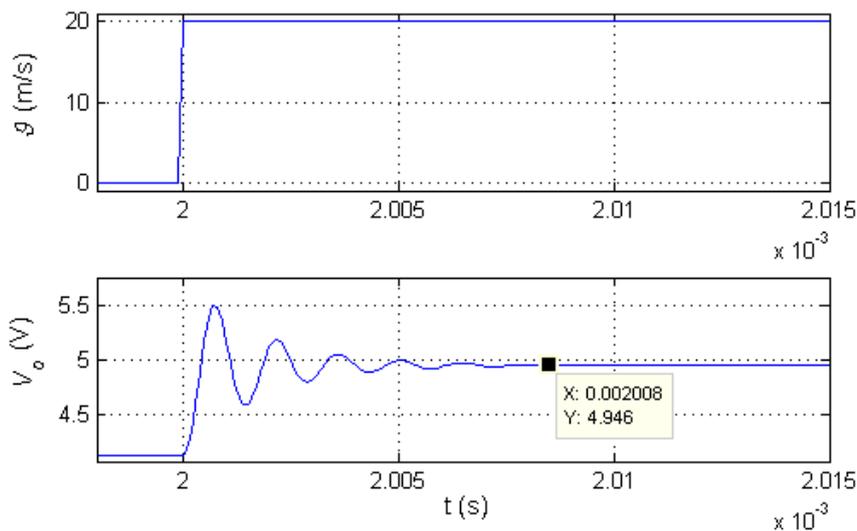


Figura 3.14. – Resposta do anemômetro ao degrau de velocidade: a) degrau positivo de velocidade de 0 m/s para 20 m/s; e b) variação da tensão de saída do amplificador

A frequência de corte do circuito do CTA é dada por [52]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (3.37)$$

O conhecimento da resposta em frequência do CTA é muito importante para que as expressões utilizadas na estimação da velocidade sejam válidas (equações (3.25), (3.27) e (3.28)). Isso porque essas expressões foram obtidas considerando-se o equilíbrio estático da ponte, ou seja, $dT_s/dt=0$. Para que essa condição seja satisfeita, a máxima variação da velocidade do fluido deve ser menor que a frequência de corte do CTA.

Portanto, para fluidos que apresentem variações em sua velocidade bem abaixo da frequência de corte f_c , pode-se considerar que o circuito é rápido o suficiente para manter a estabilidade da ponte (Figura 3.2). Os transitórios ocorridos após a aplicação do degrau de temperatura do fluido acontecem porque as respostas do micro-sensor e do amplificador operacional não são instantâneas, ou seja, como o sistema tem um tempo de resposta não nulo, para uma excitação de entrada, na forma de um degrau de temperatura, sua saída leva certo tempo até atingir o regime estacionário.

A partir da configuração proposta em [6] do anemômetro em ponte de Wheatstone para a validação do modelo matemático do micro-sensor termo-resistivo como anemômetro e da possibilidade de implementação dessa configuração como anemômetro na tecnologia CMOS, pretende-se utilizar este medidor de fluido em outra arquitetura desta vez baseada em teoria de controle, na qual o circuito medidor é apresentado como um sistema em que o sensor é parte integrante da malha de realimentação da estrutura baseadas na modulação $\Sigma\Delta$ [26,64]. Entretanto, há um problema relevante que deve ser considerado, pois todo o circuito e o sensor estariam submetidos às influências da temperatura do fluido comprometendo a tensão de desvio do amplificador operacional e, conseqüentemente, ter-se-ia problemas com o tempo de resposta e estabilidade do sistema. Para resolução deste problema foi proposto em [11,65], que o sensor, os outros resistores da ponte e os amplificadores de condicionamento de sinal estão integrados no mesmo CI, porém a saída ainda é na forma de tensão (analógica).

A modulação $\Sigma\Delta$ vem sendo empregada em conjunto com micro-sensores aplicados à medição de velocidade de fluido [12,27-30,66,67]. Uma grande vantagem do uso do modulador $\Sigma\Delta$ é por apresentar na sua estrutura uma configuração que possui realimentação negativa, como no anemômetro em configuração em Ponte de Wheatstone, permitindo que o sensor opere naturalmente no modo de temperatura constante. Nessa arquitetura, o sensor substitui as operações de soma e integração presentes na malha do modulador $\Sigma\Delta$ mono bit de primeira ordem e, dessa forma, esta arquitetura pode ser utilizada na medição da velocidade de fluido.

3.4. Considerações Parciais

Neste capítulo é apresentado o estudo de caso do anemômetro com micro-sensor termo-resistivo em ponte de Wheatstone. É mostrado o funcionamento do circuito, as expressões para estimação da velocidade do fluido e os procedimentos para as simulações analisando as influências das grandezas físicas e elétricas. São realizadas simulações computacionais para validação do modelo do anemômetro em ambiente Matlab[®].

Foram apresentadas algumas limitações dessa estrutura em ponte e as estratégias de circuito a fim de eliminar estas limitações. Também foi proposta em função destas limitações uma estrutura baseada na modulação $\Sigma\Delta$.

Capítulo 4

MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO

Neste capítulo é apresentado o modelo matemático do modulador $\Sigma\Delta$ Térmico, o projeto elétrico e a simulação deste modelo em ambiente Matlab[®] e VHDL-AMS. É verificado também o desempenho do sistema simulado.

4.1. Introdução

Os moduladores A/D $\Sigma\Delta$ utilizam sobre-amostragem a partir de um modulador mono-bit ou multi-bit. A função de transferência obtida a partir de sua malha de realimentação pode ser de uma ordem qualquer, mas as de ordem superior a 2 podem ter problemas de estabilidade [68-72]. Neste trabalho são abordados apenas os moduladores A/D $\Sigma\Delta$ mono bit de primeira ordem.

Em meados do século XX, o modulador A/D $\Sigma\Delta$ foi desenvolvido como uma extensão do modulador Delta, que utiliza um quantizador de 1-bit no caminho direto entre a entrada do sinal, $x(t)$, e a saída deste, $y(t)$, e um integrador na malha de realimentação, como mostrado na Figura 4.1.

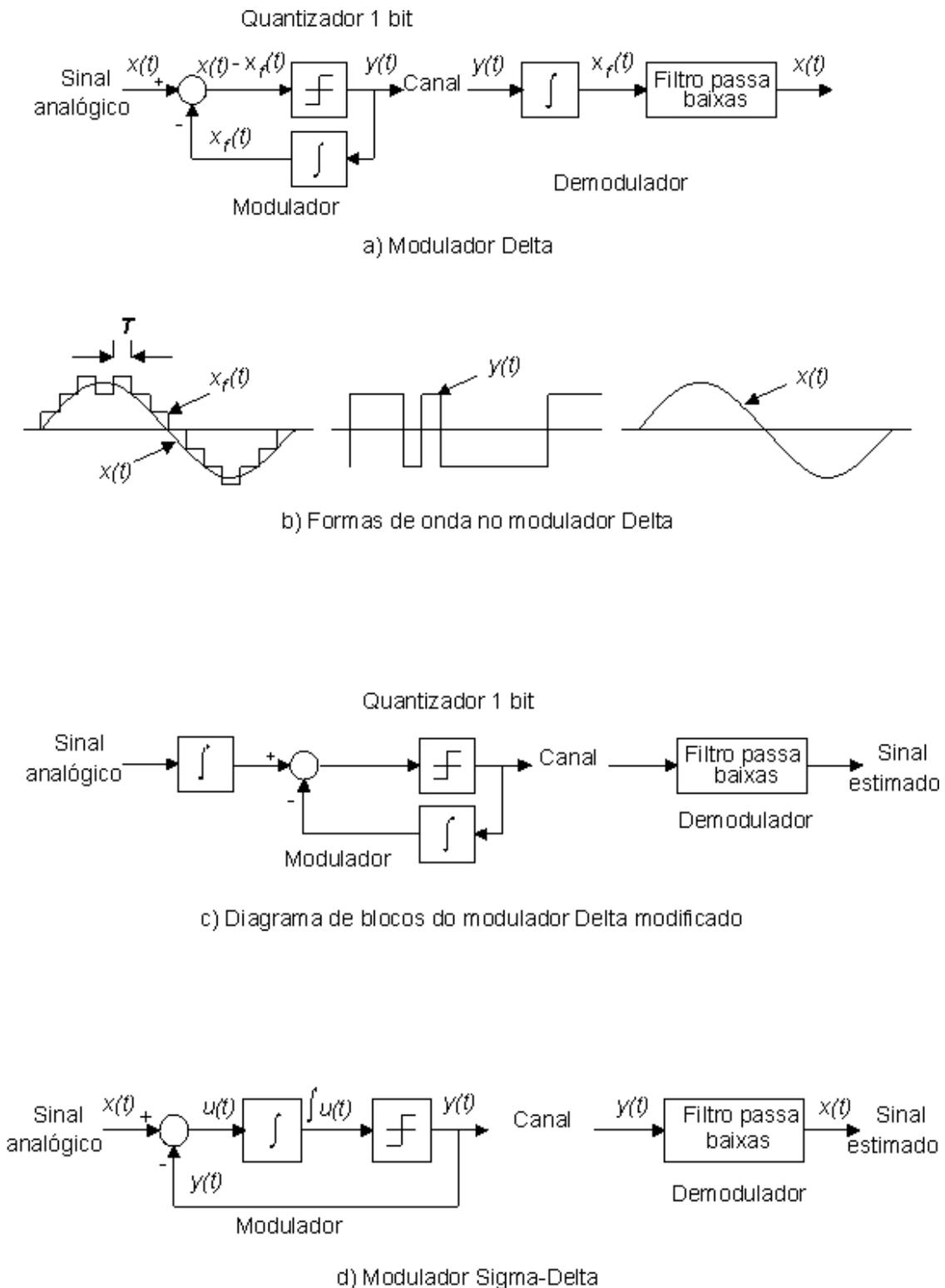


Figura 4.1. – Diagrama de transformação do modulador Delta para o modulador $\Sigma\Delta$ [73]

O modulador Delta utiliza dois integradores para modulação e demodulação do sinal, como pode ser observado na Figura 4.1. Sabendo que a integração é uma operação linear, esta integral pode ser movida para antes do modulador

(Figura 4.1.c). Além disso, os dois integradores podem ser combinados em um único integrador, no interior da malha, uma vez que a subtração também é uma operação linear, $\int x(t)dt - \int y(t)dt = \int [x(t) - y(t)]dt$ (Figura 4.1.d). Essa nova arquitetura é chamada de modulador $\Sigma\Delta$. O nome $\Sigma\Delta$ vem do fato de se colocar o integrador, Sigma antes do modulador, Delta.

A função de transferência do sinal utilizando o teorema da superposição quando a entrada do ruído $E(s)=0$, pode ser expressa como:

$$Y(s) = [X(s) - Y(s)] \frac{1}{s} \quad (4.38)$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{s} \frac{1}{1 + \frac{1}{s}} = \frac{1}{s+1}, \quad (4.39)$$

em que: $X(s)$, é o sinal de entrada no domínio da frequência e $Y(s)$, é o sinal na saída do modulador $\Sigma\Delta$ no domínio da frequência.

A partir da equação (4.39) e da Figura 4.2.a, observa-se que a resposta é a de um filtro passa-baixas, o que significa que o sinal é totalmente preservado, desde que sua banda não exceda a frequência de corte do filtro.

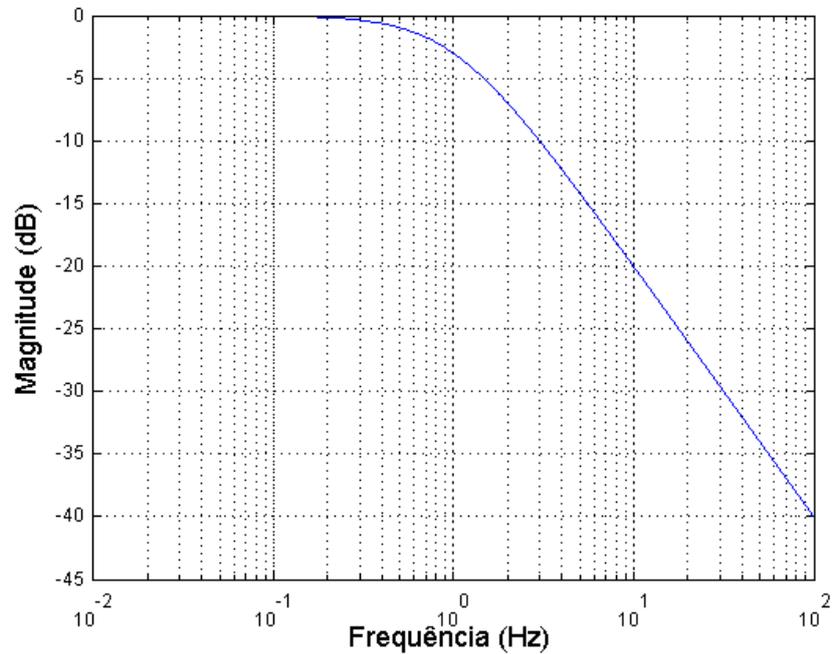
A partir da análise da função de transferência do modulador $\Sigma\Delta$, considerando-se o sinal de entrada $X(s)=0$, pode-se encontrar a função de transferência para o ruído de quantização $E(s)$, dada por:

$$Y(s) = -Y(s) \frac{1}{s} + E(s) \quad (4.40)$$

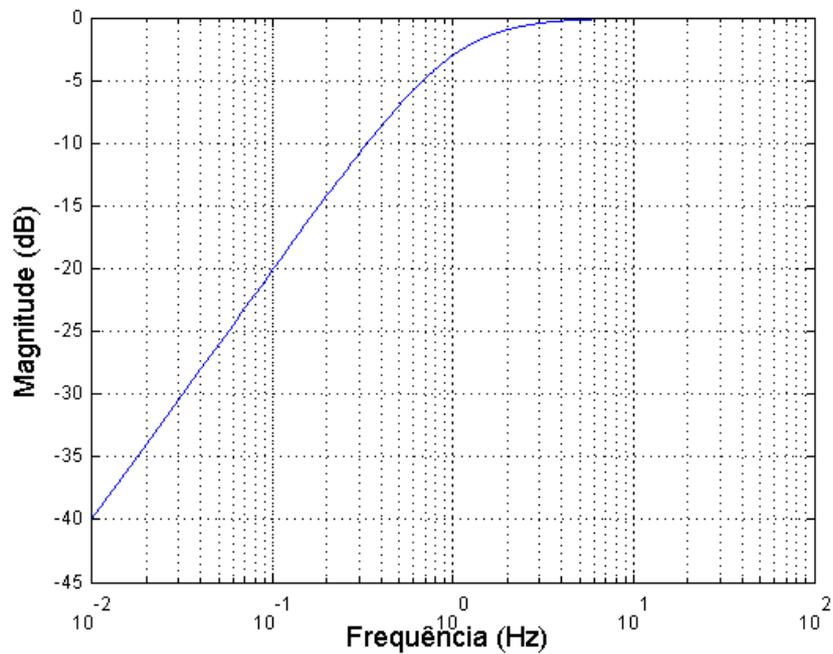
$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{s}} = \frac{s}{s+1} \quad (4.41)$$

A função de transferência do ruído de quantização corresponde a de um filtro passa-altas, significando que o modulador atenua o ruído nas baixas frequências e o amplifica nas altas frequências, distribuindo o ruído como representado na Figura 4.2.b. Para se eliminar o ruído acima da banda do sinal e

reduzir a amostragem do sinal para a taxa de Nyquist é utilizado um filtro digital passa-baixas (decimador), após o modulador.



a)



b)

Figura 4.2. – Comportamento das Funções de Transferência no modulador $\Sigma\Delta$: a) Filtro passa-baixas (Análise do Sinal quando $E(s)=0$) b) Filtro passa-altas (Análise do ruído quando $X(s)=0$)

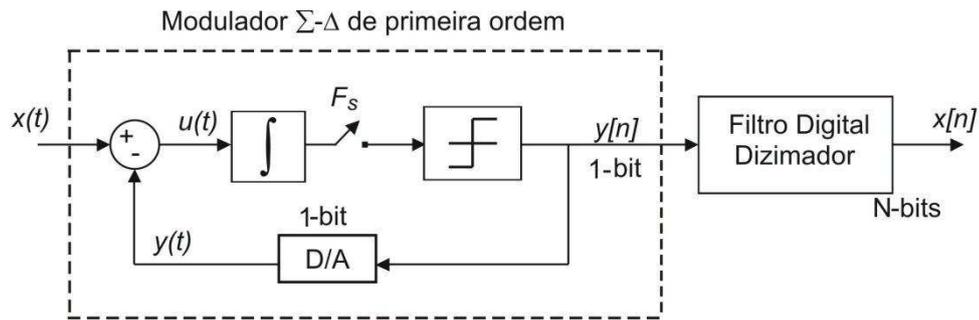


Figura 4.3. – Diagrama de blocos de um modulador A/D Sigma Delta mono-bit de primeira ordem

Na Figura 4.3 observa-se o diagrama de blocos de um conversor A/D $\Sigma\Delta$ sobre-amostrado que serve de base para a arquitetura realimentada com micro-sensor relatada neste trabalho. A região destacada representa o modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem. Este é composto por um comparador, um integrador e um quantizador de 1-bit no caminho direto e um conversor D/A na malha de realimentação. A saída do modulador, $y[n]$, é convertida em $y(t)$ pelo conversor D/A.

O modulador $\Sigma\Delta$ mono-bit típico é um modulador por densidade de pulso, ou seja, a informação é sobre-amostrada em baixa resolução em amplitude e o filtro digital decimador se encarrega de aumentar a resolução em amplitude.

A arquitetura proposta para medição de velocidade de fluido é baseada na modulação $\Sigma\Delta$, que utiliza um micro-sensor do tipo termo-resistivo e emprega o método de medição por equivalência elétrica com o sensor operando à temperatura constante como em [6,31]. A realimentação da malha do modulador $\Sigma\Delta$ é feita diretamente no elemento sensor uma vez que este substitui funções executadas por alguns elementos de circuito do modulador $\Sigma\Delta$ típico. Neste capítulo apresenta-se a filosofia de concepção da arquitetura do Modulador $\Sigma\Delta$ Mono Bit de Primeira Ordem com Micro-Sensor Térmico, de agora por diante referido pela sigla $M\Sigma\Delta MBPOSTER$. Se a este $M\Sigma\Delta MBPOSTER$ for adicionado um filtro digital decimador, será doravante denominado $C\Sigma\Delta MBPOSTER$.

4.2. Projeto do Modulador $\Sigma\Delta$ com Sensor Termo-resistivo

A idéia principal proposta neste trabalho é de se utilizar o micro-sensor do tipo termo-resistivo proposto em [61] na malha de um modulador $\Sigma\Delta$ baseado no modelo desenvolvido em [31], de modo que seja possível tanto a integração do elemento micro-sensor quanto das partes constituintes do modulador, numa única pastilha de circuito integrado. A arquitetura assim obtida é um sistema de medição de grandezas físicas que transforme essa grandeza diretamente para a forma digital, eliminando o ruído introduzido no processo de transformação da grandeza física para a grandeza elétrica analógica. O desenvolvimento da arquitetura do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER é descrito a seguir.

A equação que caracteriza um sensor termo-resistivo nas arquiteturas realimentadas de medidores, baseadas no princípio da equivalência elétrica (já abordada no capítulo 2), é dada por [16]:

$$T_s = T_{s0} + \int_0^{t_f} \left[\frac{1}{mc} (\alpha SH + P_e - hS(T_s - T_a)) \right] dt \quad (4.42)$$

em que:

T_{s0} , é a temperatura inicial do sensor.

$P_e = R_s I_s^2$, é a potência elétrica entregue ao sensor.

R_s , é a resistência do sensor.

I_s , é a corrente que atravessa o sensor.

αSH , é a radiação absorvida-transmitida pelo sensor.

α , é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor.

S , é a área do sensor.

H , é a radiação incidente.

$hS(T_s - T_f)$, é a energia perdida pelo sensor para o meio ambiente.

h , é o coeficiente de transferência de calor.

T_s , é a temperatura do sensor.

T_f , é a temperatura do fluido no qual o sensor está inserido.

$mc \frac{dT_s}{dt}$, é a variação de energia interna do sensor.

m , é a massa do sensor.

c , é o calor específico.

É observado a partir da equação (4.42) e da Figura 4.4 que existem operações matemáticas do tipo soma e integração que são semelhantes às operações presentes no modulador $\Sigma\Delta$ típico. Da mesma forma como foi proposto por [32-39] pretende-se incluir o sensor na malha do modulador $\Sigma\Delta$, através da substituição do somador e do integrador ideal do modulador $\Sigma\Delta$ pelo sensor termo-resistivo.

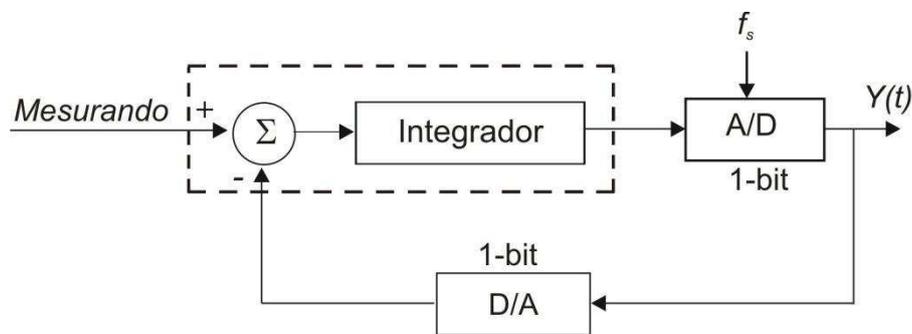


Figura 4.4. – Diagrama de blocos do modulador $\Sigma\Delta$ mono bit de primeira ordem

A substituição do integrador ideal do modulador $\Sigma\Delta$ pelo integrador térmico (modelo do sensor) é feita assumindo-se que as respostas ao degrau de um integrador ideal e de um integrador térmico com perdas, são respectivamente, uma integral ideal e uma exponencial, então, essa exponencial pode ser aproximada por uma integral cujo ganho corresponde a inclinação inicial da exponencial aproximada.

Portanto, ao substituir-se o somador e o integrador ideal do modulador $\Sigma\Delta$ típico, visualizado na Figura 4.4, por um sensor termo-resistivo, obtém-se um modulador $\Sigma\Delta$ de efeito termo-elétrico, representado na Figura 4.5, na qual, associado ao sensor termo-resistivo foi acrescentado um comparador para polarização deste em $T_s = T_{s1}$.

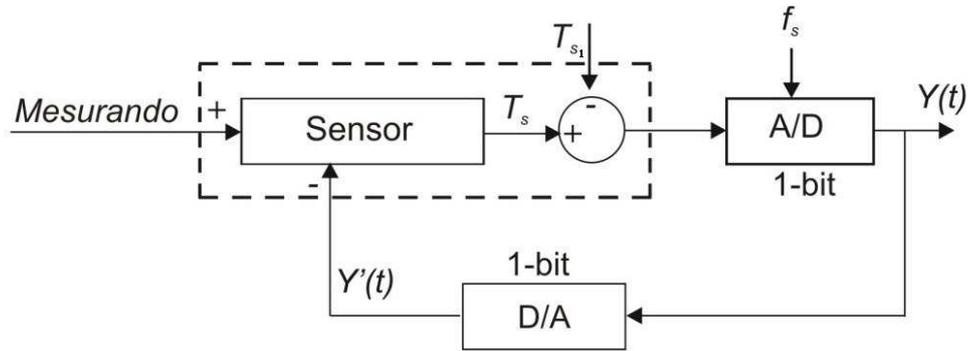


Figura 4.5. – Modulador $\Sigma\Delta$ mono-bit de primeira ordem com sensor termo-resistivo

4.2.1. Aplicação na Medição da Velocidade de Fluido

Com base no modelo matemático proposto para o termômetro e o radiômetro em [31], também é desenvolvido um modelo matemático para uma arquitetura capaz de substituir as funções de soma e integração do sensor pelas correspondentes no modulador $\Sigma\Delta$ típico como anemômetro.

Algumas equações desenvolvidas no capítulo 2 são aqui re-escritas com o intuito de facilitar o desenvolvimento do modelo matemático do modulador $\Sigma\Delta$ proposto. A equação (4.43) é obtida a partir da derivada de (4.42) e fazendo-se as substituições de hS por G_{th} , mc por C_{th} , I_s^2 por Y_s , obtém-se:

$$C_{th} \frac{dT_s(t)}{dt} = G_{th}(T_f(t) - T_s(t)) + R_s(t)Y_s(t) + \alpha SH(t) \quad (4.43)$$

O sensor escolhido para essa aplicação é do tipo PTC e a equação que relaciona sua resistência em função da temperatura é dada por [2]:

$$R_s(t) = R_0(1 + \beta T_s(t)) \quad (4.44)$$

Para o sensor operando em torno do ponto teórico de operação T_{s0} , R_{s0} , e com $T_f = T_{f0}$ e $H = H_0$ nessa condição de temperatura do sensor, pode-se obter o modelo de pequenos sinais do sensor, no domínio s .

Abstraindo-se a variável temporal t por questão de simplicidade, no ponto de operação, a equação (4.43) torna-se:

$$C_{th} \left. \frac{dT_s}{dt} \right|_{T_{s0}} = G_{th}(T_{f0} - T_{s0}) + R_0 (1 + \beta T_{s0}) Y_{s0} + \alpha SH_0$$

ou

$$C_{th} \left. \frac{dT_s}{dt} \right|_{T_{s0}} = G_{th}(T_{f0} - T_{s0}) + R_{s0} Y_{s0} + \alpha SH_0 \quad (4.45)$$

Na equação (4.45), o termo $R_{s0} Y_{s0}$ representa uma função não-linear de 2 variáveis:

$$f(T_s, Y_s) = R_0 (1 + \beta T_s) Y_s$$

Expandindo essa expressão em série de Taylor e truncando os termos de ordem maior que um, obtém-se:

$$f(T_s, Y_s) = R_0 (1 + \beta T_{s0}) Y_{s0} + (T_s - T_{s0}) \left. \frac{\partial f}{\partial T_s} \right|_{T_{s0}, Y_{s0}} + (Y_s - Y_{s0}) \left. \frac{\partial f}{\partial Y_s} \right|_{T_{s0}, Y_{s0}} \quad (4.46)$$

com

$$\left. \frac{\partial f}{\partial T_s} \right|_{T_{s0}, Y_{s0}} = \beta R_0 Y_{s0} = k_t Y_{s0} \quad (4.47)$$

sendo

$$k_t = \beta R_0 \quad (\text{PTC})$$

e

$$\left. \frac{\partial f}{\partial Y_s} \right|_{T_{s0}, Y_{s0}} = R_0 (1 + \beta T_{s0}) = R_{s0} \quad (4.48)$$

A substituição das equações (4.47) e (4.48) na equação (4.46), resulta em:

$$f(T_s, Y_s) = R_{s0} Y_{s0} + (T_s - T_{s0}) k_t Y_{s0} + (Y_s - Y_{s0}) R_{s0} \quad (4.49)$$

Substituindo-se a equação (4.48) na equação (4.43), obtém-se:

$$\frac{C_{th} dT_s}{dt} = G_{th} (T_a - T_s) + R_{s0} Y_{s0} + (T_s - T_{s0}) k_t Y_{s0} + (T_s - Y_{s0}) R_{s0} + \alpha SH \quad (4.50)$$

Subtraindo-se a equação (4.47) da equação (4.50), resulta em:

$$\frac{C_{th} d(T_s - T_{s0})}{dt} = G_{th} [(T_f - T_{f0}) - (T_s - T_{s0})] + (T_s - T_{s0}) k_t Y_{s0} + (T_s - Y_{s0}) R_{s0} + \alpha S(H - H_0)$$

Introduzindo-se as variáveis de desvio para a temperatura do sensor, a temperatura do meio, a corrente do sensor elevado ao quadrado e a radiação solar, obtém-se:

$$\frac{C_{th} dt_s}{dt} = G_{th} (t_s - t_s) + t_s k_t Y_{s0} + y_s R_{s0} + \alpha Sh_H$$

A expressão da temperatura do sensor no domínio da frequência é determinada aplicando-se a transformada de Laplace:

$$C_{th} T_s(s)s = G_{th} T_f(s) - G_{th} T_s(s) + k_t X_{s0} T_s(s) + R_{s0} Y_s(s) + \alpha SH(s)$$

Com $T_s(s)$ em evidência, tem-se:

$$T_s(s) (C_{th}s + G_{th} - k_t Y_{s0}) = G_{th} T_f(s) + R_{s0} Y_s(s) + \alpha SH(s)$$

Extraindo-se o valor de $T_s(s)$, obtém-se:

$$T_s(s) = \frac{G_{th}}{C_{th}s + G_{th} - k_t Y_{s0}} T_f(s) + \frac{R_{s0}}{C_{th}s + G_{th} - k_t Y_{s0}} Y_s(s) + \frac{\alpha S}{C_{th}s + G_{th} - k_t Y_{s0}} H(s)$$

$$T_s(s) = \frac{\frac{G_{th}}{C_{th}}}{s + \frac{G_{th} - k_t Y_{s0}}{C_{th}}} T_f(s) + \frac{\frac{R_{s0}}{C_{th}}}{s + \frac{G_{th} - k_t Y_{s0}}{C_{th}}} Y_s(s) + \frac{\frac{\alpha \cdot S}{C_{th}}}{s + \frac{G_{th} - k_t Y_{s0}}{C_{th}}} H(s)$$

ou

$$T_s(s) = \frac{1}{s - p} [T_f(s) + k_{Ys} Y_s(s) + k_H H(s)] \quad (4.51)$$

sendo:

$Y_s(s)$, é a transformada de Laplace do incremento da variável $Y_s(t)$ igual a $I_s^2(t)$ em torno do seu ponto de operação Y_{s0} .

$T_f(s)$, é a transformada de Laplace do incremento da variável $T_f(t)$ em torno do seu ponto de operação T_{f0} .

$H(s)$, é a transformada de Laplace do incremento da variável $H(t)$ em torno do seu ponto de operação H_0 .

$T_s(s)$, é a transformada de Laplace do incremento da variável $T_s(t)$ em torno do seu ponto de operação T_{s0} .

Os coeficientes são dados por:

$$k_{Y_s} = \frac{R_{s0}}{C_{th}} \quad (4.52)$$

$$k_{T_f} = \frac{G_{th}}{C_{th}} \quad (4.53)$$

$$k_H = \frac{\alpha \cdot S}{C_{th}} \quad (4.54)$$

$$p = \frac{k_t Y_{s0} - G_{th}}{C_{th}} \quad (4.55)$$

em que: k_{Y_s} é o coeficiente variação da corrente $Y_s(s)$ do sensor; k_{T_f} é o coeficiente de variação da temperatura $T_f(s)$; k_H é o coeficiente de variação da radiação solar $H(s)$; p é o pólo da função de transferência de pequenos sinais do sensor e k_t é o coeficiente de variação da temperatura do sensor.

Na condição de regime permanente (variação da energia interna do sensor por unidade de tempo igual a zero), a corrente do sensor elevada ao quadrado (Y_{s0}) pode ser estimada a partir da equação (4.43). Assumindo $G_{th} = S(a+b\vartheta^n)$, seção 2.1.2 do capítulo 2, tem-se:

$$Y_{s0} = \frac{1}{R_{s0}} \left[(a + b\vartheta_0^n) (C_{s0} - T_{f0}) - \alpha S H_0 \right] \quad (4.56)$$

Assumindo que o sistema de medição proposto é o anemômetro e que o fator referente à radiação solar neste caso é igual a zero ($H=0$), então, o modelo matemático de pequenos sinais da equação (4.56) reduz-se para (4.57):

$$Y_{s0} = \frac{1}{R_{s0}} \left[(a + b g_0^n) (T_{s0} - T_{f0}) \right] \quad (4.57)$$

$$T_s(s) = \frac{1}{s - p} \left[k_{Tf} T_f(s) + k_{Ys} Y_s(s) \right] \quad (4.58)$$

A partir da manipulação matemática da equação (4.58) e desdobrando o termo $k_{Tf} T_f$ desta equação em função da velocidade, g , tem-se:

$$T_s(s) = \frac{1}{s - p} \left[k_g g(s) + k_{Ys} Y_s(s) \right] \quad (4.59)$$

com: $k_g = b g^n S (T_s - T_f) / C_{th}$, $p = ((a + b g^n) S + \beta R_{s0} Y_{s0}) / C_{th}$ e $k_{Ys} = R_{s0} / C_{th}$.

Mantendo-se a temperatura do sensor constante pela malha de realimentação do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, a velocidade de fluido pode ser estimada a partir do conhecimento de Y_s , utilizando-se a equação (4.58).

$$g' = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{Y_s R_{s0}}{T_s - T_f} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (4.60)$$

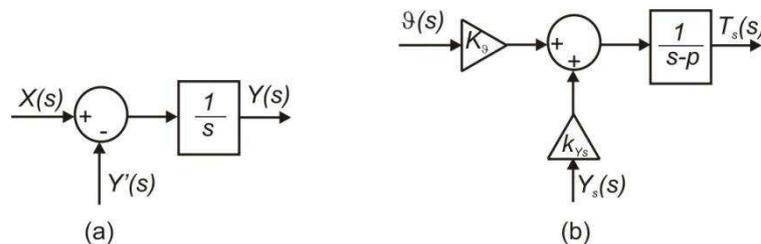


Figura 4.6. – Diagrama de blocos: (a) Trecho do modulador $\Sigma\Delta$ (b) Modelo de pequenos sinais do sensor como anemômetro

A partir do diagrama de blocos da Figura 4.6.a nota-se que há uma correspondência com o diagrama de blocos do trecho tracejado no modulador $\Sigma\Delta$ da Figura 4.4. Já o diagrama de blocos da Figura 4.6.b representa a equação (4.57) em que o sinal realimentado $Y_s(s)$ deve variar no sentido contrário da

variação de T_f para que a realimentação negativa se configure. Assim, quando houver um incremento positivo na temperatura do meio, a temperatura do sensor tende a aumentar. Logo, para manter a temperatura do sensor constante, é necessário desaquecê-lo, de modo que o incremento de corrente aplicado ao sensor seja negativo.

O modelo de pequenos sinais foi utilizado para demonstrar como o sensor termo-resistivo pode substituir o somador e o integrador na malha do modulador $\Sigma\Delta$. Entretanto, neste trabalho de tese, para efeito de simulação do modulador como anemômetro, são usadas as equações (4.44) e (4.43), que representam a equação termodinâmica do sensor tipo PTC e o modelo do comportamento sensor.

4.2.1.1. Modelo do Sensor para Medição do Sinal de Velocidade de Fluido em Corrente Continua

O comportamento dinâmico de T_s no domínio do tempo é representado pela equação (4.61) e foi obtido a partir das equações (4.42) e (4.44).

$$T_s = T_{s0} + \int_0^t \frac{1}{C_{th}} R_0 [+ \beta T_s] G_{th} T_s dt \quad (4.61)$$

O diagrama de blocos da Figura 4.7 representa a expressão da equação (4.61), que demonstra o comportamento termodinâmico do sensor dentro da malha do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER utilizado como anemômetro. Esse subsistema é composto de duas entradas: 1) o sinal de velocidade do fluido e 2) o sinal de corrente do sensor elevada ao quadrado, que é o sinal realimentado do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER. O subsistema possui, ainda, uma saída: 1) o valor de T_s , temperatura do sensor, que é o sinal de entrada do quantizador. Todo esse subsistema substitui o sensor no M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER da Figura 4.5 e é representado, de forma simplificada por um módulo intitulado *Micro-Sensor PTC*, no sistema completo em corrente contínua do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, como anemômetro, e que pode ser observado na Figura 4.8.

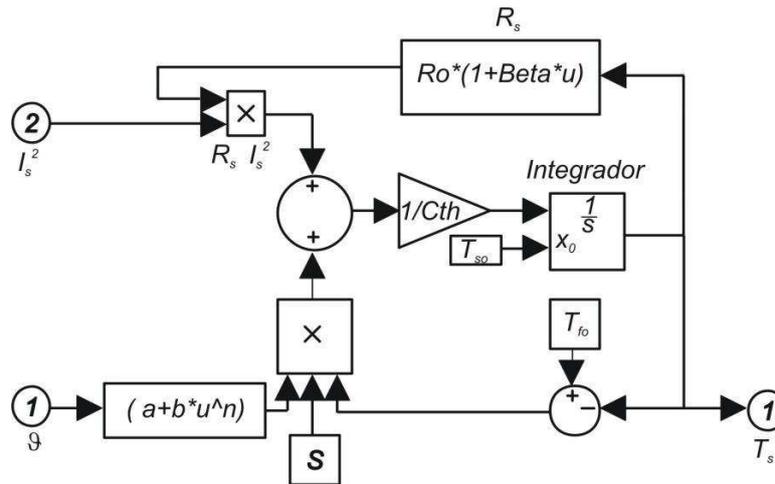


Figura 4.7. – Diagrama de blocos do subsistema representando o comportamento termodinâmico do Sensor como Anemômetro, em corrente contínua

Na Figura 4.8 é representado o sistema completo de medição como anemômetro, este é composto do modulador $\Sigma\Delta$ térmico seguido de um filtro digital e um bloco de cálculo da grandeza estimada, velocidade do fluido em m/s. Observa-se, ainda na Figura 4.8, que o sinal quantizado é a temperatura do sensor e o sinal que realimenta o sensor é a corrente elevada ao quadrado. O sinal de temperatura do sensor é subtraído de um sinal de referência, e o sinal resultante dessa operação é convertido em -1, se a temperatura do sensor for menor que a temperatura de referência, ou em +1 se o resultado da diferença for positivo.

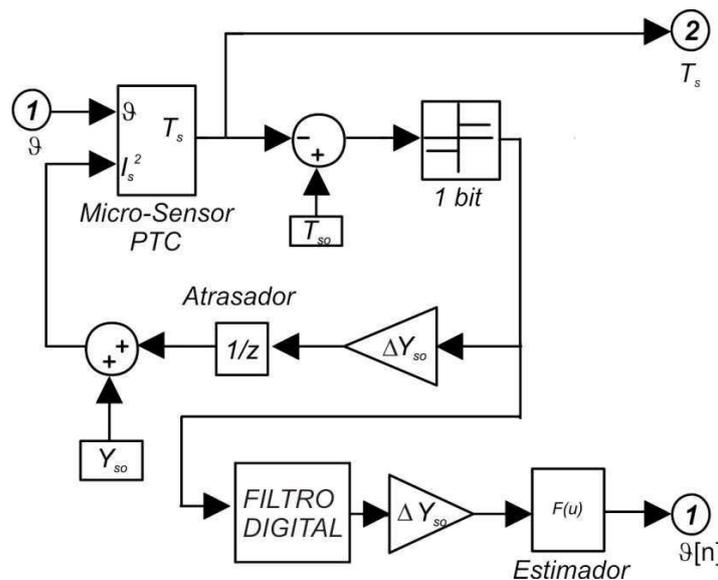


Figura 4.8. Diagrama de blocos do modelo completo em corrente contínua do modulador $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo como anemômetro

Supõe-se que a temperatura do sensor esteja abaixo da temperatura de referência. Se houver uma mudança positiva na velocidade de fluido, haverá uma variação negativa do sinal de temperatura do sensor. Enquanto a temperatura do sensor não ultrapassar o valor de referência T_{s0} , o quantizador gera saída +1, para aquecer o sensor, caso contrário, gera saída -1, para desaquecer o sensor. O sinal de saída do quantizador é utilizado para fazer a estimação do mensurando, no caso estimação de ϑ .

O sinal de saída do quantizador também é introduzido do caminho de realimentação da malha do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, porém, antes de atingir o sensor, deve ser convertido para um sinal de corrente elevada ao quadrado por meio de um ganho no conversor D/A mono-bit.

Uma saída +1 no quantizador indica que o sensor deve ser aquecido e uma saída -1 no quantizador indica que o sensor deve ser desaquecido, portanto, ΔY_{s0} , deve ser somado ao sinal de corrente elevada ao quadrado de regime permanente Y_{s0} , no comparador presente no caminho de realimentação da malha do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER. Essa operação está representada pelo sinal positivo no comparador. Portanto, acrescenta-se um ganho no conversor D/A da malha de realimentação, cujo sinal referente à sua variação caracteriza a realimentação negativa necessária para restabelecer o equilíbrio na temperatura do sensor.

O valor da velocidade em regime permanente teórico é calculado a partir da faixa de velocidade que se deseja medir e é expressa por:

$$\vartheta_{a0} = \left[\frac{\vartheta_{amax}^n + \vartheta_{amin}^n}{2} \right]^{1/n} \quad (4.62)$$

em que: ϑ_{amin} é o valor mínimo da velocidade de fluido que se quer medir e ϑ_{amax} é o valor máximo da velocidade de fluido que se quer medir

O ganho de corrente associado ao conversor D/A no caminho da malha de realimentação do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER é calculado a partir da equação (4.59) e representado no diagrama de blocos do circuito da Figura 4.8 por ΔY_{s0} .

Quando o sinal de entrada de velocidade de fluido for igual ao valor estabelecido como g_{amax} , a corrente ao quadrado de regime permanente do sensor é máxima Y_{smax} , pois, se a velocidade de fluido diminui, a temperatura do sensor tende a aumentar, para manter a temperatura do sensor constante, é necessário diminuir a corrente aplicada ao sensor. Analogamente, para o caso em que o sinal de entrada da velocidade de fluido é igual ao valor estabelecido como g_{amin} , a corrente ao quadrado de regime permanente do sensor é mínima Y_{smin} , para manter a temperatura do sensor constante, é necessário então aumentar a corrente aplicada ao sensor.

$$Y_{smax} = \frac{1}{R_{s0}} \left[(a + b \epsilon_{amax}^n) (\epsilon_s - T_f) \right] \quad (4.63)$$

$$Y_{smin} = \frac{1}{R_{s0}} \left[(a + b \epsilon_{amin}^n) (\epsilon_s - T_f) \right] \quad (4.64)$$

Supondo-se o valor teórico da velocidade de fluido, de regime permanente g_{a0} , pode-se determinar o ganho de corrente do sensor ao quadrado, subtraindo-se a equação (4.56) da equação (4.63) ou subtraindo-se a equação (4.64) da equação (4.56), conforme demonstrado nas equações (4.65) e (4.66).

$$\Delta Y_{s0} = Y_{smax} - Y_{s0} = \left\{ \frac{1}{R_{s0}} \left[(b \epsilon_{amax}^n - \epsilon_{a0}^n) (\epsilon_s - T_f) \right] \right\} \quad (4.65)$$

ou

$$\Delta Y_{s0} = Y_{s0} - Y_{smin} = \left\{ \frac{1}{R_{s0}} \left[(b \epsilon_{a0}^n - \epsilon_{amin}^n) (\epsilon_s - T_f) \right] \right\} \quad (4.66)$$

Tendo em vista que as diferenças anteriormente calculadas são idênticas e, para expressar a variação da corrente elevada ao quadrado do sensor em função da faixa de medição estimada para a medição de g , somam-se as equações (4.65) e (4.66) e divide-se o resultado por dois.

O ganho de corrente é dado, então, por:

$$\Delta Y_{s0} = \left\{ \frac{1}{R_{s0}} \left[\left(\theta_s - T_f \right) \left(\frac{\theta_{amax} - \theta_{amin}}{2} \right) \right] \right\} \quad (4.67)$$

A estimação do valor de ϑ é feita a partir do conhecimento de Y_s no subsistema denominado *Estimador* do modelo comportamental do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER da Figura 4.8, a partir da equação (4.60) com:

$$Y_s = Y_{s0} + \Delta Y_{s0} \quad (4.68)$$

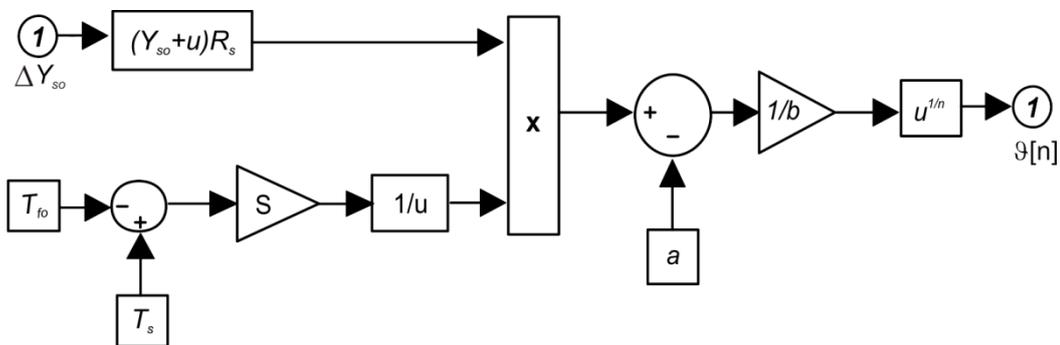


Figura 4.9. – Diagrama de blocos do subsistema estimador para o anemômetro em corrente contínua

No subsistema *Estimador* o ganho de corrente ΔY_{s0} , tal como no caminho de realimentação da malha do modulador $\Sigma\Delta$ com micro-sensor, é somado ao valor de regime para a correta estimação da velocidade. Esse subsistema possui uma entrada: o ganho de corrente do sensor ao quadrado já filtrado e decimado. Sua saída é o sinal estimado de ϑ , como pode ser visto na Figura 4.9.

A partir da equação do equilíbrio termodinâmico, equação (4.58), é possível verificar que a condição de temperatura constante é estabelecida pela malha de realimentação a cada novo valor de Y_s proporcional a ϑ . Considera-se que o fluido em estudo é o ar e utilizando a equação de King, como abordado na seção 2.1.2 do capítulo 2, tem-se que a velocidade de fluido ϑ pode ser novamente estimada a partir de:

$$\vartheta = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{Y_s R_s}{\left(\theta_s - T_f \right)} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (4.69)$$

Observa-se pela equação (4.69) a dependência do cálculo da velocidade do fluido com sua temperatura T_f , a potência elétrica $Y_s R_s$ e a temperatura de operação do sensor T_s . As constantes a , b , e S são determinadas experimentalmente a partir do trabalho proposto em [61].

O modelo do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER apresentado na Figura 4.8 é um modelo válido para simulação do comportamento do circuito do anemômetro proposto. Entretanto, a não viabilidade da implementação do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER em corrente contínua já foi abordado em [31], que propôs a substituição do sinal de corrente contínua do sensor elevada ao quadrado por uma corrente modulada em duração de pulso (modulador PWM) e a transformação do sinal térmico de entrada do quantizador em um sinal elétrico.

4.2.1.2. Modelo do Sensor para Medição do Sinal de Velocidade de Fluido em Corrente Pulsada

A arquitetura em corrente pulsada do modelo M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER [24,25] é obtida a partir da equação (4.70), na qual o valor da corrente eficaz ao quadrado de um sinal de corrente PWM (I_{sef}^2) corresponde à corrente do sensor elevada ao quadrado (I_s^2) em corrente contínua do modelo M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER proposto. Essa condição torna-se verdadeira caso o período de repetição de pulsos de corrente PWM for suficientemente pequeno em relação à constante de tempo do sensor, isto é:

$$I_{sef}^2 = I_m^2 \frac{\delta}{T_{PWM}} \quad (4.70)$$

sendo, I_m a amplitude do pulso de corrente PWM, δ a duração da largura do pulso de corrente PWM e T_{PWM} período da corrente PWM.

O funcionamento do PWM é baseado na geração de apenas duas larguras de pulso: uma para a saída quantizada igual a +1 e outra para a saída quantizada igual a -1. No ponto de equilíbrio estático a largura do pulso tem valor teórico igual a 50 % do período total do PWM. A estimação do ganho de corrente

consiste na duração do pulso de corrente que é função da variação de g . Substituindo-se a equação (4.70) na equação (4.56) obtém-se:

$$\delta_0 = \frac{T_{PWM}}{I_m^2 R_{s0}} \left[(a + b g_0^n) \left(I_{s0} - T_{f0} \right) \right] \quad (4.71)$$

em que: $\delta_0 = 0,5.T_{PWM}$ é a duração do pulso na condição teórica de regime.

O incremento na duração do pulso, devido à variação de velocidade do vento na entrada do medidor, é determinado pela equação (4.72).

$$\frac{\Delta\delta}{T_{PWM}} = \frac{\Delta Y_{s0}}{I_m^2} = \left\{ \frac{1}{I_m^2 R_{s0}} \left[\left(I_{s0} - T_{f0} \right) + b \left(\frac{I_{s0} - T_{f0}}{2} \right) \right] \right\} \quad (4.72)$$

em que: $\Delta\delta/T_{PWM}$ é a duração do pulso a ser acrescentado ou reduzido da duração do pulso de corrente de regime, ambos termos normalizados pelo período do PWM.

Comparando as arquiteturas em corrente pulsada e corrente contínua, verifica-se que na saída do bloco denominada *Micro-Sensor PTC* é utilizada pela tensão nos terminais do sensor, $V_s(t)$ (modelo do sensor termo-resistivo) em substituição ao valor da grandeza referente a temperatura do sensor, $T_s(t)$. O subsistema em corrente pulsada é apresentado na Figura 4.10.

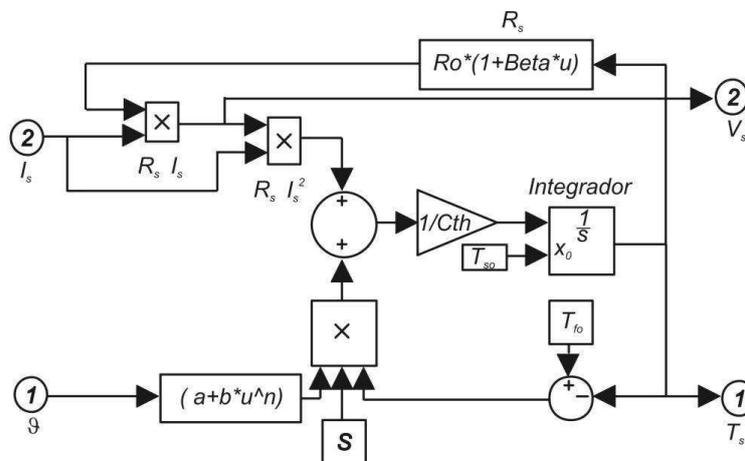


Figura 4.10. – Diagrama de blocos do subsistema que representa o comportamento termodinâmico do sensor como anemômetro, em corrente PWM

O diagrama de blocos da Figura 4.10 foi desenvolvido a partir da equação (4.61) e representa o subsistema gerado para simular o comportamento termodinâmico do sensor dentro da malha do modelo do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, do anemômetro proposto. Neste caso, o sensor é alimentado por uma corrente modulada por duração de pulso, (PWM). Esse subsistema também possui duas entradas: 1) o sinal de velocidade de fluido, e 2) o sinal de corrente PWM do sensor, que é o sinal realimentado do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER. O subsistema possui, ainda, duas saídas: 1) a temperatura do sensor que é usada para observação do seu comportamento, 2) a tensão do sensor que é o sinal de entrada do quantizador.

Todo esse subsistema substitui o sensor no M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER da Figura 4.5 e é representado como um módulo intitulado Micro-sensor PTC, no sistema completo em corrente PWM do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, como anemômetro e que pode ser observado na Figura 4.11.

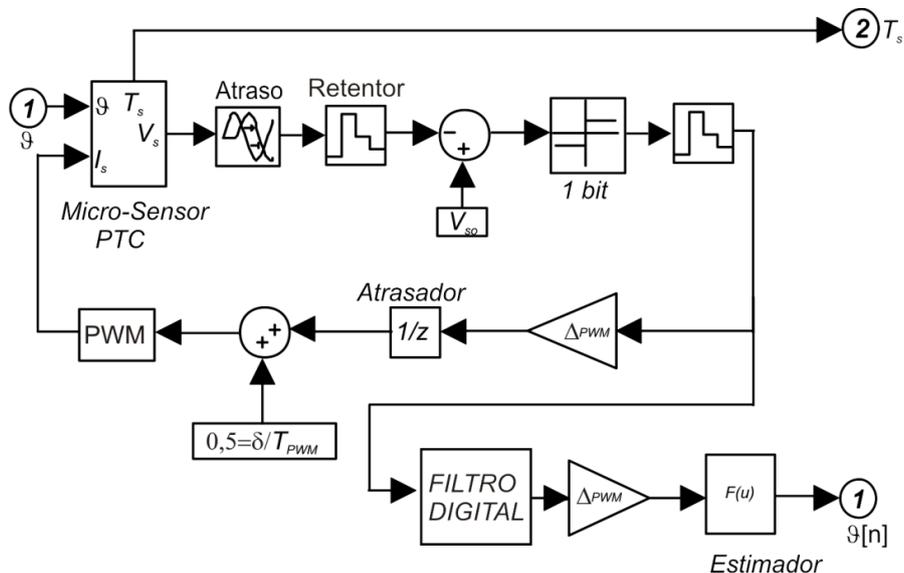


Figura 4.11. – Diagrama de blocos do modelo completo em corrente pulsada do conversor $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo como anemômetro

O sistema completo de medição é, basicamente, idêntico ao do modelo do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER realimentado com corrente contínua. Entretanto, a diferença está na inclusão de um modulador PWM no caminho de realimentação da malha do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER e da substituição do comparador de corrente por um

comparador de duração de pulso de corrente, em que essa duração de pulso está normalizada pelo período total do PWM.

O valor da tensão nos terminais do sensor é expresso por:

$$V_s = R_s I_m \quad (4.73)$$

O valor dessa tensão pode ser expresso pela equação e a tensão de referência calculada a partir da equação (4.73), fazendo $R_s = R_{s0}$. Em que R_{s0} , é a resistência do sensor de regime permanente.

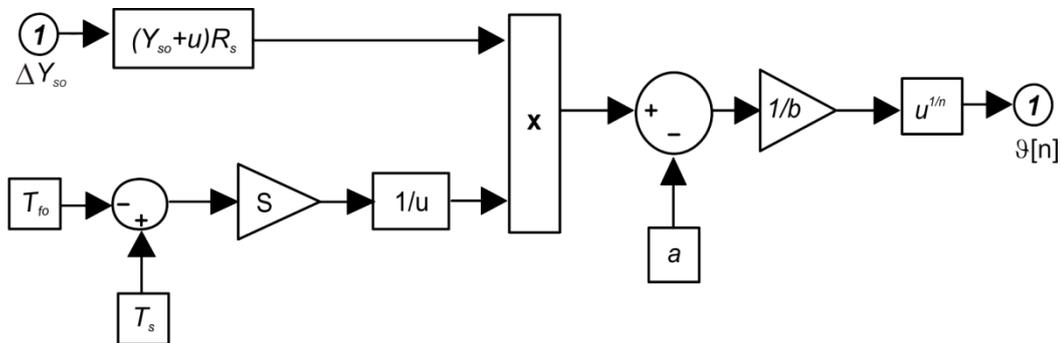


Figura 4.12. – Diagrama de blocos do subsistema para o anemômetro em corrente pulsada

Se a tensão nos terminais do sensor é mantida constante, pela malha de realimentação, o sinal de velocidade do fluido pode ser estimado a partir da equação (4.71).

$$g' [n] = \left\{ \frac{1}{b} \left[\frac{R_{s0} I_{ms}^2}{S(C_s - T_f)} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \frac{\delta}{T_{PWM}} \quad (4.74)$$

com

$$\frac{\delta}{T_{PWM}} = \frac{\delta_0}{T_{PWM}} + \frac{\Delta\delta}{T_{PWM}}$$

em que, δ/T_{PWM} , é a duração total do pulso de corrente PWM do sensor normalizada pelo período do PWM.

No subsistema *Estimador* da Figura 4.12, o ganho de corrente, $\Delta\delta/T_{PWM}$, representado no interior deste módulo por u , é invertido para a estimação correta

da \mathcal{G} , tal como no caminho de realimentação da malha do $M\Sigma\Delta$ MBPOSTER. Para a realização da simulação dos modelos do $M\Sigma\Delta$ MBPOSTER (corrente contínua e corrente pulsada) é necessário antes que seja estabelecida a frequência de sobre-amostragem. Este procedimento é descrito a seguir.

A. Determinação da Frequência de Sobre-amostragem do Modelo Modulador $\Sigma\Delta$

Para a determinação da frequência de sobre-amostragem considera-se que a frequência máxima do sinal de medição deve ser menor que a frequência do pólo da função de transferência do $M\Sigma\Delta$ MBPOSTER. A equação (4.75) determina uma relação para a frequência de sobre-amostragem no $M\Sigma\Delta$ MBPOSTER quando $f_B \leq f_{sr}$:

$$F_s = 2.OSR.f_B = OSR.f_N \quad (4.75)$$

em que: f_B é a frequência de banda do sinal de medição; f_N é a frequência de Nyquist; f_{sr} é a frequência do pólo da função de transferência do modulador $\Sigma\Delta$ e OSR é a taxa de sobre-amostragem.

Para que se corrobore a possibilidade da aproximação da integral ideal por uma integral de primeira ordem, deve-se considerar que valor de OSR esteja vinculado a uma condição inicial no qual o valor da frequência de sobre-amostragem deve ser muito maior que a frequência do pólo de pequenos sinais do sensor.

4.2.2. Simulação do Modelo Corrente Contínua e Corrente Pulsada em ambiente MATLAB

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação das configurações propostas, modelo contínuo e modelo pulsado.

4.2.2.1. Anemômetro

Para a simulação dos anemômetros pospostos, os parâmetros de projeto são os seguintes:

$$S = 4 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$$

$$mc = 292,56 \times 10^{-12} \text{ J } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$\beta = 0,000784 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$R_o = 102 \text{ } \Omega$$

$$a = 32325 \text{ W/m}^2\text{ } ^\circ\text{C}; b = 25575 \text{ W/m}^2\text{ } ^\circ\text{C}$$

$$n = 0,5$$

$$T_s = 180^\circ\text{C}$$

$$g_{amax} = 20 \text{ m/s}; g_{amin} = 0 \text{ m/s}$$

As características gerais dos anemômetros são:

$$T_{f0} = 30 \text{ } ^\circ\text{C}; T_{a0} = 30 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{s0} = 102 \text{ } \Omega$$

$$I_{s0}^2 = Y_{s0} = 4,61 \times 10^{-4} \text{ A}^2$$

$$\Delta Y_{s0} = 2,94 \times 10^{-4} \text{ A}^2$$

As características específicas do anemômetro em corrente pulsada são:

$$I_m = 0,03 \text{ A}$$

$$T_{PWM} = 1/F_s = 10,95 \text{ ns}$$

$$\delta_0/T_{PWM} = 0,5$$

Com esses dados, foram realizadas simulações para obtenção da resposta ao degrau e a uma função senoidal, com o objetivo de verificar o comportamento dinâmico do sistema.

4.2.2.2. Resposta ao degrau de velocidade

Para a avaliação da resposta ao degrau, considerou-se que a velocidade inicial do fluido era de 5 m/s e que o sensor estaria inicialmente numa temperatura de 30 °C. Após o sistema ser ligado, observa-se nas Figuras 4.13 (arquitetura em corrente contínua) e 4.14 (arquitetura em corrente pulsada) a rápida convergência (aproximadamente 1 μ s) da temperatura do sensor em resposta ao degrau de velocidade para o valor de regime estabelecido, que é de 180 °C, se estabilizando em torno desse valor.

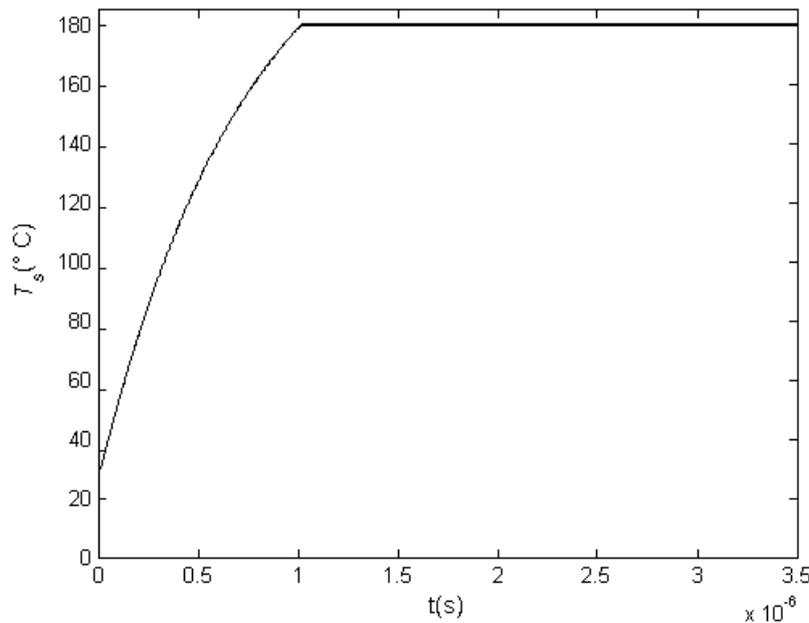


Figura 4.13. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: temperatura do sensor em resposta ao degrau de velocidade

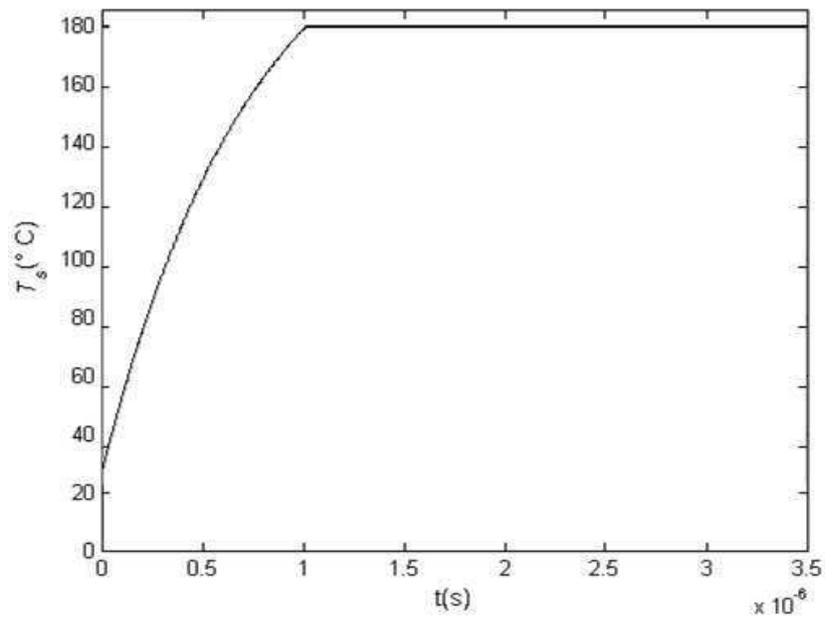


Figura 4.14. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: temperatura do sensor em resposta ao degrau de velocidade

No instante $t = 2 \mu\text{s}$, foi aplicado um degrau de velocidade que passou de 5 m/s para 10 m/s e foram observadas as duas saídas do bloco T_s e $\mathcal{A}[\eta]$ em ambos os anemômetros.

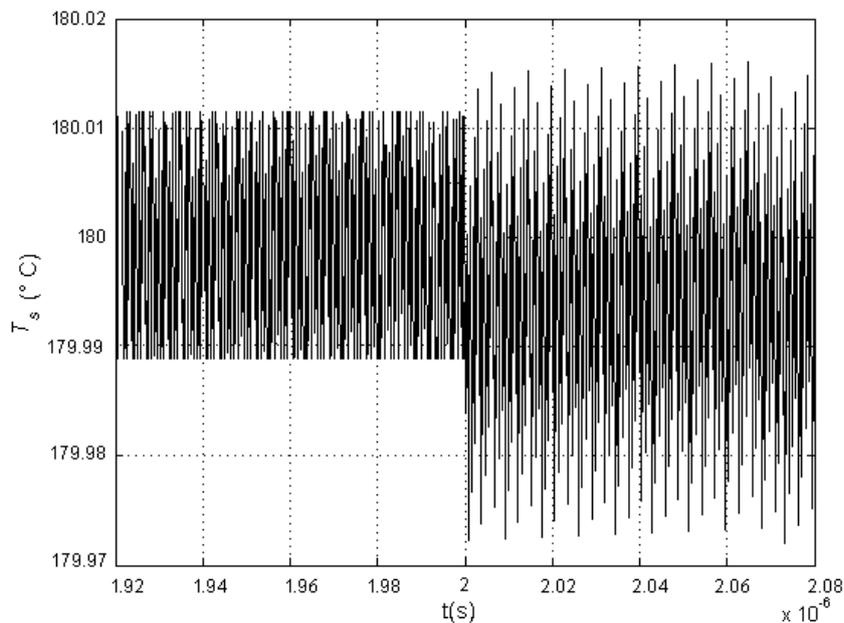


Figura 4.15. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao degrau

Nas Figuras 4.15 e 4.16 são mostrados detalhes de T_s no instante em que o degrau é aplicado. Neles pode-se perceber que a variação da temperatura do sensor é muito pequena (de $\pm 0,02$ °C para realimentação contínua e de $\pm 0,035$ °C para realimentação pulsada), portanto a temperatura do sensor pode ser considerada constante.

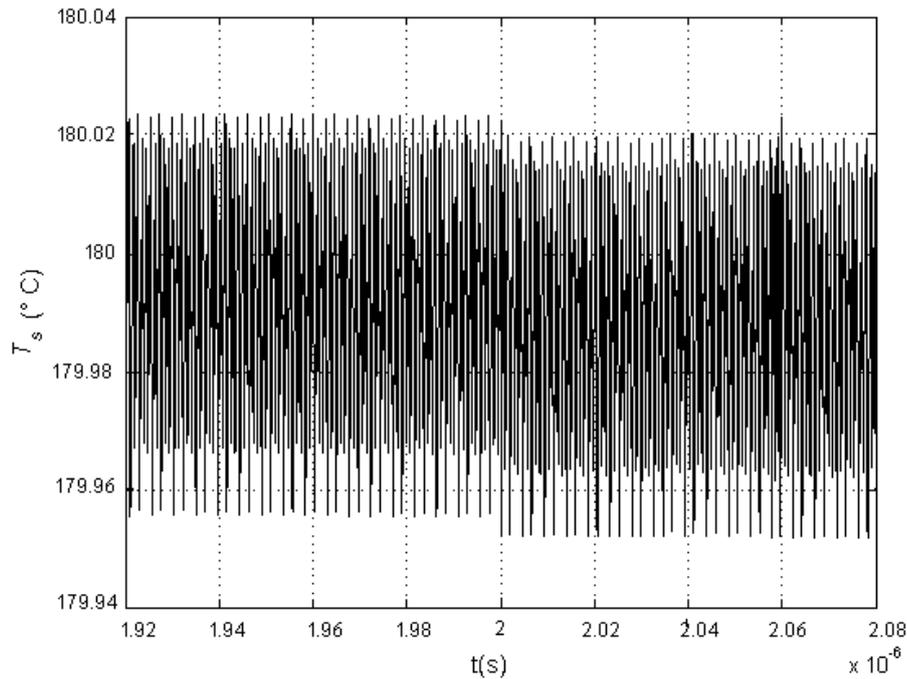


Figura 4.16. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao degrau

Nas Figuras 4.17 e 4.18, observa-se o resultado da estimação de \mathcal{V} para o medidor de velocidade em corrente contínua e para o medidor de velocidade em corrente pulsada, respectivamente. O filtro digital utilizado na simulação é semelhante ao encontrado em [31].

A partir das Figuras 4.17 e 4.18, é observado que o valor da velocidade inicial, em torno de 5 m/s, muda rapidamente para o valor em torno de 10 m/s, em resposta ao degrau aplicado em ambos os sistemas. Observa-se, também, a existência de um transitório na saída que satura em 20 m/s, com duração de apenas 1 μs , considerado desprezível para a baixa frequência do sinal de entrada.

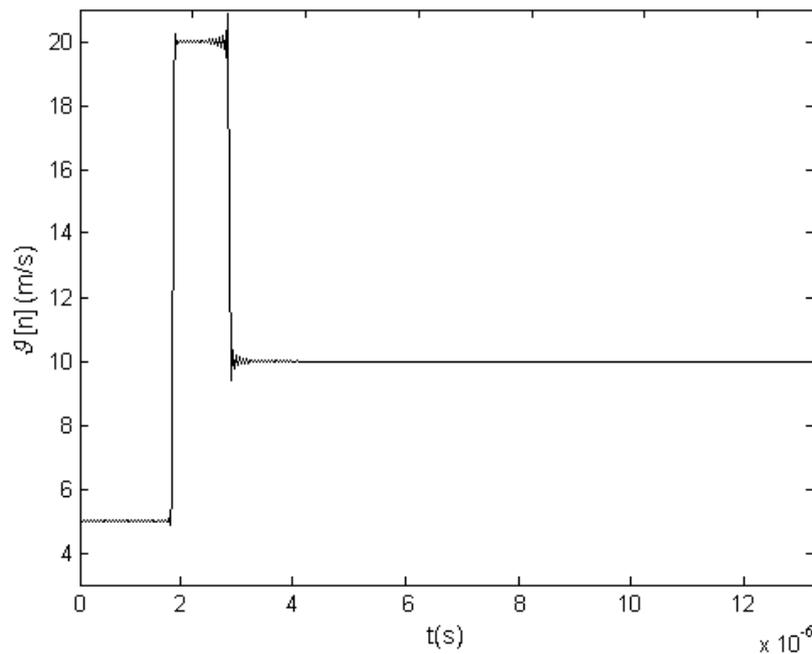


Figura 4.17. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade em resposta ao degrau

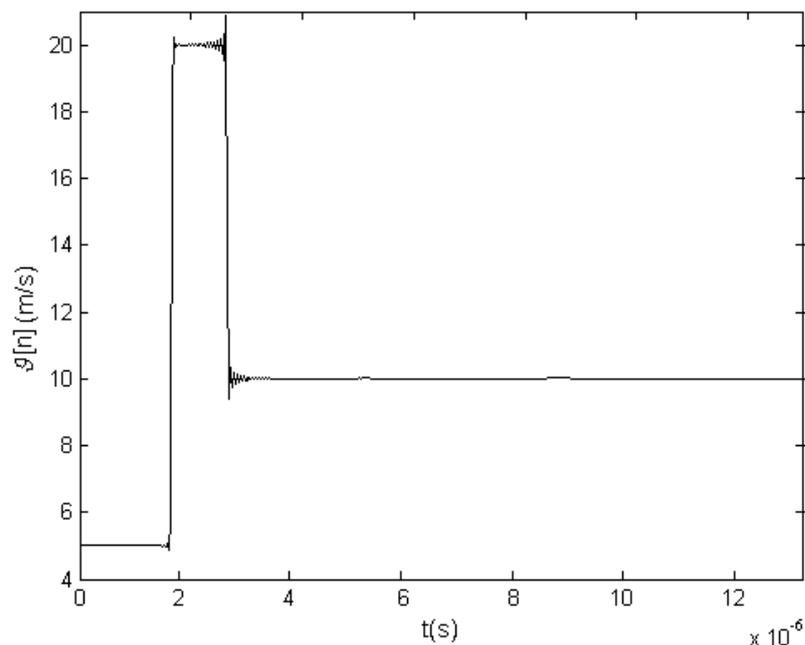


Figura 4.18. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade resposta ao degrau

4.2.2.3. Resposta ao sinal senoidal de velocidade

Em $t = 0 \mu\text{s}$, foi aplicado à entrada dos dois modelos de medidores um sinal de velocidade representado pela equação $v(t) = [0 + 10 \sin(\pi t / 10^5)]$ m/s. Esse

o sinal varia entre 0 m/s e 20 m/s e simula a faixa de medição correspondente. A frequência do sinal de entrada é de 50 kHz, que é bem maior que as frequências componentes das variações de velocidade de vento e mesmo de fluidos turbulentos.

Com entrada senoidal, a temperatura do sensor conservou-se em torno dos 180 °C com pequena variação, que seguiu as características do sinal senoidal de entrada, Figuras 4.19 e 4.20.

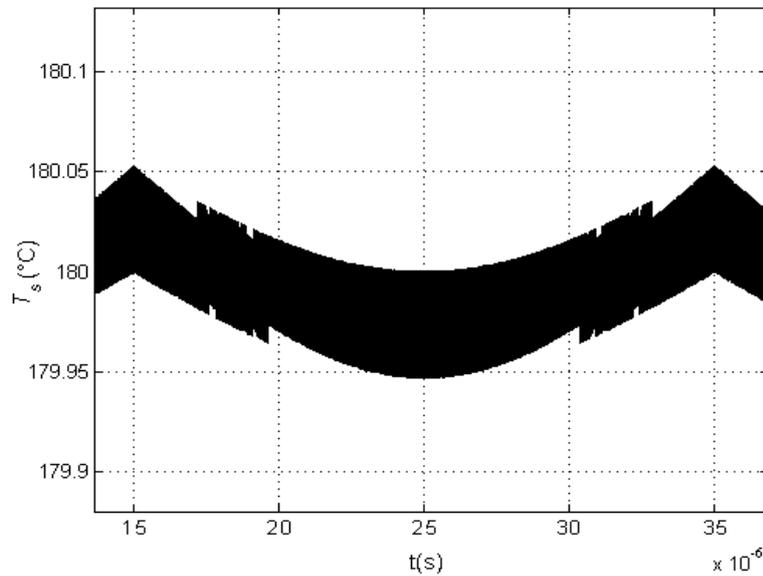


Figura 4.19. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao sinal senoidal

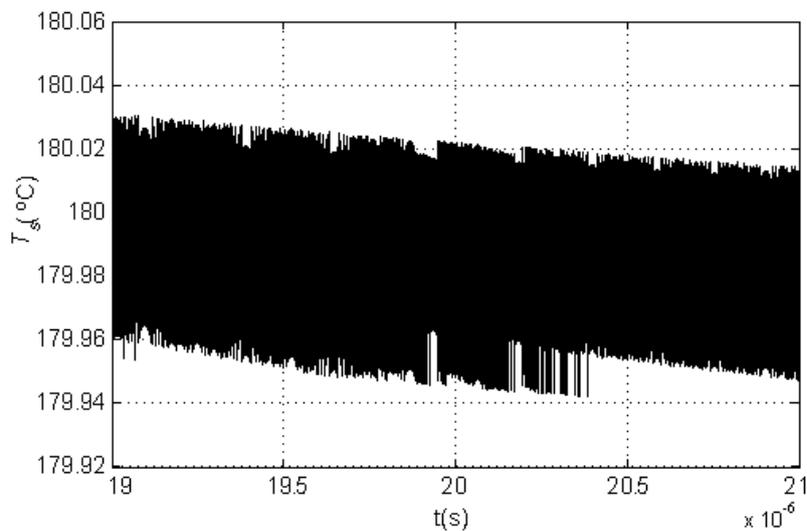


Figura 4.20. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da temperatura do sensor em resposta ao sinal senoidal

A velocidade estimada corresponde ao sinal de entrada adicionado ao retardo devido ao tempo de resposta do filtro digital, Figuras 4.21 e 4.22.

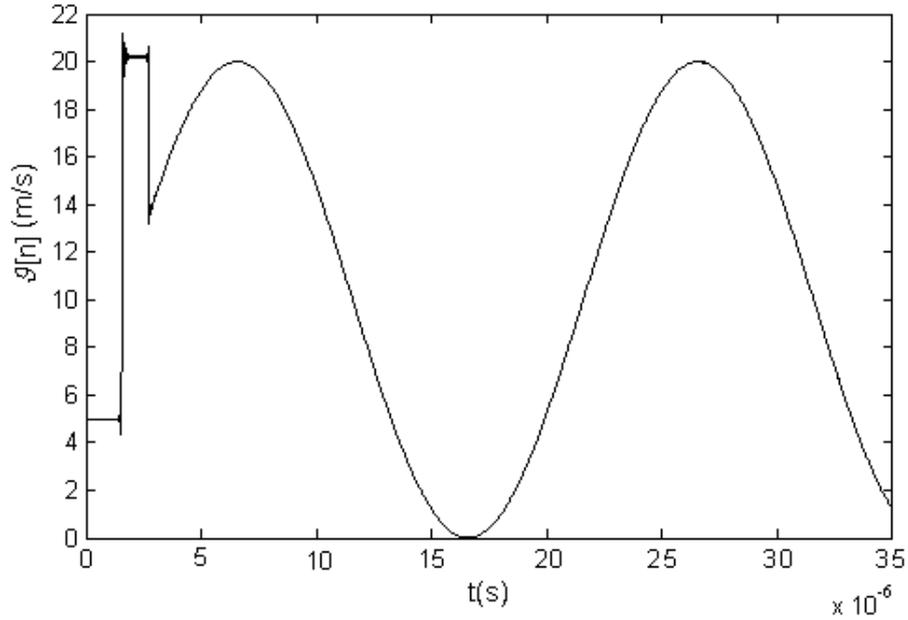


Figura 4.21. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente contínua com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade em resposta ao sinal senoidal

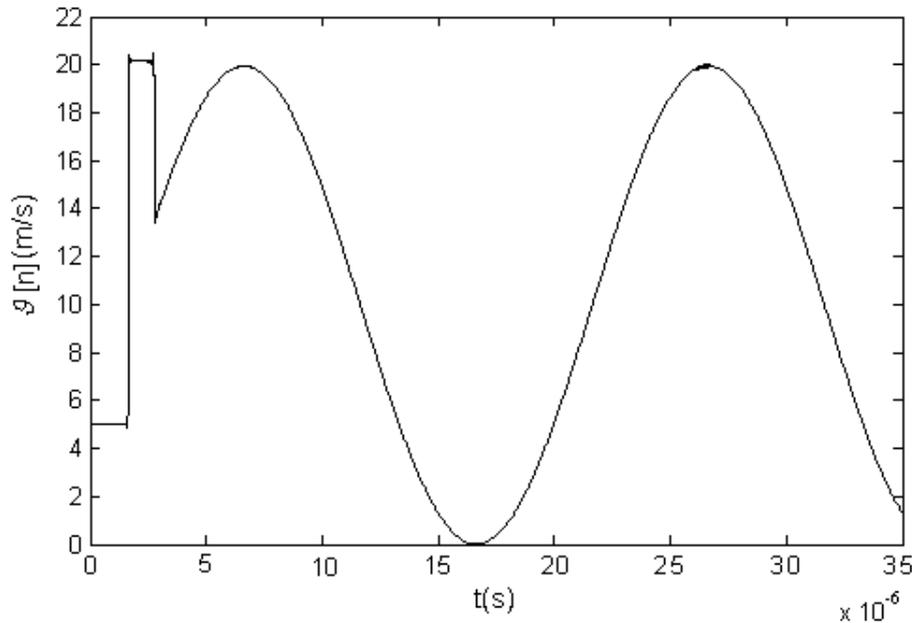


Figura 4.22. – Conversor $\Sigma\Delta$ em corrente pulsada com sensor termo-resistivo como anemômetro: detalhe da estimação da velocidade em resposta ao sinal senoidal

4.2.3. Modulador $\Sigma\Delta$ com Sensor Termo-resistivo: Análise de Desempenho

Pretende-se avaliar o desempenho do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER a partir do estudo da sua resposta em frequência. Será feito o estudo do comportamento da magnitude do espectro de frequências do ruído de quantização, da relação sinal/ruído obtido desse modelo e, finalmente da resolução em termos de número de bits. Uma das maiores dificuldades neste processo é o fato de se ter na malha de realimentação do modulador um quantizador cuja característica é bastante não-linear. Uma forma de resolução deste problema é a utilização da aproximação do ruído de quantização por uma fonte de ruído branco. A aproximação é válida para entrada constante, lenta ou quando a frequência do sinal é muito menor que a frequência de amostragem [74], como é o caso das grandezas físicas a serem estimadas com o M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER.

Sabendo que a variação da temperatura do sensor termo-resistivo é de natureza contínua no tempo, assim como a tensão eficaz nos seus terminais mesmo quando este sensor é alimentado com corrente pulsada. Então, assume-se que o modulador $\Sigma\Delta$ proposto é contínuo no tempo. Assim, analisa-se o comportamento deste modulador no domínio da frequência utilizando-se a transformada de Laplace e para caso do ruído de quantização, utilizou-se um modelo discreto no tempo e equivalente à versão contínua, utilizando-se a transformada z .

4.2.3.1. *Função de Transferência do Modelo do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER no Domínio da frequência Contínua*

O diagrama da Figura 4.23 é utilizado para análise da função de transferência, doravante denominado de FT do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, em corrente contínua. Com o sensor operando à temperatura praticamente constante, em torno do ponto T_{S0} , pode-se aproximar seu modelo comportamental (modelo de pequenos sinais) deduzido no item (4.2.1). Tanto o quantizador binário que é substituído por um ruído branco aditivo quanto o bloco do ganho de corrente do

sensor ao quadrado, ΔY_0 , são colocados no caminho da malha de realimentação. Um outro ganho, este unitário e associado ao quantizador, tem dimensão de $^{\circ}\text{C}^{-1}$ e representa a conversão de escala de temperatura para uma escala sem dimensão, representando os bits +1 e -1.

Com o modelo do $M\Sigma\Delta\text{MBPOSTER}$ devidamente linearizado, aplica-se o teorema da superposição e se determina a FT do $M\Sigma\Delta\text{MBPOSTER}$ em função da velocidade de fluido, $g(s)$, e do erro de quantização, $E(s)$:

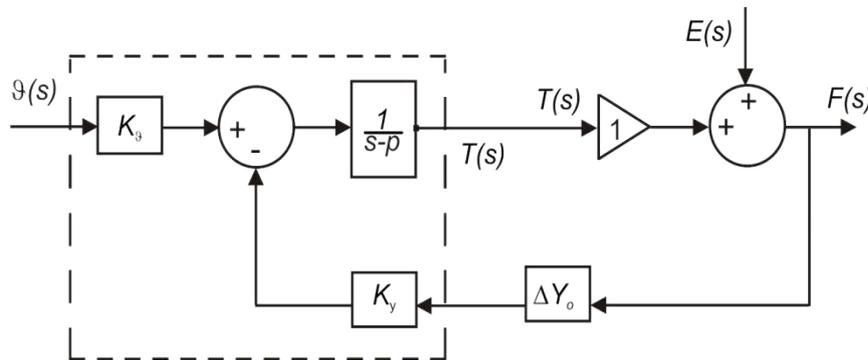


Figura 4.23. – Diagrama de Blocos do $M\Sigma\Delta\text{MBPOSTER}$, em corrente contínua, para obtenção da FT no domínio s

$$F(s) = \frac{k_g}{1 + \frac{k_y \Delta Y_0}{s-p}} g(s) + \frac{1}{1 + \frac{k_y \Delta Y_0}{s-p}} E(s) \quad (4.76)$$

$$F(s) = \frac{k_g}{s + (k_y \Delta Y_0 - p)} g(s) + \frac{s-p}{s + (k_y \Delta Y_0 - p)} E(s) \quad (4.77)$$

$$F(s) = \frac{k_g}{s + p_{sr}} g(s) + \frac{s-p}{s + p_{sr}} E(s) \quad (4.78)$$

Com $p_{sr} = k_y \Delta Y_0 - p$, para:

p_{sr} é o pólo da FT do $M\Sigma\Delta\text{MBPOSTER}$.

p é o inverso da constante de tempo do sensor para pequenos sinais.

4.2.3.2. Função de Transferência do Modelo do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER no Domínio da frequência Amostrada

Utiliza-se o diagrama de blocos da Figura 4.24 para determinar a FT do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER em corrente contínua, no domínio z , equivalente à FT no domínio s , com o M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER sendo medidor de velocidade de fluido. A distribuição do ruído também pode ser encontrada a partir desse modelo simplificado no domínio z .

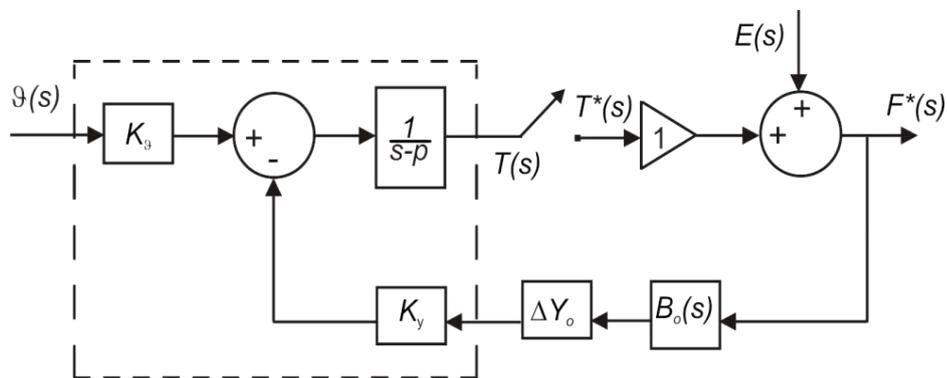


Figura 4.24. – Diagrama de Blocos do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, em corrente contínua, para obtenção da FT no domínio z

Os elementos constituintes são os mesmos do diagrama da Figura 4.23 adicionando-se um bloco retentor de ordem zero no caminho de realimentação da malha do modulador cuja expressão matemática é dada por:

$$B_0(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (4.79)$$

Seja o sinal amostrado no domínio s dado pela expressão:

$$F^*(s) = \mathcal{L} \left\{ f(t) \Big|_{t=kT_s} \right\} \quad (4.80)$$

em que: $F^*(s)$ é o sinal amostrado na saída do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER; T_s é o período de sobre-amostragem e $\mathcal{L} \left\{ f(t) \Big|_{t=kT_s} \right\}$ é a transformada de Laplace de $f(t)$ em $t=kT_s$, sendo $k=1,2,\dots,n$.

Pode-se, então, escrever o sinal amostrado na saída do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER como sendo:

$$F^*(s) = E^*(s) + \left\{ \frac{k_g}{s-p} g(s) - \frac{k_Y \Delta Y_{s0} B_0(s)}{s-p} F^*(s) \right\}^* \quad (4.81)$$

Colocando-se $F^*(s)$ do lado esquerdo do sinal de igualdade, tem-se:

$$F^*(s) + \left\{ \frac{k_Y \Delta Y_{s0} B_0(s)}{s-p} F^*(s) \right\}^* = E^*(s) + \left\{ \frac{k_g}{s-p} g(s) \right\}^* \quad (4.82)$$

Aplicando-se a transformada z tem-se:

$$F(z) + F_1(z) = E(z) + g_1(z) \quad (4.83)$$

em que:

$$F_1(z) = Z \left\{ \mathfrak{L}^{-1} \left\{ \frac{k_Y \Delta Y_{s0} B_0(s)}{s-p} F^*(s) \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} \quad (4.84)$$

$$g_1(z) = Z \left\{ \mathfrak{L}^{-1} \left\{ \frac{k_g}{s-p} g(s) \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} \quad (4.85)$$

Sabe-se que na equação (4.82) a expressão $\left\{ \frac{k_Y \Delta Y_{s0} B_0(s)}{s-p} F^*(s) \right\}^*$ é equivalente ao diagrama de blocos da Figura 4.25, então:

$$F_1(z) = (1 - z^{-1}) Z \left\{ \mathfrak{L}^{-1} \left\{ \frac{k_Y \Delta Y_{s0}}{s(s-p)} \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} F(z) \quad (4.86)$$

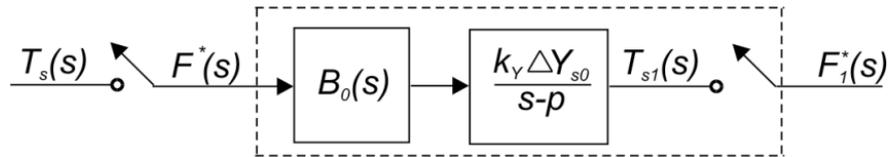


Figura 4.25. – Diagrama de blocos referente caminho do sinal realimentado do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER

Expandindo-se em frações parciais o argumento da transformada inversa de Laplace da equação (4.84) e substituindo esse resultado novamente na equação (4.84), tem-se que:

$$F_1(z) = \left(-\frac{k_Y \Delta Y_{s0}}{p} \right) \left(\frac{1 - e^{\rho T_s}}{z - e^{\rho T_s}} \right) F(z) \quad (4.87)$$

Substituindo-se desta vez a equação (4.87) na equação (4.83) e em seguida multiplicando-se e dividindo-se a expressão por p , tem-se:

$$F(z) \left\{ \frac{z - e^{\rho T_s} - \frac{k_Y \Delta Y_{s0}}{p} (-e^{\rho T_s})}{(z - e^{\rho T_s})} \right\} = E(z) + \mathcal{G}_1(z) \quad (4.88)$$

Para $r = e^{\rho T_s}$ e $q = \frac{k_Y \Delta Y_{s0}}{p} (-r)$, em que: q é o pólo da função de transferência do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER no domínio z .

A FT do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER fica resumida a:

$$F(z) = \frac{z - r}{z - q} E(z) + \frac{z - r}{z - q} \mathcal{G}_1(z) \quad (4.89)$$

Para análise do sistema proposto considerou-se que o valor de temperatura de operação teórica do sensor é igual a 180 °C e que a faixa de variação de velocidade de fluido é de 0 a 20 m/ s. O sinal da banda frequência foi escolhida para funcionar próximo a frequência do pólo da função de transferência do modulador $\Sigma\Delta$, $f_b = 0,9f_{sr}$.

4.2.3.3. Espectro de frequência do Ruído de Quantização

O conhecimento da magnitude do espectro de frequência do ruído de quantização na saída do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER é importante para que se possa determinar a relação sinal/ruído (SNR) do conversor como um todo, bem como a sua resolução em número de bits.

A análise da SNR vem do conhecimento da potência média de ruído do sinal de entrada e da potência média do ruído de quantização na saída do conversor $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo. A potência média do ruído de quantização na saída do C $\Sigma\Delta$ MBPOSTER é obtida a partir do conhecimento do comportamento do espectro de frequência do ruído de quantização na saída do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER. A expressão da magnitude do espectro de frequência do ruído no M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER é [31]:

$$E_y(f) = E(f) \frac{\sqrt{(-r)^2 + 4rse n^2 \left(\frac{wT_s}{2}\right)}}{\sqrt{(-q)^2 + 4qse n^2 \left(\frac{wT_s}{2}\right)}} \quad (4.90)$$

O diagrama de magnitude da função de transferência do modulador $\Sigma\Delta$ com sensor, em relação ao sinal de erro de quantização (FTE), possui um zero e um pólo e se comporta como um filtro passa-altas de primeira ordem. Observou-se a partir da Figura 4.26, que o zero se move para dentro do círculo unitário, isto degrada a atenuação de ruído FTE na banda do sinal pela presença de uma atenuação finita a partir da frequência zero.

A presença do zero na FTE se deve ao pólo no modelo de pequenos sinais do sensor termo-resistivo em malha aberta, ou seja, à constante de tempo do sensor para variações incrementais dos sinais de excitação. Para que o M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER se comporte como o modulador $\Sigma\Delta$ típico, o sensor deveria possuir constante de tempo infinita (com pólo igual a zero). Na Figura 4.26 é apresentado a localização do zero e do pólo da FTE do modulador $\Sigma\Delta$ térmico, no plano z .

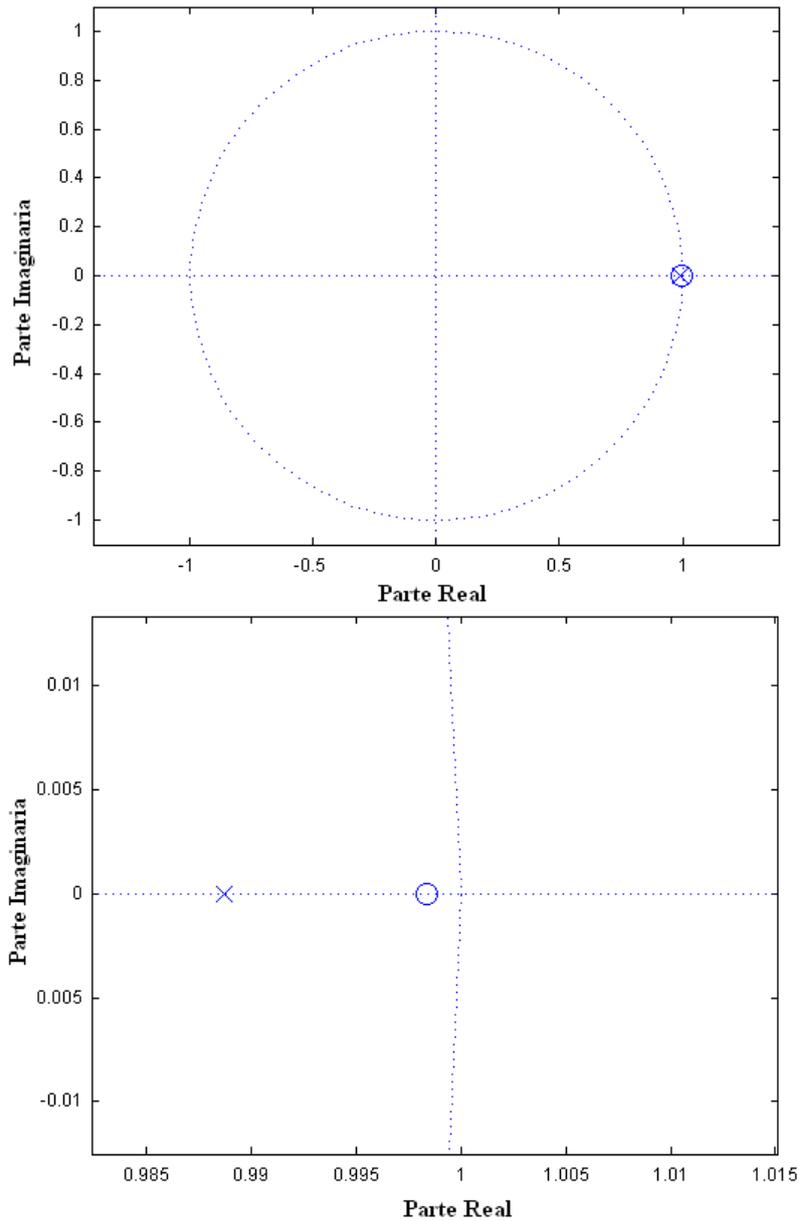


Figura 4.26. – Localização do zero e do pólo da FTE do MΣΔMBPOSTER, detalhe da localização

Na Figura 4.27 é mostrada a magnitude do ruído na saída do sistema para uma taxa de sobre-amostragem igual a 256, dentro da banda de frequência do sinal. Para o nível CC existe uma atenuação finita (-38,9 dB). Essa atenuação é de -35,9 dB e -3 dB para as frequências dos pólos e zeros da função de transferência do erro de quantização, o que limita a aplicação do sistema na frequência de banda do sinal.

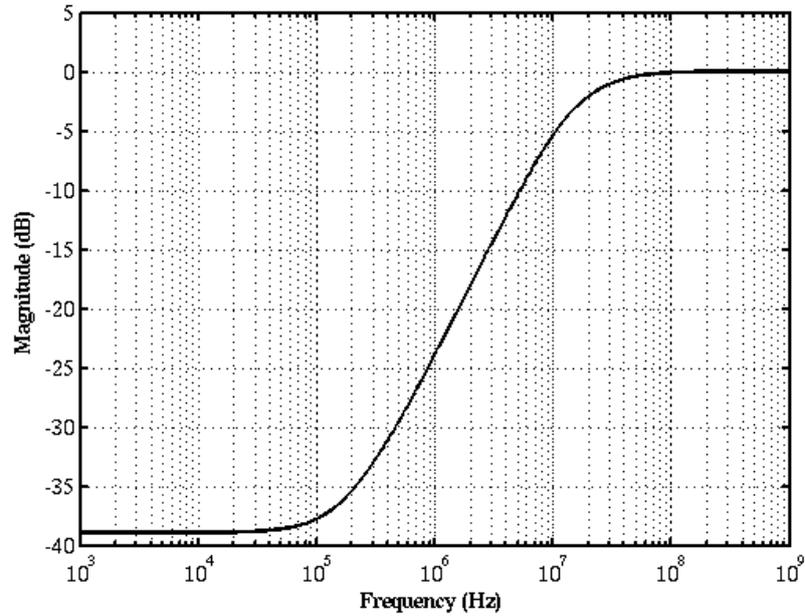


Figura 4.27. – Diagrama de magnitude da FT do MΣΔMBPOSTER em relação ao sinal de erro de quantização no domínio da frequência amostrada

4.2.3.4. Relação Sinal/Ruído

A potência média do ruído na saída do conversor $\Sigma\Delta$ com sensor de primeira ordem, σ_{ey}^2 , no domínio da frequência, é calculada a partir da densidade espectral do ruído na saída do modulador $\Sigma\Delta$. Supondo que o sinal de saída do modulador $\Sigma\Delta$ tenha sido filtrado por um filtro ideal na frequência de banda do sinal. Tem-se, então [33]:

$$\sigma_{ey}^2 = \int_{-f_B}^{f_B} |E_y(f)|^2 df = \frac{\sigma_{rms}^2}{OSR} \frac{(1-r^2)}{(1-q^2)} \quad (4.91)$$

A potência média do ruído de quantização do CΣΔMBPOSTER possui apenas um termo multiplicando o valor da potência média do ruído do quantizador de 1 bit à taxa de Nyquist, σ_{rms}^2 . Esse termo é inversamente proporcional à taxa de sobre-amostragem do conversor e ao termo $(1-q)^2$, e é diretamente proporcional ao termo $(1-r)^2$. A partir da Figura 4.26 pode-se observar que o zero (O) está muito mais próximo do círculo unitário no plano z que o pólo (X) do modulador $\Sigma\Delta$ térmico.

4.2.3.5. Resolução do Conversor $\Sigma\Delta$ com Sensor

A resolução em termos do número de bits pode ser determinada utilizando-se as expressões que representam a potência do ruído de quantização na saída do C $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, equivalente ao de um conversor A/D à taxa de Nyquist. Para isso, é necessário comparar a potência de saída do ruído de um conversor A/D de N-bits, à taxa de Nyquist, com a potência de saída do ruído do C $\Sigma\Delta$ MBPOSTER, e estimar o valor de N [75].

$$N = -\frac{1}{2} \log_2 \left\{ \frac{1}{OSR} \frac{(1-r)^2}{(1-q)^2} \right\} \quad (4.92)$$

A partir dos resultados de simulação apresentados na Figura 4.28 pode-se observar a variação da resolução do conversor A/D $\Sigma\Delta$ com sensor termorresistivo em função da taxa de sobre-amostragem aplicada ao conversor. Nota-se também nesta figura que a resolução é incrementada em aproximadamente 0,5 bits quando é dobrada a taxa de sobre-amostragem.

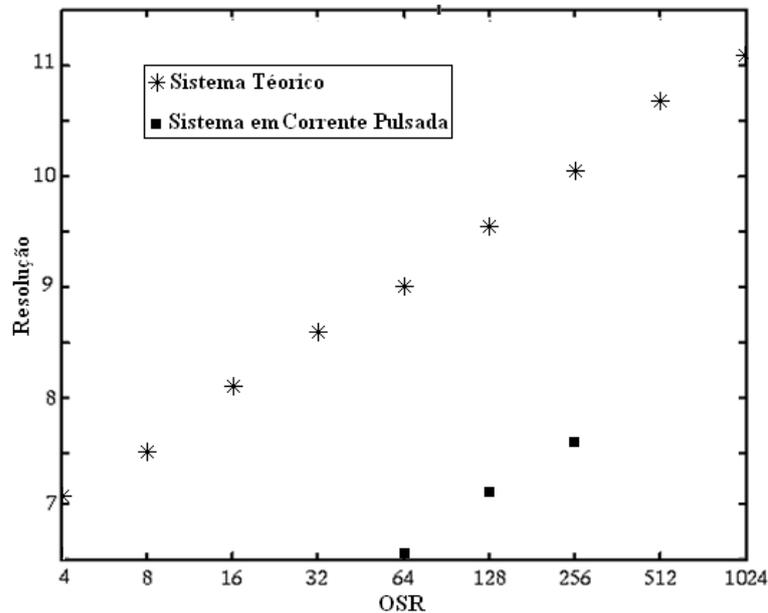


Figura 4.28. – Resultados de simulação: Resolução (bits) em função da taxa de sobre-amostragem

4.2.4. Avaliação dos Resultados de Simulação em ambiente MATLAB

A partir dos resultados de simulação do modelo funcional em ambiente Matlab[®] (Simulink) do anemômetro baseado em modulação $\Sigma\Delta$ com sensor termo-resistivo, seções 4.2.2.2 e 4.2.2.3, verificou-se que no modelo do C $\Sigma\Delta$ MBPOSTER em corrente pulsada, as etapas de conversão e de realimentação foram bem sucedidas. Isto pode ser observado verificando-se tanto os sinais obtidos na saída do conversor (senóide e degrau de velocidade) são semelhantes aos sinais inseridos na sua entrada quanto o valor pré-definido de T_s (180 °C) que permaneceu praticamente constante (pequena variação). Estes resultados de simulação servem como validação de um dos objetivos deste trabalho de tese que é a viabilidade da arquitetura de um modulador $\Sigma\Delta$ térmico utilizando as características do sensor (comportamento estático e dinâmico).

Em função da necessidade de se implementar a partir de um modelo funcional (matemático) um modelo em nível de transistor (elétrico), foi escolhido o simulador ADMS, no qual a linguagem utilizada é o VHDL-AMS. A escolha deste simulador foi feita em função de sua disponibilidade nas Instituições de Ensino Superior participantes do acordo de co-tutela (UFCG e UPMC), da facilidade de utilização da linguagem VHDL-AMS e da possibilidade de projetar este modulador $\Sigma\Delta$ térmico em um sistema compatível com tecnologia CMOS.

4.3. Projeto VHDL-AMS

4.3.1. Modelagem dos Subistemas

No presente trabalho é desenvolvido um modelo VHDL-AMS de um sistema de medição realimentado com sensor termo-resistivo, baseado na modulação $\Sigma\Delta$ semelhante ao simulado inicialmente em ambiente Matlab[®]. Pretende-se então, refazer passo a passo o bloco funcional mais crítico deste sistema de medição e o possível causador da perda de resolução no sistema, o bloco do modulador PWM.

Neste item é desenvolvida uma sequência de passos que visam simplificar a implementação do bloco do modulador PWM. Assume-se como ponto de partida a relação entre a duração máxima e a mínima do sinal PWM e a grandeza a ser medida, pois esta grandeza modula o sinal de saída do PWM. Com o intuito de facilitar o desenvolvimento das deduções, alguns conceitos e algumas equações já abordados anteriormente serão aqui reescritos. São deduzidas inicialmente as equações de projeto para o caso do medidor de temperatura ambiente (T_a) e a posteriori para o medidor radiação solar (H) e para o medidor de velocidade de fluido (\mathcal{V}).

4.3.1.1. Dedução das Equações: Temperatura Ambiente

Considerando a temperatura ambiente como sendo a única grandeza do meio e que o sensor é aquecido por efeito Joule, na condição de equilíbrio térmico e de regime estático, a potência elétrica de aquecimento do sensor (P_e) é igual a:

$$P_e = G_{th} (T_s - T_a) \quad (4.93)$$

em que: G_{th} é a condutância térmica de transferência de calor do sensor para o meio, T_s é a temperatura do sensor e T_a é a temperatura do meio.

Se o sensor for alimentado por um sinal periódico de corrente, a potência elétrica é dada por:

$$P_e = I_{ef}^2 R_s \quad (4.94)$$

em que: I_{ef} é o valor eficaz do sinal de corrente que alimenta o sensor e R_s é a resistência elétrica.

Substituindo a equação (4.93) na equação (4.94) obtém-se uma equação em função da corrente eficaz, dada por:

$$I_{ef}^2 = \frac{G_{th} (T_s - T_a)}{R_s} \quad (4.95)$$

Para valores de T_s e R_s constantes, a equação (4.95) representa a equação de uma reta com duas variáveis, I_{ef}^2 e T_a , conforme pode ser observado na Figura 4.29. Nota-se também que o valor máximo de I_{ef}^2 ($I_{ef_max}^2$) ocorre para um valor de T_a mínimo (T_{a_min}), e que o valor mínimo de I_{ef}^2 ($I_{ef_min}^2$) ocorre para um valor de T_a máximo (T_{a_max}).

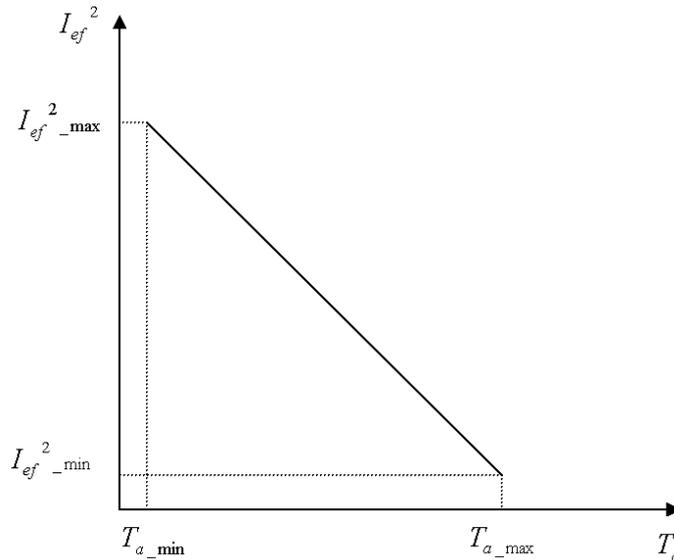


Figura 4.29. – I_{ef}^2 em função de T_a para T_s constante.

Para um sinal de corrente PWM, com duração de pulso T_{pwm} , período T e amplitude I_p (Figura 4.30), o valor eficaz da corrente ao quadrado é:

$$I_{ef}^2 = I_p \frac{T_{pwm}}{T} \quad (4.96)$$

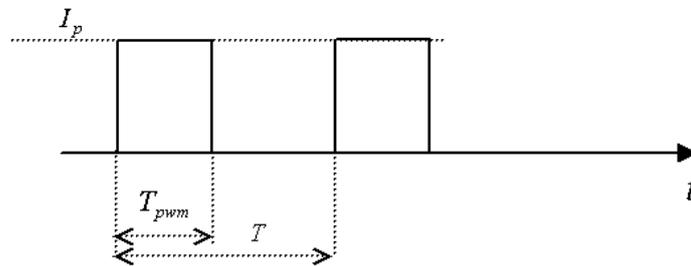


Figura 4.30. – Pulso de corrente PWM

A relação entre a duração máxima e mínima do sinal PWM ($ratio_T_{pwm}$) é apresentado na equação (4.97), considerou-se que para $I_{ef_min}^2$, $T_{pwm} = T_{pwm_1}$ e que para $I_{ef_max}^2$, $T_{pwm} = T_{pwm_0}$, tem-se:

$$\frac{I_{ef_max}^2}{I_{ef_min}^2} = \frac{T_{pwm_1}}{T_{pwm_0}} = ratio_T_{pwm} \quad (4.97)$$

Substituindo a equação (4.96) na equação (4.95), tem-se:

$$I_p^2 \frac{T_{pwm}}{T} = \frac{G_{th}}{R_s} (T_s - T_a) \quad (4.98)$$

Usando a relação de I_{ef}^2 para os valores de T_{a_min} e T_{a_max} , isto é $I_{ef_max}^2/I_{ef_min}^2$, e (4.97) e (4.98), tem-se:

$$ratio_T_{pwm} = \frac{T_s - T_{a_min}}{T_s - T_{a_max}} \quad (4.99)$$

Reescrevendo a equação (4.99) em função de T_s , tem-se:

$$T_s = \frac{ratio_T_{pwm} T_{a_max} - T_{a_min}}{ratio_T_{pwm} - 1} \quad (4.100)$$

Conhecida a temperatura do sensor e os parâmetros da equação que relacionam a resistência com temperatura, pode-se então, determinar o valor de R_s (utilizando a equação (4.44), $R_s = R_0[1 + \beta (T_s - T_0)]$) para o valor de T_s dada pela equação (4.100).

Uma vez conhecidos os valores de R_s e T_s da equação (4.95), pode-se determinar os valores máximo e mínimo da corrente eficaz ao quadrado, como sendo:

$$I_{ef_max}^2 = G_{th} (T_s - T_{a_min}) R_s \quad (4.101)$$

e

$$I_{ef_min}^2 = G_{th} (T_s - T_{a_max}) R_s \quad (4.102)$$

Para a determinação da constante de tempo aparente do sensor pode-se escolher o ponto de temperatura média que corresponde ao ponto de corrente quadrática média, que é dada por:

$$I_{ef_med}^2 = \frac{I_{ef_max}^2 + I_{ef_min}^2}{2} \quad (4.103)$$

A estimação da constante de tempo aparente em função da corrente quadrática média (4.103) é dada por:

$$\tau_a = \frac{C_{th}}{k_t I_{ef_med}^2 - G_{th}} \quad (4.104)$$

em que k_t é a derivada da resistência em função da temperatura no ponto de operação.

Para que o sensor tenha característica de um integrador, o período de amostragem do modulador (T) deve ser muito menor que a constante de tempo aparente do sensor, determinada na equação (4.104). Para garantir essa característica de integração, adotou-se a relação empírica abordada em [4]:

$$T = \frac{\tau_a}{10} \quad (4.105)$$

O valor de I_p (Figura 4.30) pode ser determinado a partir de um dos valores de I_{ef}^2 , como por exemplo:

$$I_p = \left(\frac{I_{ef_max}^2 T}{T_{pwm_1}} \right)^{0,5} \quad (4.106)$$

Sendo conhecido o valor de I_p , pode-se determinar o valor de tensão de referência ($V_{ref} = I_p R_s$) do modulador $\Sigma\Delta$.

Uma vez conhecidos os parâmetros do sensor, definidos os valores da faixa de medição, fixado o valor da relação entre as larguras do sinal PWM e determinadas as condições iniciais de funcionamento (V_{ref} e I_p) do modulador $\Sigma\Delta$ térmico como termômetro, foi desenvolvido uma rotina em ambiente Matlab[®] para determinação dos parâmetros necessários a sua simulação funcional ambiente VHDL-AMS[®].

4.3.1.2. Dedução das Equações: Radiação Térmica

Para determinação dos parâmetros iniciais para o funcionamento do MΣΔMBPOSTER como medidor de radiação térmica seguem-se os mesmos procedimentos realizados para o caso do MΣΔMBPOSTER como medidor de temperatura ambiente. Entretanto, algumas considerações devem ser feitas, pois no caso da medição de radiação térmica, a corrente eficaz ao quadrado depende tanto da radiação térmica quanto da temperatura ambiente, como mostrado na Figura 4.31 e como observado na equação (4.107).

$$I_{ef}^2 = \frac{G_{th}(T_s - T_a) - \alpha SH}{R_s} \quad (4.107)$$

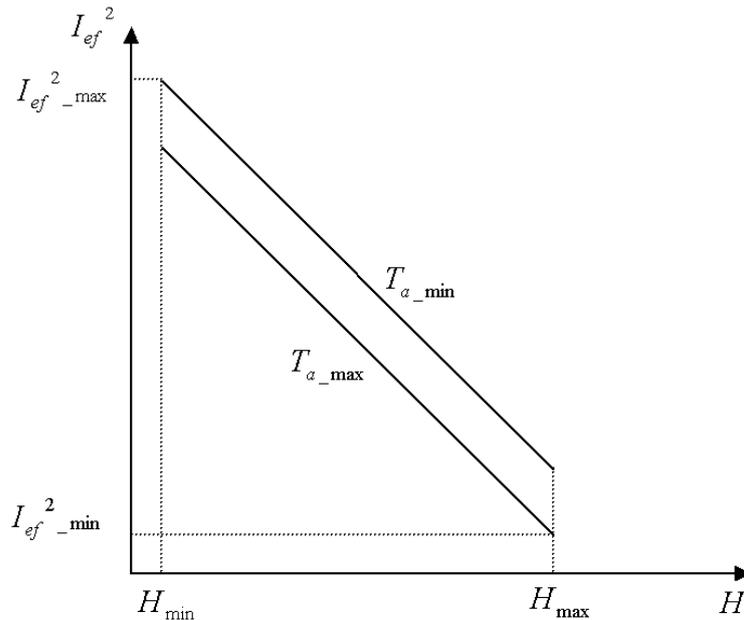


Figura 4.31. – Corrente eficaz ao quadrado em função da radiação térmica e da temperatura ambiente.

Usando as equações (4.96) e (4.107), tem-se:

$$I_p^2 \frac{T_{pwm}}{T} = \frac{G_{th}(T_s - T_a) - \alpha SH}{R_s} \quad (4.108)$$

Utilizando a equação (4.108) para as condições de corrente eficaz ao quadrado, máxima e mínima, tem-se:

$$ratio_T_{pwm} = \frac{G_{th}(T_s - T_{a_min}) - \alpha SH_{min}}{G_{th}(T_s - T_{a_max}) - \alpha SH_{max}} \quad (4.109)$$

Reescrevendo a equação (4.109) em função de T_s , tem-se:

$$T_s = \frac{ratio_T_{pwm} (G_{th} T_{a_max} + \alpha SH_{max}) - G_{th} T_{a_min} - \alpha SH_{min}}{G_{th} (ratio_T_{pwm} - 1)} \quad (4.110)$$

4.3.1.3. Dedução das Equações: Velocidade de Fluido

A determinação dos parâmetros iniciais para o funcionamento do M $\Sigma\Delta$ MBPOSTER como medidor de velocidade de fluido segue os mesmos procedimentos realizados para o caso dos medidores de temperatura ambiente e de radiação térmica. No gráfico da Figura 4.32, pode-se observar que a corrente eficaz ao quadrado depende tanto da velocidade quanto da temperatura ambiente. Nota-se, também, a partir da Figura 4.32, que existe uma relação não-linear entre as grandezas I_{ef}^2 e \mathcal{G} .

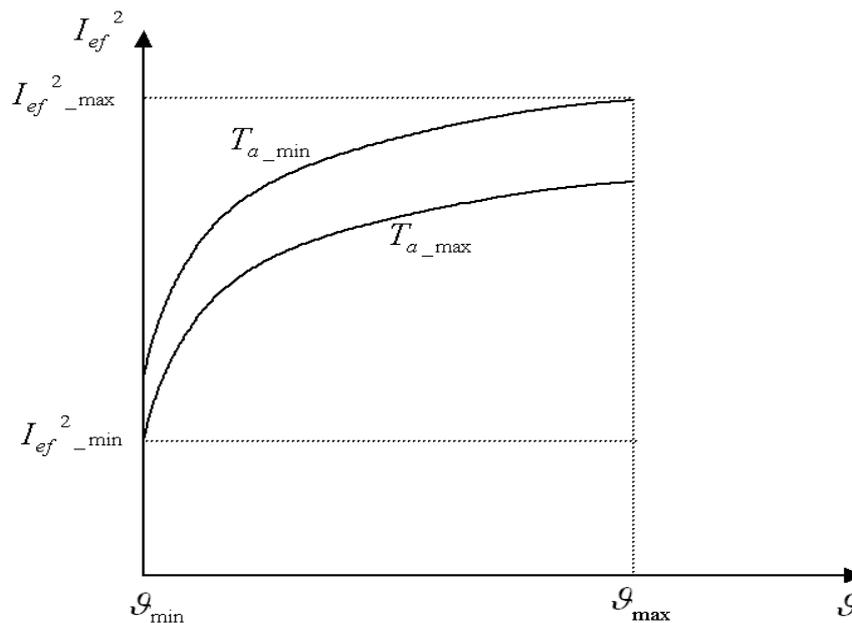


Figura 4.32. – Corrente eficaz ao quadrado em função da velocidade do fluido e da temperatura ambiente.

Usando a equação (4.98) para as condições limites de corrente eficaz ao quadrado, tem-se:

$$ratio_T_{pwm} = \frac{G_{th_max} (T_s - T_{a_min})}{G_{th} (T_s - T_{a_max})} \quad (4.111)$$

Reescreve-se a equação (4.111) em função de T_s

$$T_s = \frac{ratio_T_{pwm} G_{th_min} T_{a_max} - G_{th_max} T_{a_min}}{ratio_T_{pwm} G_{th_min} - G_{th_max}} \quad (4.112)$$

Na medição de velocidade de fluido, a constante de tempo aparente (4.104), τ_a , depende do valor da corrente ao quadrado e da velocidade do fluido, pois G_{th} depende da velocidade ($G_{th} = S(a+b g^n)$). Logo, sugere-se para cálculo desta constante de tempo, pode-se escolher o ponto de corrente eficaz quadrática média utiliza-se a equação (4.103), e a velocidade média utilizando a equação (4.113).

$$g_{med} = \left(\frac{g_{min}^n + g_{max}^n}{2} \right)^{1/n} \quad (4.113)$$

4.3.2. Modelo VHDL-AMS do Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico

A partir das equações de projeto propostas no item anterior, foram estimados os valores das grandezas utilizadas no projeto elétrico do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. No entanto, alguns desses dados serão utilizados aqui para realizar a simulação funcional do circuito que será projetado a fim demonstrar que o mesmo é viável. Os resultados de simulação obtidos serão comparados com aqueles obtidos da simulação elétrica do circuito final (capítulo 5). Foi escolhida a dedução de projeto para o caso do medidor de temperatura ambiente, por este ser o caso mais simples entre os medidores abordados. A estimação das grandezas necessárias (V_{ref} , I_{pwm} , T_{pwm} , etc.) à simulação foi realizada em ambiente Matlab[®].

A linguagem VHDL-AMS é utilizada juntamente com o simulador ADMS para modelar comportamento do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. Na Figura 4.33 é

apresentado um diagrama de blocos e uma representação do sinal de corrente PWM resultante dos processos de funcionamento do modulador proposto. Este modelo funcional do modulador está dividido em três blocos funcionais: um comparador, um sensor termo-resistivo e um modulador PWM. Nos próximos subitens cada um destes blocos será discriminado e simulado para verificar tanto seu funcionamento quanto seu desempenho.

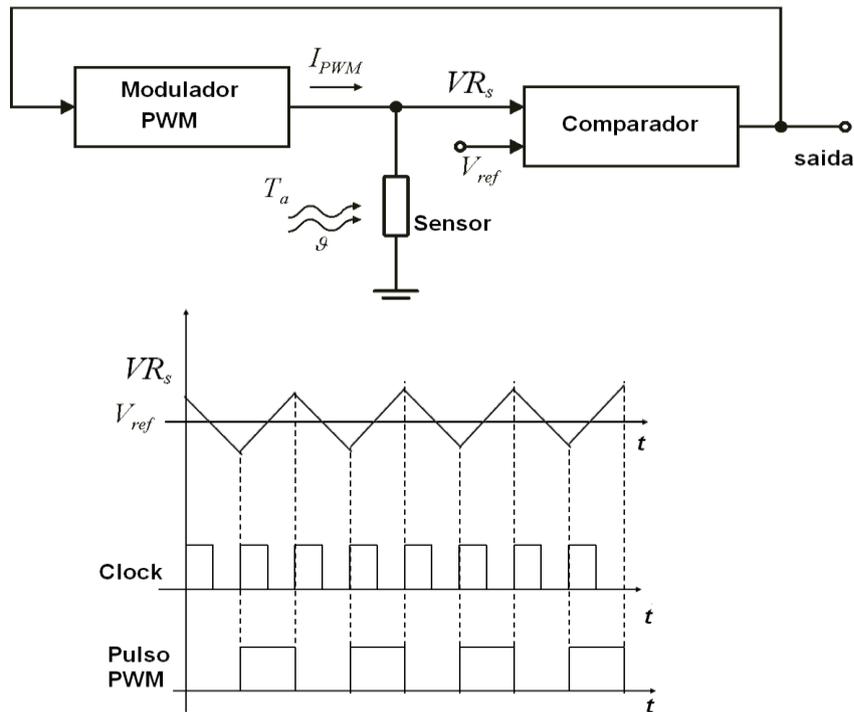


Figura 4.33. – Diagrama de blocos e representação do sinal de corrente PWM resultante dos processos de funcionamento do modulador $\Sigma\Delta$ Térmico

4.3.2.1. Projeto Top-Down com VHDL-AMS

A metodologia de projeto utilizada neste trabalho de Tese foi a do tipo *top-down*, já mencionada no capítulo 2. A escolha da metodologia foi feita em função deste ser iniciado no nível de modelagem comportamental do circuito proposto até atingir o seu nível físico (nível de transistor).

A combinação de uma grande velocidade de simulação utilizando modelos comportamentais de alto-nível com a capacidade de executar projetos paramétricos faz da linguagem de *hardware*, VHDL-AMS, a ferramenta adequada para simulação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. Um diagrama de blocos explicativo

contendo o fluxograma da metodologia *Top-down* e *Bottom-up* é apresentado na Figura 4.34 [76].



Figura 4.34. – Metodologias de projeto: *Top-down*, para modelagem e construção e *Bottom-up*, para verificação [76]

A seguir, são apresentados os modelos funcionais dos blocos, descritos em VHDL-AMS, utilizados no processo de simulação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. Os resultados de simulação referentes a cada um dos blocos do sistema realimentado da Figura 4.33, serão apresentados no item 4.3.2.2.

A. Bloco Comparador

O principal parâmetro a ser considerado no modelo funcional do comparador é a velocidade, tempo de resposta, que deve ser a maior possível para não comprometer o tempo disponível para o processo de integração. Além disso, são feitas outras considerações sobre o funcionamento funcional do comparador: Assume-se inicialmente que:

- Uma histerese de até 5% da amplitude do sinal de entrada é considerada desprezível;
- O ruído térmico também é considerado desprezível;
- Não há a necessidade de cancelamento de tensão de *offset*;

É importante salientar que a sensibilidade do modulador $\Sigma\Delta$ à histerese do comparador é várias ordens de grandeza menor que em conversores que trabalham à taxa de Nyquist.

O código fonte do comparador proposto utilizando a linguagem de *hardware* VHDL-AMS é apresentado na Figura 4.35. O bloco do comparador é constituído de 2 entradas (uma proveniente do sensor e outra proveniente do valor de tensão de referência (V_{ref}) obtido nas condições de regime permanente) e uma saída (correspondendo a um sinal quantizado referente à temperatura do sensor). Neste bloco, o valor de V_{ref} é subtraído do valor de tensão oriunda do sensor e desta operação o sinal resultante é convertido em um valor de tensão +1 e -1.

```

ARCHITECTURE comparador OF comp IS
quantity in_moins across t_in_moins;
quantity in_plus across t_in_plus;
quantity delta: real;
BEGIN
delta == (in_plus - in_moins);
p1 : process
begin
output <= V_out ;
loop
if (clk'event and clk = '1') then
if (delta > 0.0 )then
output <= V_out;
else
output <= - V_out;
end if;
end if;
wait on clk;
end loop ;
end process p1;
END ARCHITECTURE comparador;

```

Figura 4.35. Código fonte do modelo do comparador

B. Bloco Modulador PWM.

O código fonte que modela o modulador PWM proposto, utilizando a linguagem de *hardware* VHDL-AMS, é apresentado na Figura 4.36. Este modulador é responsável por receber o sinal amostrado (+1, -1) proveniente da saída do bloco do comparador e transformá-lo em um sinal de corrente PWM.

Este bloco funcional é composto por um terminal de entrada (saída do bloco comparador) e um terminal de saída.

```

ARCHITECTURE modulador_PWM OF PWM IS
quantity VVoutq across IVoutq through Voutn to Voutp;
signal clk1: std_logic := '0';
begin
  A : process
    variable tauTp : real;
    begin
      clk11 <= '0';
      loop
        wait on clk ;
        if (clk'event and clk='1') then
          if (in_dac <= 0.0) then
            tauTp := 0.0 ;else
            tauTp := 0.9;
          end if;
          clk11 <= '0';
          wait for tauTp * Tp;
          clk11 <= '1';
        end if;
      end loop ;
    end process A;
    break on clk1;
    if (clk1 = '1') use
      IVoutq == VMAX; else
      IVoutq == VMIN;
    end use;
  end ARCHITECTURE modulador_PWM;

```

Figura 4.36. – Código fonte do modelo do modulador PWM

C. Bloco Sensor

Na Figura 4.37 é apresentado o código fonte do sensor termo-resistivo utilizando a linguagem padrão VHDL-AMS. Este código é composto basicamente da modelagem de R_s proveniente da equação (4.44) e pelo princípio da equivalência elétrica, equação (4.42). O bloco do sensor é constituído por um terminal de entrada e um de saída ligado ao potencial terra analógico. O terminal de entrada do bloco sensor corresponde ao terminal proveniente da saída do modulador PWM e a entrada do bloco comparador.

```

ARCHITECTURE arch_Sensor OF Sensor IS
terminal Tout: thermal;
quantity V across speed;
quantity RAD across radiation;
quantity U across I through Uin to Uout;
quantity T across P through Tout;
quantity TA across Tin;
quantity H : real;
quantity R : real;
quantity Temp : real;
BEGIN
Rs== R0 + R0 * ALFA * T;
U == R * I;
H == A + B * (V**N);
Temp == ((U * I) - H * S * (T - TA) + ( $\alpha$  * RAD * S)) / Cth;
T == Ts0 + Temp'integ ;
END ARCHITECTURE arch_Sensor;

```

Figura 4.37. – Código fonte do modelo do sensor

4.3.2.2. Simulações em ambiente VHDL-AMS

O Simulador ADMS foi empregado para simular o código desenvolvido em linguagem VHDL-AMS do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto. Uma onda senoidal de temperatura igual a $T_a(t) = 20 + 2\text{sen}(\pi*t/10^2)$ °C é aplicada ao modulador $\Sigma\Delta$ no instante $t = 0$ s. Os gráficos referentes ao funcionamento dos blocos do sistema realimentado proposto a temperatura constante são apresentados nas Figuras 4.38, 4.39 e 4.40. As características do sensor do tipo PTC usadas neste trabalho de Tese para avaliar o sistema realimentado do modulador sigma delta são os mesmos utilizados no item 4.1 deste capítulo.

A partir da entrada senoidal aplicada, Figura 4.38 a), observou-se que a temperatura do sensor conservou-se próxima do valor estimado de projeto (80 °C) e que esta forma de onda seguiu as características do sinal senoidal de temperatura ambiente, conforme mostrado na Figura 4.38 b).

É mostrado a partir dos gráficos da Figura 4.39 o resultado da simulação referente ao funcionamento do bloco comparador. O gráfico da Figura 4.39 a) corresponde ao sinal de saída do bloco comparador, sinal amostrado (+1, -1), que é proveniente da comparação existente em um determinado tempo (*clock*), Figura

4.39 b), entre o valor de tensão de referência V_{ref} e o valor de tensão oriunda do sensor, VR_s .

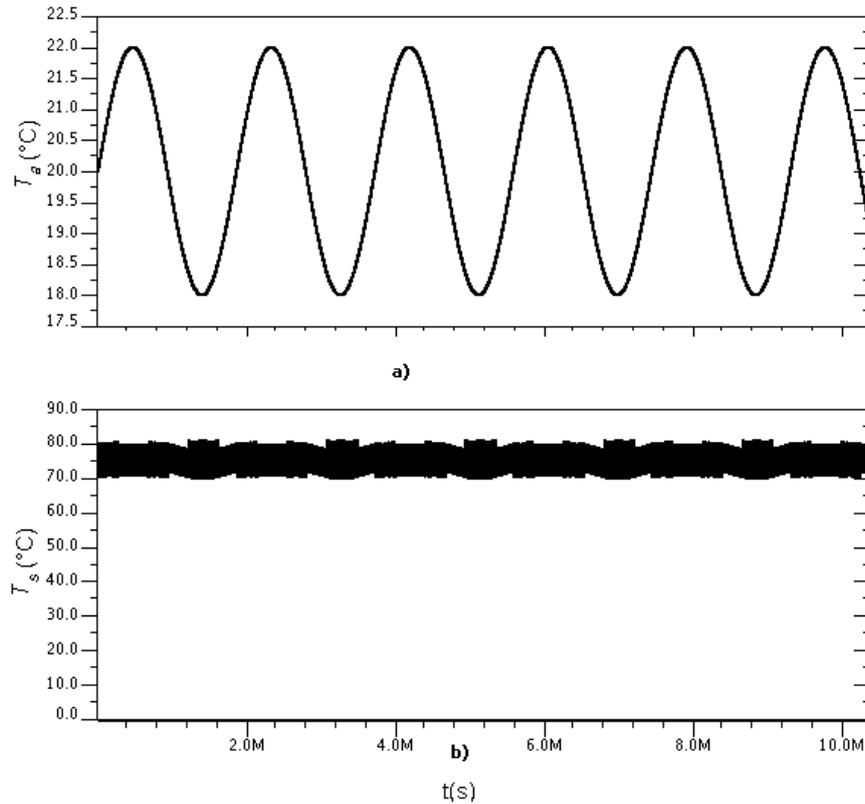


Figura 4.38. – Relação do sinal: a) de entrada no sensor (T_a); b) variação de T_s

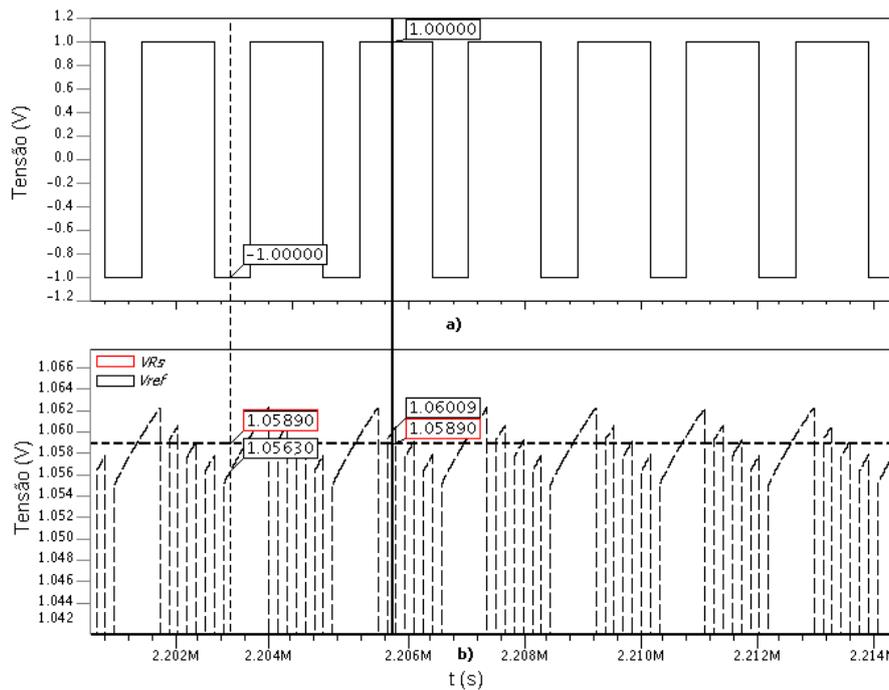


Figura 4.39. – Resultado de simulação do bloco comparador: a) sinais de entrada (VR_s e V_{ref}); b) sinal de saída (amostrado em +1 e -1))

O resultado da simulação referente ao bloco do modulador PWM é mostrado na Figura 4.40. O gráfico da figura 4.40 a) corresponde ao sinal amostrado (+1 e -1) que é proveniente da saída do bloco do comparador. O gráfico da figura 4.40 b) corresponde ao sinal obtido na saída do bloco do modulador PWM, pulso de corrente PWM. Para melhor entendimento do gráfico dos pulsos de corrente, é necessário salientar que a relação entre a duração máxima e mínima do sinal PWM, ($ratio_T_{pwm}$), escolhida nesta simulação foi igual a 2, ou seja, o pulso de corrente aplicado para aquecer o sensor tem duração duas vezes maior que o pulso de corrente para desaquecê-lo.

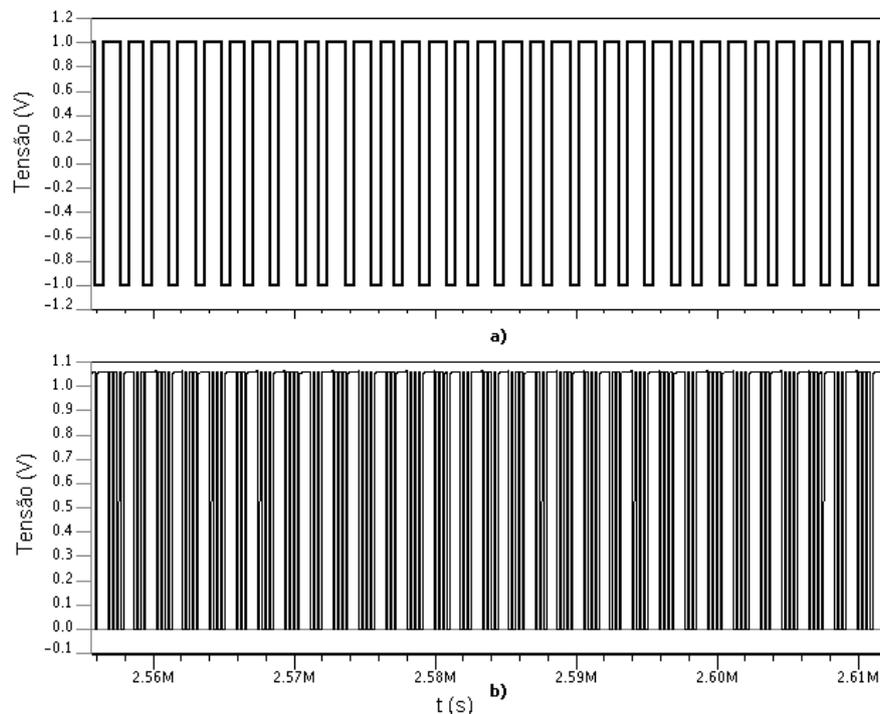


Figura 4.40. – Sinais de entrada e saída do bloco modulador PWM (sinal amostrado e pulso de corrente PWM, respectivamente)

Após a verificação do funcionamento do modulador proposto, faz-se uma avaliação da relação sinal-ruído e da resolução do sistema tendo como valor de taxa de sobre-amostragem igual a 512.

É importante salientar que este valor de taxa de sobre-amostragem do modulador de 1ª ordem proposto foi escolhido em função da análise da Figura 4.41, que mostra a relação entre a SNR e a taxa de sobre-amostragem para moduladores de 1ª, 2ª, 3ª e 4ª ordem [77], e do valor de resolução esperado de simulação.

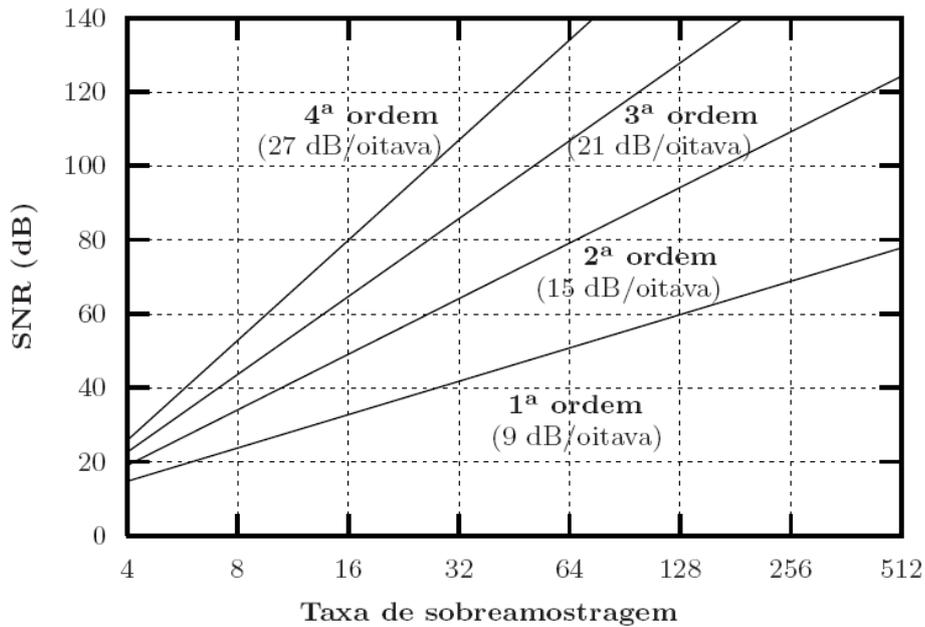


Figura 4.41. – Gráfico da relação SNR versus OSR para moduladores $\Sigma\Delta$ de 1ª, 2ª, 3ª e 4ª ordem

A partir dos resultados de simulação obtidos na saída do comparador, foram desenvolvidas rotinas, utilizando o *software* Matlab®, para o cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal de saída do modulador e para o cálculo da relação sinal/ruído (SNR) e da relação sinal/(ruído+distorção) (SNDR). Os arquivos com essas rotinas de programação estão no Apêndice B. O Espectro de frequência do sinal na saída do modulador para uma senóide aplicada à entrada do modulador com uma frequência de sobre-amostragem de 12,8 MHz é mostrada na Figura 4.42. A fundamental (frequência da senóide de entrada) está em 683 Hz para que se possa verificar até a 7ª harmônica dentro da banda de frequência do sinal (12,5 kHz).

Para obtenção dos resultados de SNR e de SNRD (mostrados nas Figuras 4.43 e 4.44) o modulador proposto foi simulado várias vezes variando-se a amplitude do sinal senoidal de entrada. Para cada simulação, foi calculada a SNR e a SNRD na banda de frequência do sinal. As curvas das Figuras 4.43 e 4.44 estão em função da amplitude de pico do sinal senoidal normalizada ($20 \log_{10} (V_{incremental}/V_{medio})$). É importante notar que tanto a SNR quanto SNRD tem maiores valores quanto menos atenuada é a tensão de entrada ($V_{incremental}$) em relação à tensão de referência (V_{medio}). Este processo de simulação variando a amplitude do

o sinal de entrada foi realizado com 3 diferentes frequências de sobre-amostragem (3,2 MHz, 12,8 MHz e 24,5 MHz). A partir dos gráficos da Figura 4.43, observou-se que com o incremento da frequência de sobre-amostragem (3.2 MHz, 12,8 MHz e 24,5 MHz) o valor do SNR obtido também é incrementado (respectivamente, 43,7 dB, 52,8 dB e 57,5 dB).

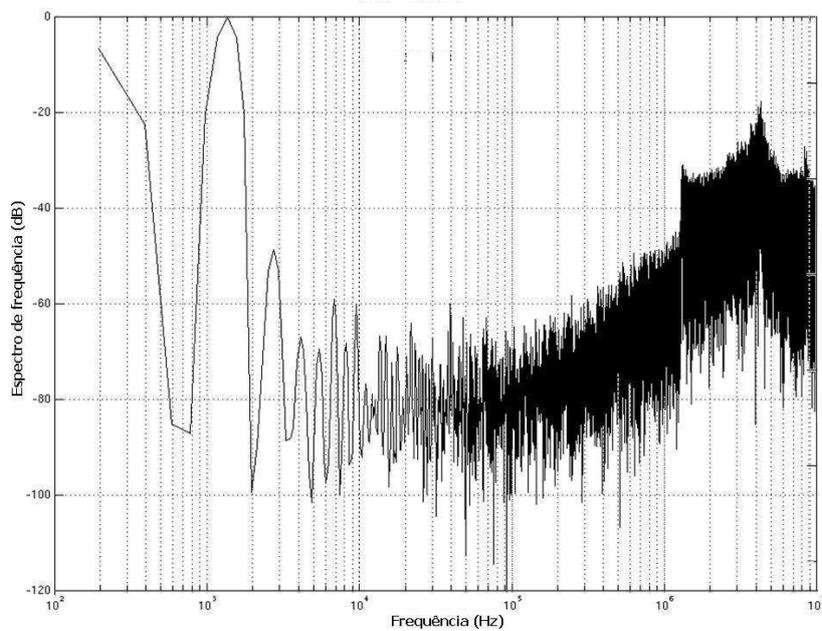


Figura 4.42. – Espectro de frequência do sinal de saída para uma senóide aplicada à entrada do modulador, com frequência de sobre-amostragem de 12,8 MHz

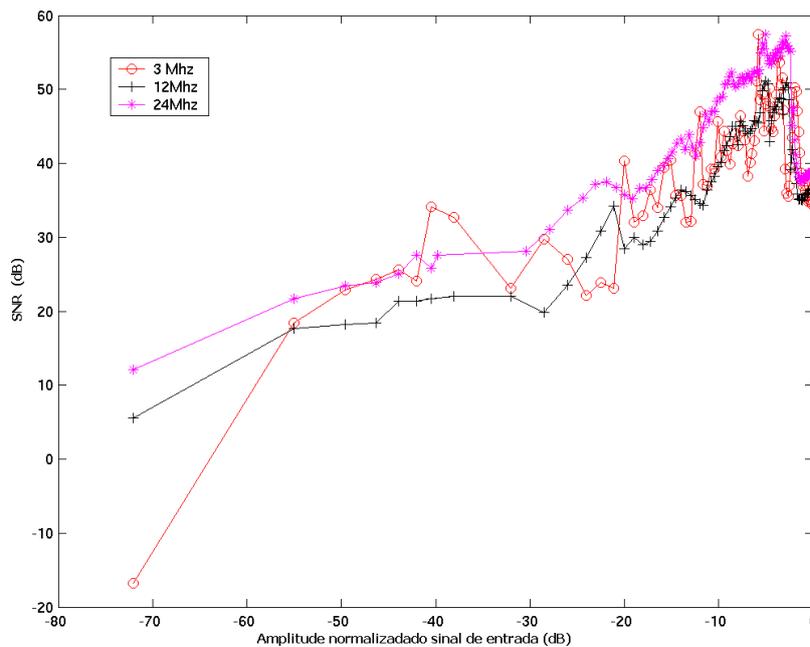


Figura 4.43. –SNR (dB) do modulador $\Sigma\Delta$ de 1ª ordem em função do sinal de entrada normalizado (dB)

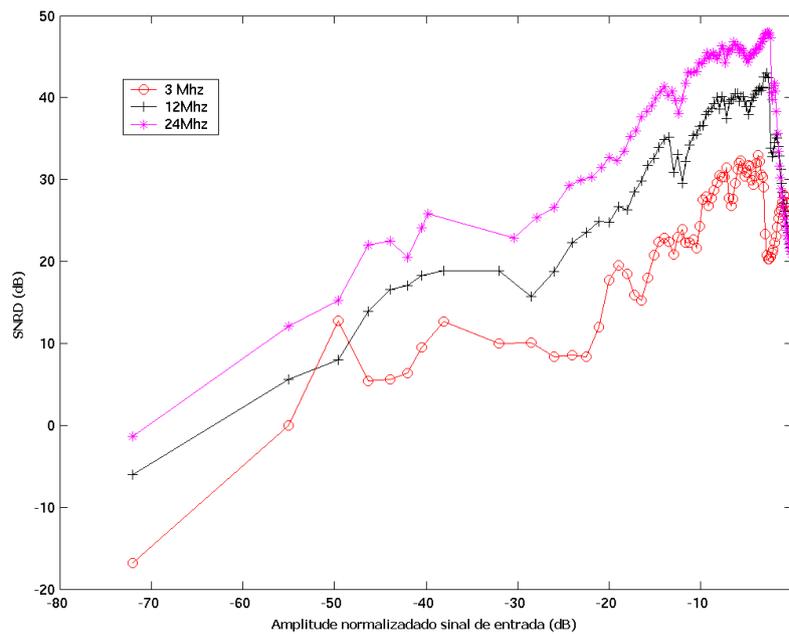


Figura 4.44. – SNRD (dB) do modulador $\Sigma\Delta$ de 1ª ordem em função do sinal de entrada normalizado (dB)

É mostrado na Figura 4.45, o comportamento dos limites de variação da temperatura do sensor do modulador $\Sigma\Delta$ térmico em relação à variação da frequência de sobre-amostragem. Verifica-se também a partir da Figura 4.45, que há uma menor variação na temperatura sensor à medida que a frequência de sobre-amostragem é incrementada.

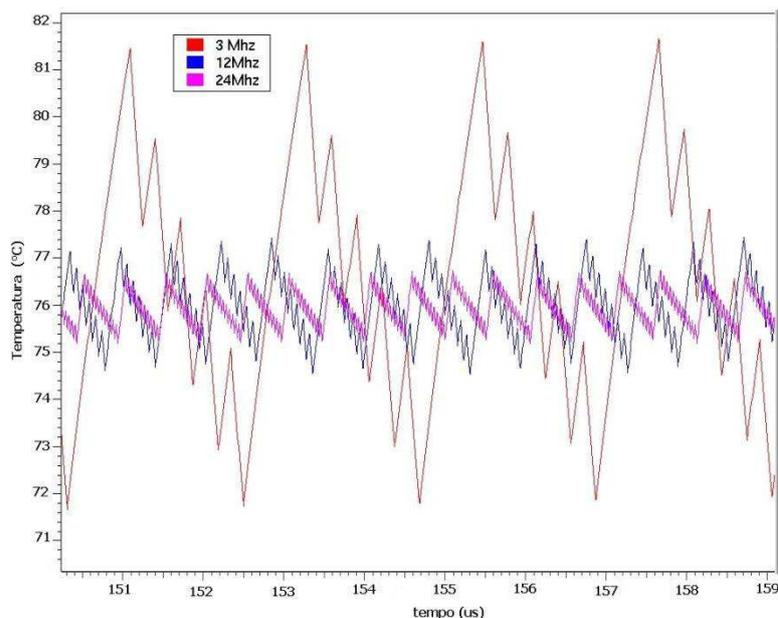


Figura 4.45. – Variação da temperatura do sensor com o incremento da frequência de sobre-amostragem

A partir dos resultados de simulação, obtidos e discutidos, da relação sinal-ruído, pode-se obter a resolução em número de bits do sistema proposto. Esta relação entre o número de bits e a SNR é dada por [78]:

$$SNR = 6,02 \cdot n + 1,76 \quad (4.114)$$

sendo n , o número de bits do modulador.

Assim, para os valores de SNR obtidos em simulação e iguais a 57,5 dB, 52,8 dB e 43,7 dB têm-se, respectivamente, n igual a 9,3 bits, 8,5 bits e 7 bits.

Em função da análise de desempenho dos resultados obtidos do sistema de medição proposto em ambiente VHDL-AMS e com a finalidade de realizar uma análise bem próxima da proposta do circuito real, pretende-se substituir os blocos do modelo funcional do modulador $\Sigma\Delta$ térmico por blocos em nível de transistor. Utilizou-se, na concepção do projeto dos transistores, a tecnologia CMOS MOSIS TSMC 0,35 μ m.

4.4. Considerações Parciais.

Neste capítulo foi apresentado inicialmente o estudo de caso do anemômetro com micro-sensor termo-resistivo, seu funcionamento e os procedimentos necessários às simulações em ambiente Matlab[®], validando o modelo funcional da estrutura $\Sigma\Delta$ proposta. Quanto à modelagem e a simulação em ambiente VHDL-AMS, verificou-se que a partir da análise de desempenho e da comparação destes resultados que houve um aumento nos valores de SNR e de resolução em número de bits em função do incremento (3,2 MHz, 12,8 MHz e 24,5 MHz) destas frequências de sobre-amostragem para um mesmo valor de OSR.

Capítulo 5

PROJETO DO $\Sigma\Delta$ TÉRMICO

5.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o projeto do modulador $\Sigma\Delta$ Térmico proposto em nível de transistores até a concepção do leiaute deste circuito. Neste projeto é feita a substituição dos blocos funcionais do modelo do modulador $\Sigma\Delta$ em ambiente VHDL-AMS por blocos em nível de transistor. A tecnologia CMOS utilizada na concepção de projeto dos transistores foi a *MOSIS TSMC 0,35 μm* . Os resultados de simulação do modulador $\Sigma\Delta$ proposto são apresentados e discutidos de forma a avaliar seu desempenho.

5.2. Circuito do Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico

Com base nas especificações dos parâmetros iniciais (I_{pwm} e VR_s) oriundas do projeto do sistema realimentado do modulador $\Sigma\Delta$ térmico desenvolvido em ambiente Matlab[®], item 4.2 do capítulo 4, foi possível dimensionar os transistores do circuito proposto utilizando a ferramenta baseada em conhecimento OCEANE, o modulo COMDIAC (*Compilateur de Dispositifs Actifs*), dedicada ao dimensionamento de circuitos analógicos [79] e os conceitos de projeto de circuito CMOS [80,81].

Os parâmetros de projeto usados na implementação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto são os mesmos utilizados anteriormente na simulação do seu modelo funcional em ambiente VHDL-AMS.

O circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto é equivalente ao diagrama de blocos apresentado na Figura 5.1. Ele é composto por dois sub-circuitos, um digital e outro analógico. O circuito analógico é formado pelo circuito de alimentação do sensor e por um comparador de tensão. O circuito digital é composto por um segurador-amostrador e um circuito lógico PWM. Entretanto, com o intuito de facilitar o entendimento da aplicação de corrente sobre o sensor é feita a junção do circuito de alimentação com o circuito lógico PWM, denominado doravante de Fonte de Corrente PWM.

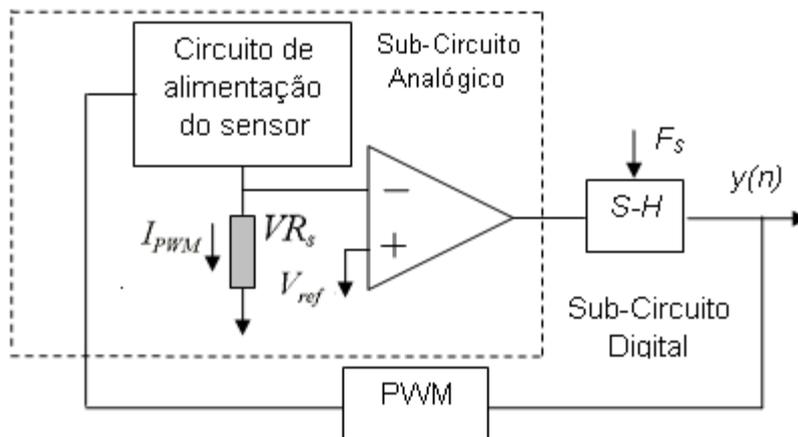


Figura 5.1. – Diagrama de blocos do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto

Na Figura 5.2 é apresentado o diagrama elétrico do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico que será implementado.

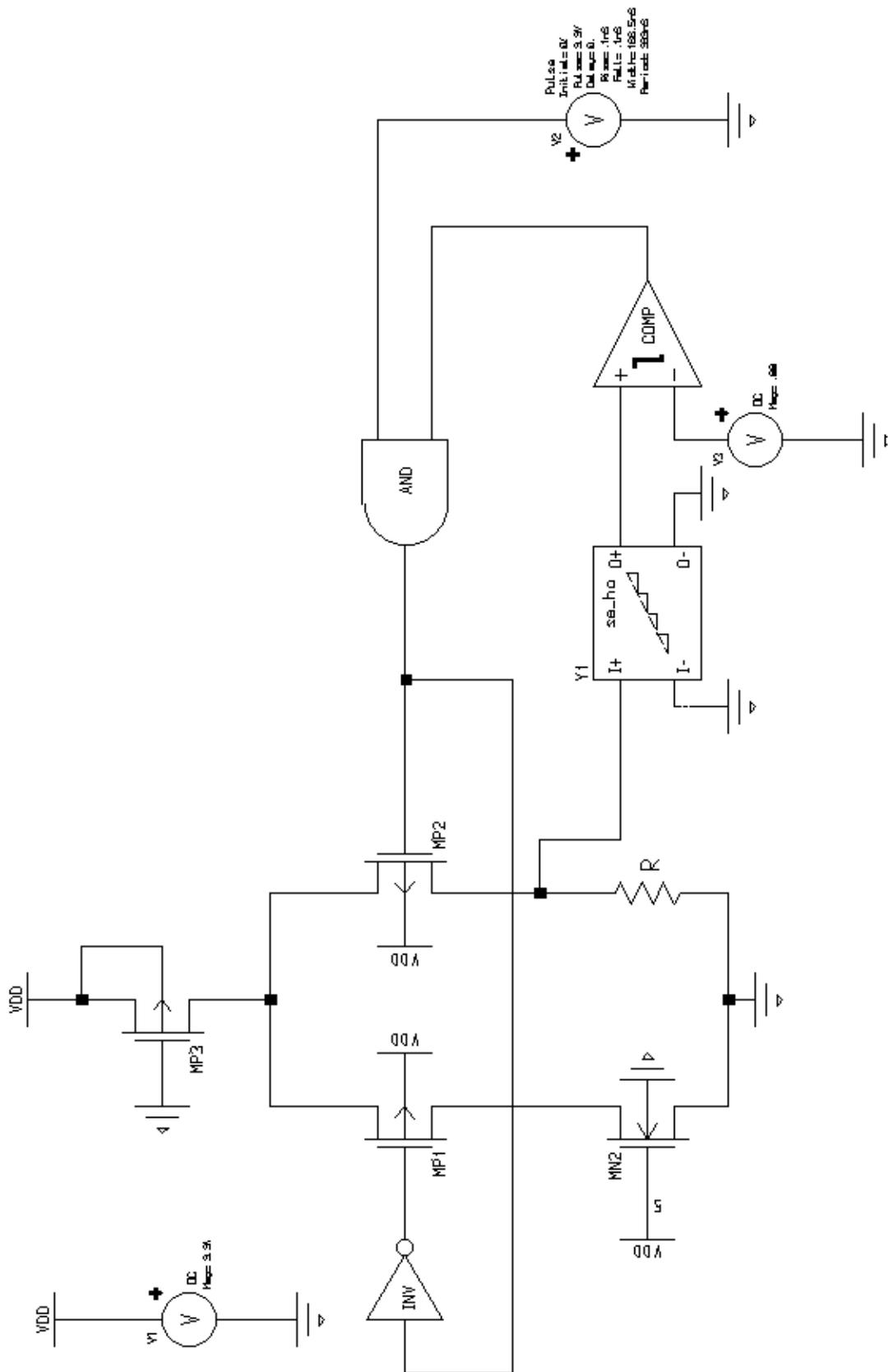


Figura 5.2. – Circuito elétrico do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto

5.2.1. Sub-Circuitos do Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico

Os sub-circuitos do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto são compostos por um comparador de tensão e uma Fonte de Corrente PWM. O circuito segurador-amostrador não é abordado em função de sua simplicidade. Os detalhes de projeto deste sub-circuitos são apresentados a seguir.

5.2.1.1. Fonte de Corrente PWM

Os circuitos que fazem parte da Fonte de Corrente PWM, circuito de alimentação e circuito lógico PWM, são detalhados a seguir. O circuito de alimentação do sensor é composto por uma fonte de corrente ligada a um par diferencial. Este circuito de alimentação funciona, basicamente, com a aplicação de um pulso de corrente em um dos braços do par diferencial. É possível através do chaveamento de transistores, aplicar ou não um valor de corrente sobre o sensor inserido em uma das extremidades do circuito proposto. O circuito de alimentação proposto utiliza 4 transistores (3 PMOS e 1 NMOS), como mostrado na Figura 5.3.

A fonte de corrente fornece ao sensor uma corrente I_{pwm} com valor aproximadamente de 98 mA. Essa corrente só percorre o sensor durante o intervalo de tempo em que a tensão na porta do transistor MP2 é igual a 0 V. O tempo de condução dos transistores do par diferencial, MP1 e MP2, é obtido com a aplicação do sinal de controle oriundo do circuito lógico PWM nas entradas $In1$ e $In2$.

Utilizou-se uma porta lógica *AND* para implementar o circuito lógico PWM. As entradas deste sistema são: o sinal proveniente da saída do comparador e o sinal de *clock* ($T=1/F_s$). O sinal de saída corresponde a um sinal com certa duração de pulso (T_{pwm}). Essa duração de pulso depende principalmente do valor lógico proveniente do sinal na saída do comparador. Se o valor lógico for igual a zero é aplicado um sinal de nível baixo durante 50% do período de sobre-amostragem e caso este valor lógico seja igual a 1, o tempo de duração do pulso em nível alto será 100% do período de sobre-amostragem.

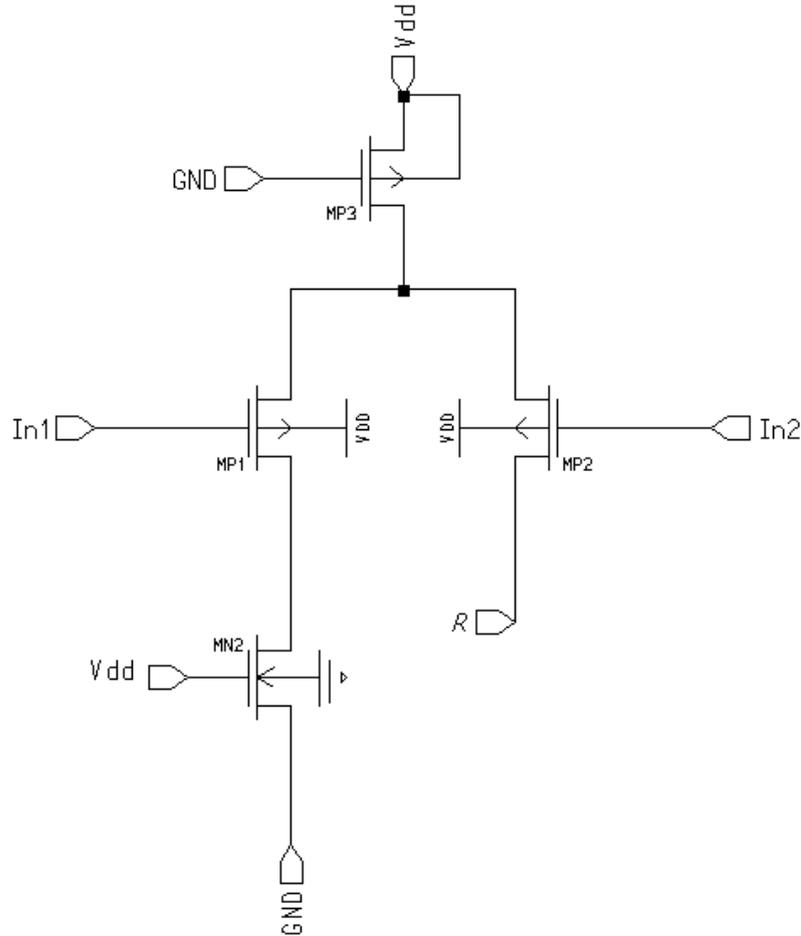


Figura 5.3. Diagrama elétrico do circuito de alimentação do sensor termo-resistivo R

Analisando o funcionamento do sistema realimentado do modulador a temperatura constante, observa-se que quando a temperatura do sensor, ou VR_s , for menor que o valor da temperatura de operação obtida em projeto, ou V_{ref} , é aplicado um pulso com largura igual a 100% do período de sobre-amostragem e, caso contrário, o pulso aplicado seria de 50%.

Pode-se também, avaliar o funcionamento do circuito de alimentação do sensor para o caso em que seja necessário aquecer o sensor, neste caso o tempo de condução do transistor corresponde ao tempo de duração do período de sobre-amostragem e, caso contrário, o transistor conduzira somente durante a metade desse tempo, como demonstrado na Figura 5.4.

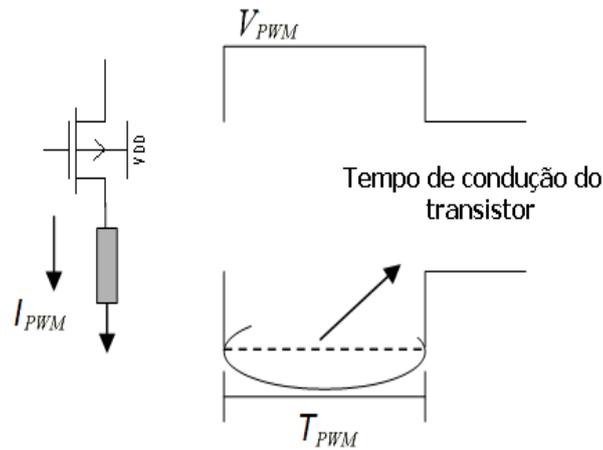


Figura 5.4. Detalhe do funcionamento do circuito de alimentação do sensor

As portas lógicas utilizadas no circuito lógico PWM são: uma porta lógica AND e uma porta inversora. A porta lógica AND é responsável pela conversão do sinal lógico proveniente da saída do comparador em um sinal com certa duração de pulso. Já a porta lógica inversora tem a função de inverter o resultado lógico proveniente da saída da porta lógica AND a fim de garantir a alternância no funcionamento dos transistores MP1 e MP2, Figura 5.5.

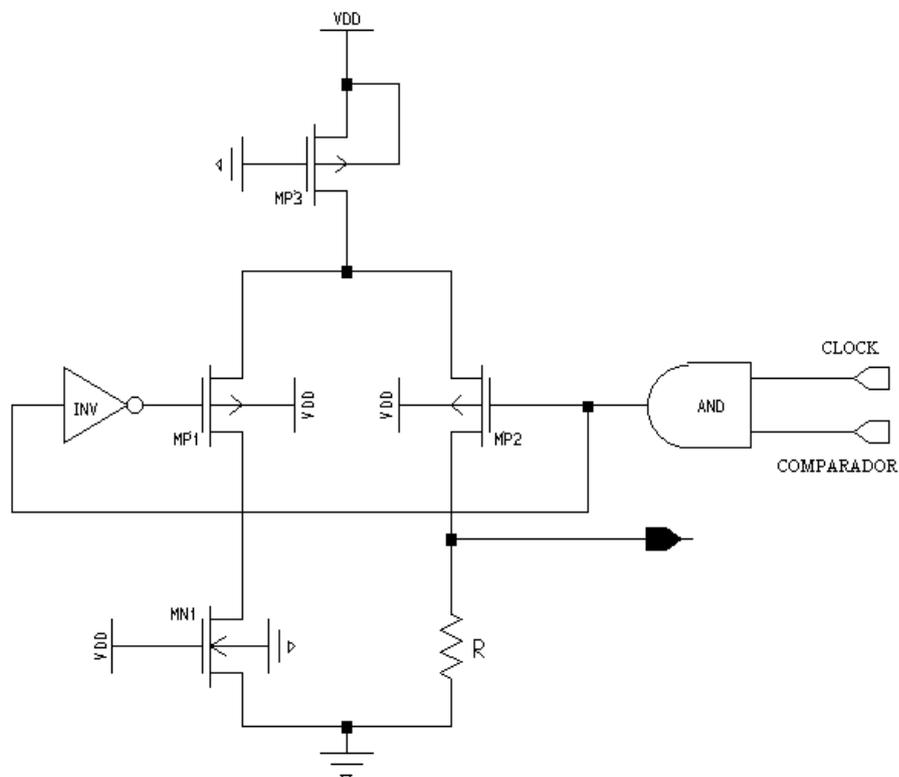


Figura 5.5. – Esquemático do circuito da Fonte de Corrente PWM

O circuito lógico PWM é de grande importância, principalmente por sua função de receber os dados oriundos da saída do comparador e processá-los de forma que o circuito de alimentação o execute (aplicando ou não corrente sobre o sensor) com o propósito de estabilizar o sistema realimentado do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. Para o dimensionamento dos transistores dos circuitos deste trabalho de tese, W/L, foi utilizada a ferramenta OCEANE [79] e a tecnologia empregada foi a TSMC 0,35 μm . Os valores de W/L referente ao circuito apresentado na Figura 5.5, são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Transistores do circuito da Fonte de corrente PWM.

TRANSISTORES	TIPO	W (μm)	L (μm)
MP1	PMOS	1256	4,9
MP2	PMOS	1296	4,9
MP3	PMOS	448	4,9
MN1	NMOS	494	4,9

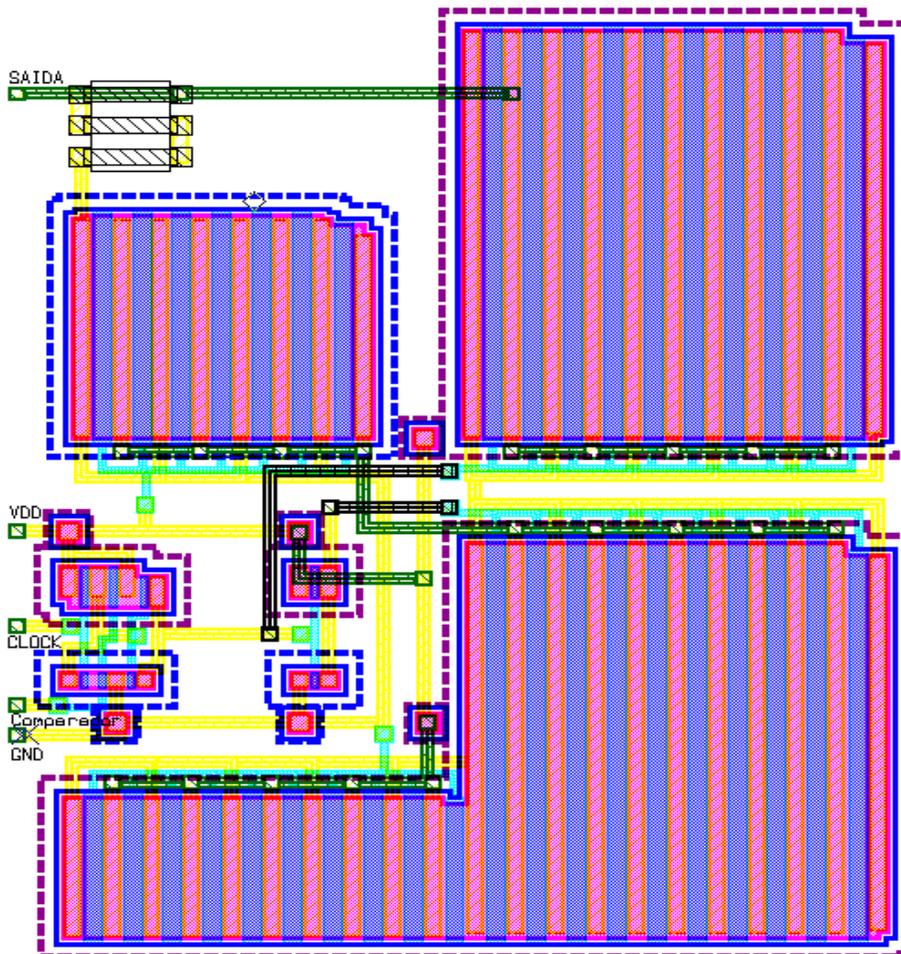


Figura 5.6. – Leiaute do circuito da Fonte de Corrente PWM

Na Figura 5.6 é apresentado o leiaute do circuito da Fonte de Corrente PWM implementado a partir dos valores de dimensionamento dos transistores apresentados na Tabela 5.1.

É mostrado na Figura 5.7, o resultado de simulação do circuito lógico PWM realizada em ambiente ADMS[®]. Pode-se verificar a partir dessa figura o funcionamento do circuito lógico PWM.

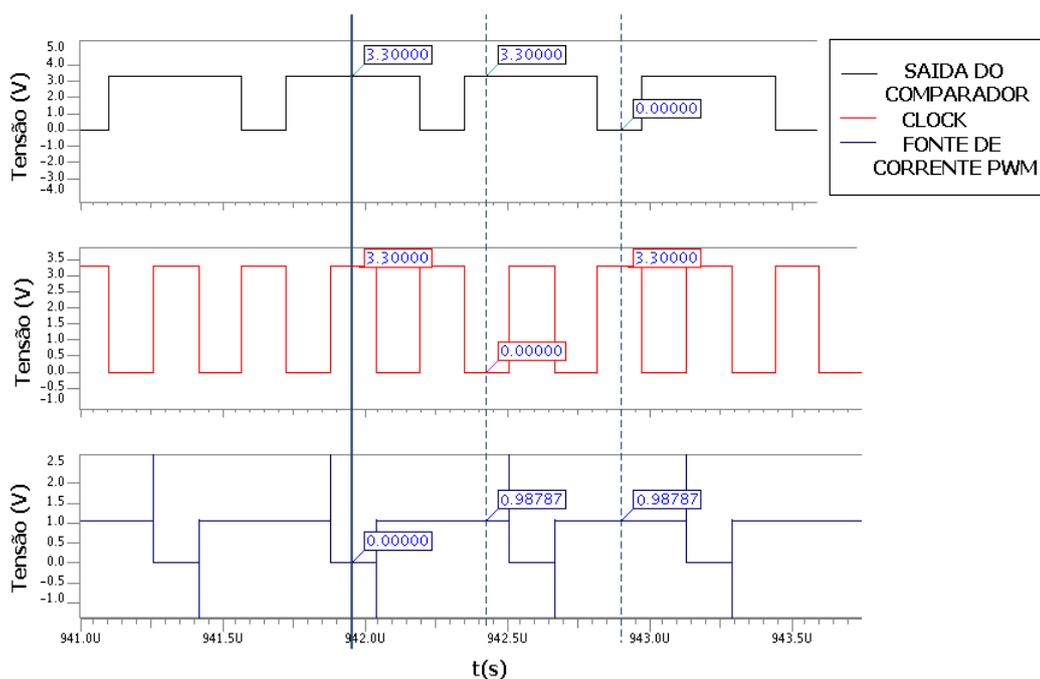


Figura 5.7. – Funcionamento do circuito de fonte de corrente PWM

5.2.1.2. Comparador

O comparador é um dos principais blocos de um modulador, dado que, no caso de moduladores de 1 bit, este executa a função de quantificação. Uma grande vantagem da utilização de um quantificador de 1 bit é a sua linearidade. Estando o comparador no ramo direto do modulador, as suas não-idealidades são atenuadas pela função de transferência de ruído do modulador. Assim, o desempenho do modulador é relativamente insensível ao desvio e histerese do comparador. Entretanto, o seu atraso na decisão, influencia o desempenho do modulador.

A função deste circuito é comparar o valor da tensão no terminal positivo do sensor com o valor de tensão do sensor correspondente à sua temperatura no ponto de operação, ou seja, comparar o valor de V_{R_s} com V_{ref} . Tem-se como resultado dessa comparação o sinal na saída do comparador igual ao terra analógico ou a tensão de alimentação deste circuito (VDD).

Analisado o funcionamento do circuito comparador utilizando a lógica binária, tem-se que para valores de tensão no sensor maiores que 1 V (V_{ref} - valor de projeto) a resposta do comparador tem nível lógico '1', enquanto que para valores de tensão no sensor menores que o valor de referência a saída do comparador tem nível lógico '0'. Se a saída do comparador estiver em nível lógico '1', indica que a temperatura do sensor é menor que a temperatura de operação do sistema, ou seja, T_s é menor que 80 °C. Logo, a temperatura do sensor deve ser aumentada fornecendo-se o sinal PWM com largura máxima. Caso a resposta do comparador seja igual ao nível lógico '0', significa que a temperatura do sensor é maior que a temperatura na qual ele deve ser mantido constante. Sendo fornecido um sinal PWM com metade da largura de utilizada no caso anterior.

Após o circuito comparador efetuar a etapa de comparação, um circuito segurador, o Latch-SR, mantém o resultado até a fase de comparação seguinte. O circuito do Latch-SR é mostrado na Figura 5.8 e possui duas portas NAND entrelaçadas NAND1 e NAND2. Também possui duas saídas, uma denominada S1, e outra correspondente ao complemento, S2. Neste projeto utilizou-se somente a saída S1 como parte da malha do circuito realimentado do modulador $\Sigma\Delta$ térmico, enquanto a saída S2 não foi inicialmente utilizada esta pode ser utilizar para fins de análise do circuito modulador $\Sigma\Delta$ proposto.

O circuito comparador foi projetado em nível de transistores utilizando novamente a ferramenta de dimensionamento OCEANE e empregou a tecnologia TSMC 0,35 μm . Na Figura 5.9 é apresentado o leiaute do circuito comparador implementado a partir dos valores de dimensionamento dos transistores, Tabela 5.2, referentes ao esquemático da Figura 5.8.

Tabela 5.2 – Transistores do circuito comparador

TRANSISTORES	TIPO	W (μm)	L (μm)
MP1	PMOS	12,6	2,1
MP2	PMOS	12,6	2,1
MP3	PMOS	12,6	2,1
MP4	PMOS	12,6	2,1
MN1	NMOS	8,4	2,1
MN2	NMOS	8,4	2,1
MN3	NMOS	8,4	2,1
MN4	NMOS	8,4	2,1
MN5	NMOS	8,4	2,1
MN6	NMOS	8,4	2,1

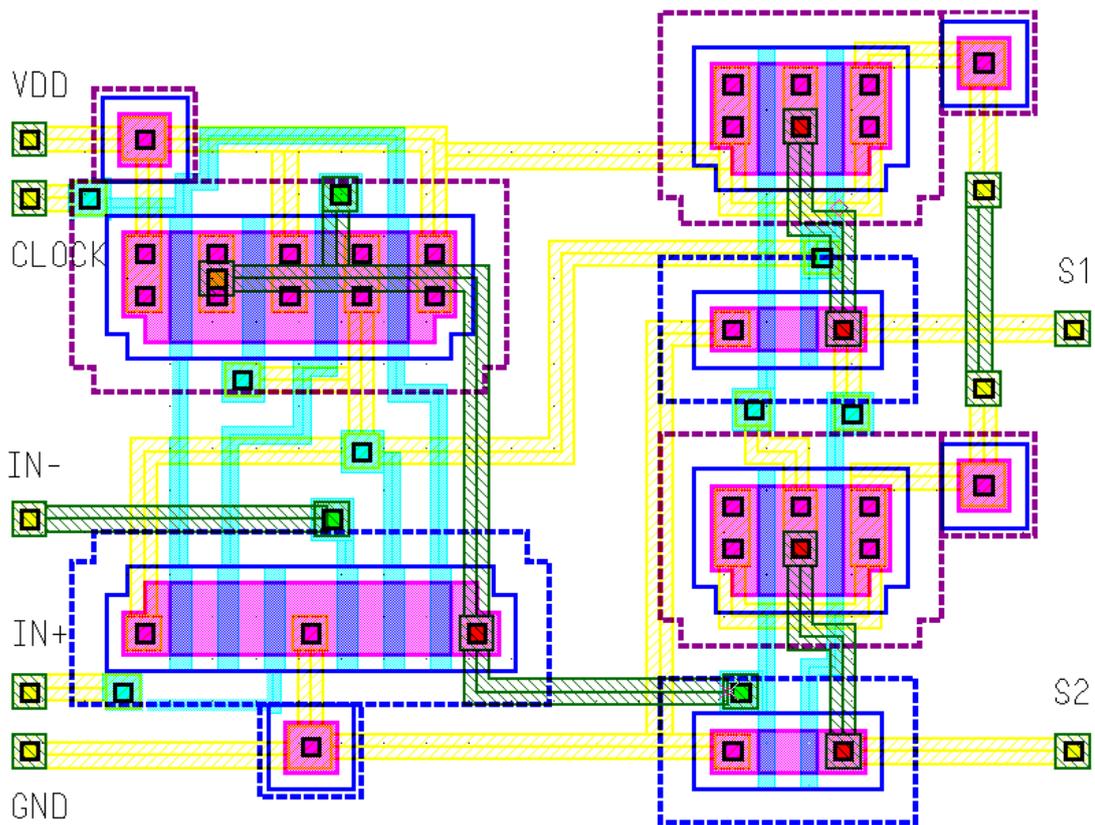


Figura 5.9. – Leiaute do circuito comparador com Latch-SR

O resultado de simulação do circuito comparador, realizado em ambiente ADMS[®] é mostrado na Figura 5.10. O sinal na entrada do terminal IN- é constante e fixado em aproximadamente 1 V e corresponde ao valor de tensão de referência pré-definido em projeto. Já o sinal no terminal IN+ corresponde a um valor de tensão proveniente da aplicação do pulso de corrente no sensor.

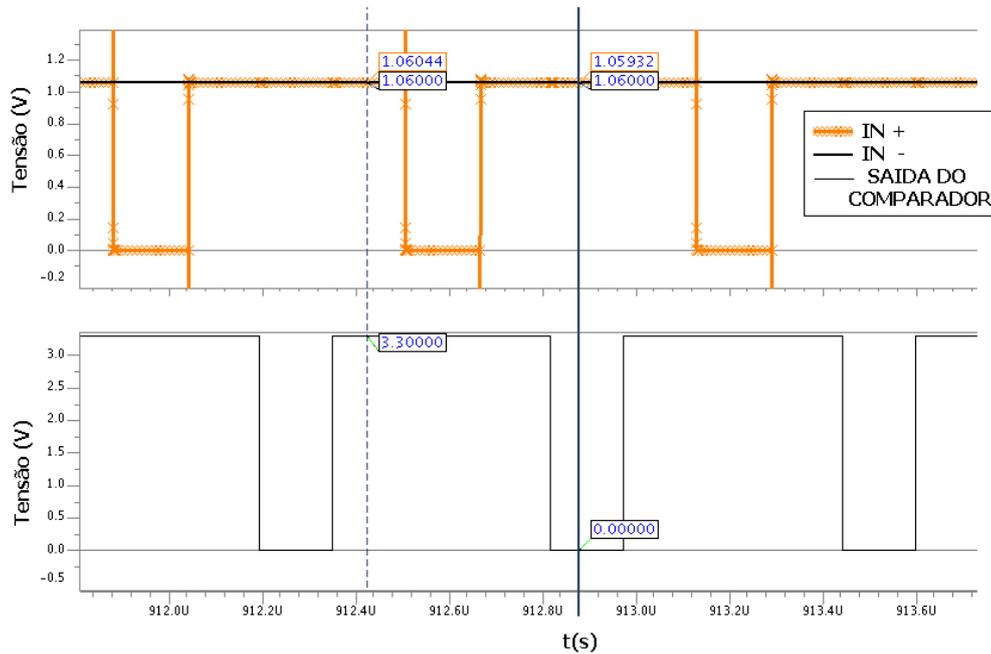


Figura 5.10. – Funcionamento do circuito comparador: sinais de entrada e sinal de saída do comparador

5.2.2. Resultados de Simulação

Nesta seção, são apresentados alguns resultados de simulação do circuito projetado, utilizando-se os modelos dos transistores NMOS e PMOS BSIM3.3, com parâmetros típicos médios, e o simulador ELDO [82]. Os resultados de simulação foram obtidos do circuito extraído a partir do leiaute.

Na Figura 5.11 é apresentado o resultado de uma simulação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. Neste exemplo, foi utilizado um sinal de entrada senoidal com amplitude de igual a 1 V e frequência de 500 Hz. A taxa de amostragem utilizada foi igual a $M = 512$.

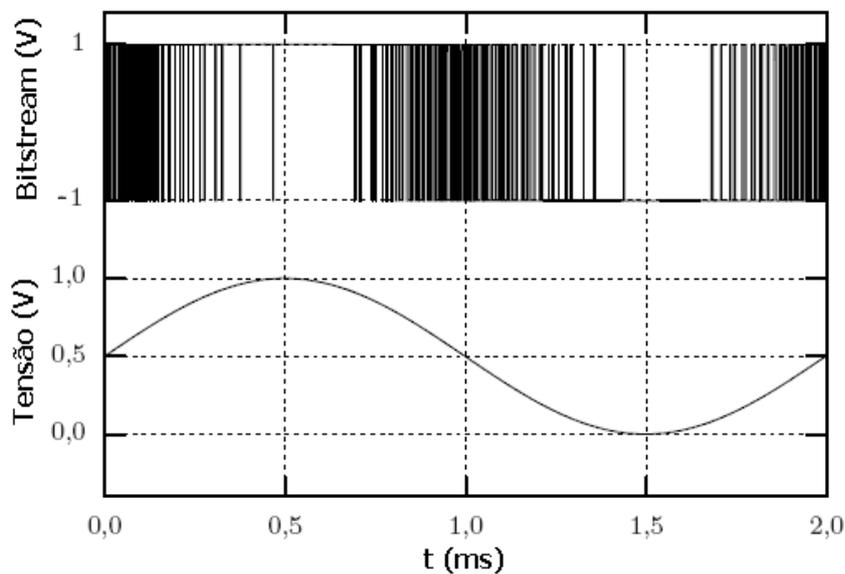


Figura 5.11. – Simulação do modulador $\Sigma\Delta$ térmico para uma entrada senoidal de frequência 500 Hz e amplitude 1 V (diferencial)

Os procedimentos descritos anteriormente para simulação e análise de desempenho do modulador $\Sigma\Delta$ em ambiente VHDL-AMS (item 4.3.2.2 do capítulo 4) são aqui repetidos para a frequência de sobre-amostragem igual a 24,5 MHz, a fim de obter novos valores de relação sinal-ruído e de resolução em número de bits. Na Figura 5.12 são apresentados os resultados de simulação para valores de SNR e de SNRD em função de um sinal de entrada senoidal de amplitude variável. Com o valor máximo da SNR igual a 54,6 dB, Figura 5.12, pode-se obter um valor de resolução efetiva igual a 8,7 bits. O valor máximo de SNDR obtido nesta simulação foi de 43,7 dB.

Comparando os resultados de SNR e de resolução do modelo em nível de transistor com os resultados obtidos no modelo funcional (item 4.3.2.2 do capítulo 4), verificou-se que os valores de resolução e de SNR obtidos em ambiente VHDL-AMS são aproximadamente 5% maiores quando comparados aos valores do modelo elétrico. Sendo essa diferença percentual aceitável, assume-se que o objetivo principal do trabalho foi atingido, pois validou a metodologia de projeto de um modulador $\Sigma\Delta$ térmico utilizando a tecnologia CMOS.

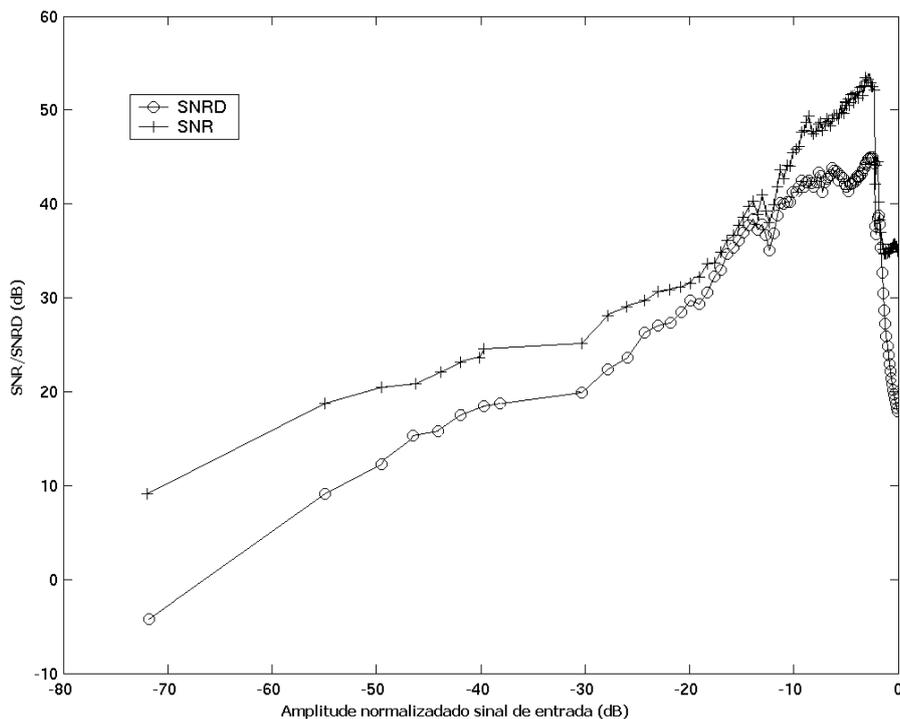


Figura 5.12. – Valores de SNR e SNRD do modulador $\Sigma\Delta$ de 1ª ordem proposto em nível de transistor

Após a etapa de criação do leiaute do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico é feita sua verificação. Esta etapa é composta por duas partes. Na primeira verifica-se se o circuito proposto foi elaborado de acordo com as regras estabelecidas da tecnologia escolhida, utilizando-se da ferramenta DRC (*Design Rules Checkers*). Na segunda utiliza-se a ferramenta LVS (*Layout Versus Schematics*), para comparar a coerência do SPICE do esquemático com o do leiaute do circuito proposto. Essa verificação foi feita inicialmente para cada um dos blocos do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico e posteriormente também é feito este mesmo procedimento no circuito completo do modulador proposto. Os leiautes elaborados e verificados para a tecnologia TSMC 0,35 μm são mostrados no apêndice C.

O leiaute do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico proposto com dimensões 337 μm x 265 μm , sem os pads, é mostrado na Figura 5.13. O circuito ainda não foi enviado a uma foundry para ser difundido em um processo CMOS AMS 0,35 μm . O valor da potência dissipada encontrado após a simulação do modulador é de aproximadamente de 29 mW, apêndice C.5.

Por se tratar de um circuito misto, alguns cuidados especiais foram tomados para evitar acoplamento de ruído via substrato e através de cruzamentos de linhas analógicas e linhas digitais, como descrito em [83-85]. O leiaute da Figura 5.13, mostra o chamado *floorplanning* do circuito modulador $\Sigma\Delta$ [83, 85, 86], utilizado na implementação do mesmo. A sua principal característica é fazer com que os circuitos analógicos fiquem o mais longe possível do circuito digital e das chaves (fontes de ruído). Assim, proporciona uma distribuição dos componentes de tal forma que não há o cruzamento das linhas de sinal e de polarização analógicas com o barramento digital.

O leiaute completo do modulador $\Sigma\Delta$ térmico implementado é apresentado na Figura 5.13, esse leiaute foi realizado manualmente de forma a aplicar algumas regras práticas de desenho que permitam obter uma maior simetria dos blocos constituintes e otimizar o seu desempenho.

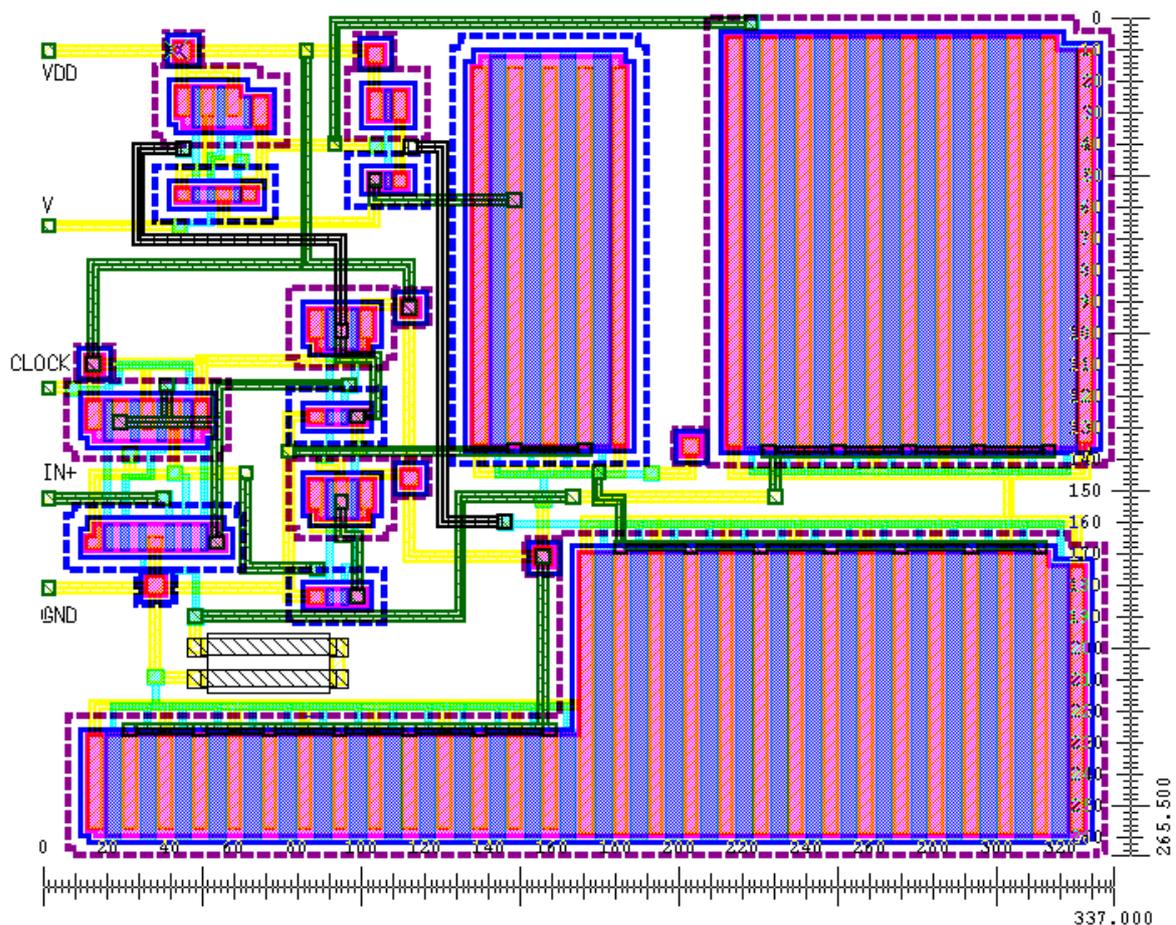


Figura 5.13. – Leiaute completo do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico

Outra forma de se avaliar a eficiência do circuito implementado, além da análise de SNR e da resolução em número de bits, é através da análise comparativa do desempenho de estruturas similares em função de sua eficiência energética (pJ/bit) utilizando um parâmetro denominado Figura de Mérito (FM), como feito em [87, 88].

Na Tabela 5.3 são mostrados os dados comparativos decorrente deste trabalho de tese e de outros trabalhos já comparados em [87]. A partir destas comparações apresentadas na Tabela 5.3, verifica-se que a FM do circuito implementado neste trabalho é 28,7 pJ/bit.

Tabela 5.3 – Análise de desempenho em função da Figura de Mérito (adapt. de [87])

TRABALHOS	PROCESSO	Fs	SNR	VDD	POTÊNCIA	FM
[Beilleau08]	CMOS 0,13	2,442 GHz	45dB	1,2V	30mW	3,3 pJ/bit
[Chalvatzis07]	0,13 SiGe BiCMOS	2,000 GHz	52dB	2,5V	1600mW	16,4 pJ/bit
[WIL09]	CMOS 0.35	24,8 MHz	54.6dB	3,3V	29,3mW	28,7 pJ/bit
[Thandri07]	0.25 SiGe BiCMOS	0,950 GHz	59dB	2,5V	75mW	41,1 pJ/bit
[Gao98]	0,5 Bipolar	0,95 GHz	45dB	5V	135mW	124,3 pJ/bit
[Cherry00]	0.5 SiGe HBT	1,3 GHz	37dB	5V	450mW	156,6pJ/bit
[Kaplan03]	InP HBT	1,3 GHz	62dB	10V	6200mW	171,3 pJ/bit
[Jayaraman97]	AlGaAs/GaAsT	0,8 GHz	41dB	12V	1800mW	315,7 pJ/bit

5.3. Considerações Parciais

Neste capítulo foi apresentado o projeto e a implementação do circuito do modulador $\Sigma\Delta$ térmico. A descrição dos sub-circuitos do modulador $\Sigma\Delta$ proposto foi feita separadamente. Inicialmente foram descritos os circuitos analógicos e em seguida os circuitos digitais. Foram realizadas simulações empregando a tecnologia *TSMC* 0,35 μm e os resultados obtidos a partir deste circuito projetado em nível de transistor foram comparados com seu modelo funcional em alto nível, em VHDL-AMS. A partir da comparação destes resultados pôde-se avaliar o desempenho do modulador $\Sigma\Delta$ térmico e também validar a arquitetura proposta.

Capítulo 6

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1. Conclusões.

Neste trabalho de tese foi proposta uma arquitetura de conversor $\Sigma\Delta$ térmico no qual o princípio do $\Sigma\Delta$ térmico utilizado mistura partes elétricas (comparador) e térmicas (sensor). O sensor substituiu as características funcionais correspondentes às operações de soma e integração do modulador $\Sigma\Delta$ elétrico. O conversor D/A localizado na malha de realimentação foi implementado por gerador de pulso modulado em largura de pulso (PWM).

Inicialmente o modelo matemático do modulador $\Sigma\Delta$ térmico foi projetado e simulado em ambiente Matlab[®], como anemômetro, com intuito de validar a estrutura proposta e as equações desenvolvidas. Uma vez verificado a viabilidade do sistema proposto, este foi novamente modelado (em nível de transistor) e simulado agora em ambiente VHDL-AMS com intuito de validar a metodologia de projeto de um modulador $\Sigma\Delta$ térmico utilizando a tecnologia CMOS (TSMC 0,35 μm). Foram obtidos alguns resultados de simulação (SNR igual a 54,6 dB e um valor de resolução igual a 8,7 bits).

O micro-sensor térmico utilizado no modulador $\Sigma\Delta$ térmico deste trabalho foi desenvolvido na UNICAMP e por ser um sensor termo-resistivo do tipo PTC, fez-se uso das equações desenvolvidas que descrevem seu comportamento.

6.2. Sugestões para Trabalhos Futuros

Neste trabalho foi desenvolvido o projeto do modulador $\Sigma\Delta$ térmico aplicado inicialmente à medição de velocidade de vento. Entretanto, é necessário um estudo mais aprofundado de sua resolução, verificando tanto a influência do incremento de sua frequência de sobre-amostragem quanto das possíveis fontes de erro desse sistema.

Outra vertente que poderia ser abordada como proposta de trabalhos futuros refere-se à etapa de fabricação e teste do circuito proposto do modulador $\Sigma\Delta$ térmico.

Como neste trabalho de tese foi implementado um modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem. Propõem-se o desenvolvimento de medidores utilizando arquiteturas com ordem maior que um.

Como sugestões para trabalhos futuros, sugere-se um estudo mais completo do sistema $\Sigma\Delta$ proposto incluindo a compensação da temperatura ambiente.

REFERÊNCIAS

- [1] Morawski, R. Z., *Unified Approach to Measurand Reconstruction*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, nº 2, pp. 226-231, 1994.
- [2] Bentley, J. P., *Temperature Sensor Characteristics and Measurement Design*, J. Phys. E: Sci Instrum, vol 17, pp. 430-439, 1984.
- [3] Doebelin, E.O., *Measurement Systems Application and Design*, McGraw Hill Kogakusha Ltda, cap 7, pp. 435-499, 1976.
- [4] Oliveira, A. *Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas*, Tese de Doutorado; Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, 1997.
- [5] Ferreira, R. P. C., Freire, R. C. S., Deep, G. S., Rocha Neto, J. S., Oliveira, A., *Fluid Temperature Compensation in a Hot Wire Anemometer Using a Single Sensor*, Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol. 1, pp 512-517, 2000.
- [6] Ferreira, R. P. C., Freire, R. C. S., Deep, G. S., *Performance Evaluation of a Fluid Temperature-Compensated Single Sensor Constant Temperature Anemometer*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 52, nº 5, pp. 1554-1558, 2003.

- [7] Oliveira, A.; Deep, G.S.; Lima, A.M.N.; Freire, R.C.S. *A Feedback I²-Controlled Constant Temperature Solar Radiation Meter*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 47, n. 5, p. 1163-1167, 1998.
- [8] Freire, R.C.S.; Deep, G.S.; Oliveira, A. *Effect of Operational Amplifier Parameters On The Performance Of Feedback Structures With Thermoresistive Sensors*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1997, Ottawa. Ottawa, Canadá, 1997. p. 898-903
- [9] Freire, R.C.S.; Deep, G.S.; Lobo, P.C.; Lima, A.M.N.; Rocha Neto, J.S.; Oliveira, A. *Dynamic Response of a Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer*. Journal of Solar Energy Engineering, Estados Unidos, v. 120, n. may, p. 126-130, 1998.
- [10] Rocha Neto, J.S.; Deep, G.S.; Lima, A.M.N.; Freire, R.C.S.; Lobo, P.C. . *Compensation of Self-heating in the Measurement of the Dynamic Response of a Thermoresistive Sensor*. Journal of Solar Energy Engineering, Estados Unidos, v. 119, n. 3, p. 225-228, 1997
- [11] Mullins, M. A., Putten, A. F. P., Bayford, R., Butcher, J. B., *Potential for a Smart Sensor Based on a Integrated Silicon Anemometer*, Sensors and Actuators A, vol. 46-47, pp. 342-348, 1995.
- [12] Lammerink, T. S. J., Tas, N. R., Krijnen, G. J. M., Elwenspoek, M., *A New Class of Thermal Flow Sensors Using $\Delta T=0$ as a Control Signal*, The 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, pp. 525-530, 2000.
- [13] Deep, G. S; Lima, A. M. N.; Rocha Neto, J. S. ; Freire, R. C. S. *Thermoresistive Radiation Sensor Response Time Employing Electrical Heating*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 45, n. 1, p. 332-335, 1996.
- [14] Silva, I. S.; Freire, R. C. S.; Silva, J. F.; Naviner, J.; Souza, F. R.D; Catunda, S.Y.C. *Architectures of Anemometers Using the Electric Equivalence Principle*. In: Instrumentation and Measurement Technology

- Conference 2002, 2002, Anchorage. The Frontier of Instrumentation and Measurement, 2002. v. 1. p. 397-401.
- [15] Freire, R.C. S.; Rocha Neto, J.S.; Deep, G.S.; Farias, C.C. *Configurações de Um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica*. In: XI Congresso Brasileiro de Automática, 1996, São Paulo. XI CBA. São Paulo, SP, 1996. v. 3. p. 1249-1254.
- [16] Lobo, P.C., *An Electrically Compensated Radiometer*, Solar Energy, vol. 36, n° 3, pp. 207-216, 1986.
- [17] Palma, L.; Oliveira, A.; Costa, A.S; Zurita, M.E.P.V.; Freire, R.C.S. *Implementation of a Feedback I^2 -Controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter*. In: International Symposium on Sensor Science, 2003, Paris. pp. 110-110.
- [18] Oliveira, A.; Freire, R.C.S.; Deep, G.S.. *Compensation Of The Fluid Temperature Variation In A Hot-Wire Anemometer*. In: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1997, Ottawa. Ottawa, Canada, 1997. p. 1377-1380.
- [19] Oliveira, A.; Lobo, P.C.; Deep, G.S.; Freire, R.C.S.; Rocha Neto, J.S. *Frequency Domain Analysis of an Electrical Substitution Radiometer*. Journal of Solar Energy Engineering, Estados Unidos, v. 121, n. 2, 1999, pp. 110-115.
- [20] Souza, F.R., *Implementação em CLPDs de estratégias de geração de largura de pulsos em sistemas de medição baseado em sensor termo-resistivo mantido a temperatura constante*, Universidade Federal da Paraíba, Dissertação de mestrado, Campina Grande, Dez, 2002.
- [21] Ferreira, R.P.C.; Freire, R.C.S.; Deep, G.S. *Performance Evaluation of a Fluid Temperature Compensated Single Sensor Constant Temperature Anemometer*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference 2002, 2002, Anchorage. The Frontier of Instrumentation and Measurement, 2002. v. 2. p. 969-973.
- [22] Ferreira, R.P.C.; Freire, R.C.S.; Deep, G.S.; Rocha Neto, J.S.; Oliveira, A. *Hot-Wire Anemometer with Temperature Compensator Using Only One*

- Sensor*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Estados Unidos, v. 50, n. 4, p. 954-958, 2001.
- [23] Palma, L.S., Oliveira, A., Costa, A.S., Andrade Jr, A.Q., Almeida, C.V.R., Zurita, M.E.P.V. and Freire, R.C.S., *Implementation of a Feedback I²-Controlled Constant Temperature Environment Temperature Meter*, *Sensors*, vol. 3, issue 10, pp. 498-503, 2003.
- [24] Oliveira, A.; Freire, R.C.S.; Deep, G.S.; Lobo, P.C. - *An anemometer with PWM excitation*, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Proceedings of the IEEE IECON 21st International Conference, Vol.2 , p. 893 -897, 1995.
- [25] Farias, C.C., *Considerações de Projeto de um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Brasil, 1995.
- [26] Leme, C.A., Chevroulet, M., Baltés, H., *Flexible Architecture for CMOS Sensor Interfaces*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 4, pp. 1828-1831, 1992.
- [27] Verhoeven, H.J., Huijsing, J.H., *Design of Integrated Thermal Flow Sensors Using Sigma-Delta*, Proceedings The 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, and Eurosensors IX, pp. 532-535, 1995.
- [28] Castañer, L., Jinénez, V., Dominguez, M., Masana, F., Rodríguez, A., *A Conduction-Convection Design for Liquid Flow Sensing*, *Sensors and Actuators A*, vol. 66, pp. 131-137, 1998.
- [29] Makinwa, K. A. A., Huijsing, J. H., *A Wind Sensor with an Integrated Low-Offset Instrumentation Amplifier*, The 8th IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems, vol.3, pp. 1505-1508, 2001.
- [30] Makinwa, K. A. A., Huijsing, J. H., *Constant Power Operation of a Flow Sensor Using Thermal Sigma-Delta Modulation Techniques*, Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol.3, pp. 1577-1580, 2001.

- [31] Palma, L S. *Modulador Sigma-Delta com Sensor Termo-Resistivo*. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Campina Grande, Brasil, 2005.
- [32] Palma, L.S.; Oliveira, A.; Costa, A.S.; Freire, R.C.S.; Lima, A.C.C. *A Constant Temperature Operation Thermoresistive Sigma-Delta Solar Radiometer*. Measurement (London), Estados Unidos, v. 39, n. 4, p. 267-273, 2006
- [33] Almeida, W.R.M.; Freitas, G.M.; Palma, L.S.; Catunda, S.Y.IC.I.; Freire, R.C.; Santos, F.F.; Oliveira, A.; Aboushady, H.. *Thermal Σ - Δ Modulator: Anemometer Performance Analysis*. In: IEEE Instrumentation And Measurement Technology Conference, 2007, Varsóvia. P. 1-5.
- [34] Almeida, W.R.M.; Freitas, G.M.; Palma, L.S.; Catunda, S.Y.C.; Freire, R.C.S.; Aboushady, H.; Santos, F.F.; Oliveira, A. *A Constant Temperature Thermoresistive Sigma-Delta Anemometer*. In: IEEE Instrumentation And Measurement Technology Conference, 2007, Varsóvia. P. 1-5.
- [35] Palma, L.S.; Oliveira, A.; Freire, R.C.S.; Fontes, A.B. *Sigma-Delta Modulator with Thermoresistive Sensor Frequency Response*. Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento. Proceedings of the 23rd IEEE, 2006. p. 776-680.
- [36] Palma, L.S.; Oliveira, A.; Freire, R.C.S.; Fontes, A.B. *Thermal Sigma-Delta Modulator: Performance Analysis*. In: XVIII IMEKO WORLD CONGRESS and IV Brazilian Congress of Metrology, 2006, Rio de Janeiro. Proceedings of XVIII IMEKO WORLD CONGRESS and IV Brazilian Congress of Metrology. Rio de Janeiro, 2006. p. 1-5.
- [37] Oliveira, A.; Costa, A.S.; Palma, L.S.; Lima, A.C.C.; Freire, R.C.S. *A Constant Temperature Operation Thermo-Resistive Sigma Delta Transducer*. In: Instrumentaion and Measurement Technology Conference 2004, 2004, Como. Instrumentaion and Measurement Technology Conference 2004, 2004. v. 3. p. 1175-1181.
- [3] Oliveira, A.; Costa, A.S.; Palma, L.S.; Lima, A.C.C.; Freire, R.C.S. *A Constant Temperature Operation Thermoresistive Sigma-Delta Solar*

- Radiometer*. In: 10th IMEKO TC7 International Symposium, 2004, Saint Petesburg. 10th IMEKO TC7 International Symposium, 2004. p. 199-203.
- [39] Oliveira, A.; Costa, A.S.; Palma, L.S.; Lima, A.C.C.; Freire, R.C.S. *Modulador Sigma-Delta Baseado em Sensor Aquecido à Temperatura Constante*. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2004, Gramado. Congresso Brasileiro de Automática, 2004. p. 6-11.
- [40] Inose, H., Yasuda, Y., Murakami, J., *A Communication System by Code Modulation Delta-Sigma*, Journal Inst. Elec. Eng., Japan, vol. 44, no 11, pp. 442-466, December 1961.
- [41] Bayazitoglu, Y., Sathuvalli, U.B., *Heat Transfer*, In: DORF, R.C., The Engeneering Handbook. Boca Raton, Flórida: CRC Press, 1996, Cap 49, p508-528.
- [42] Hinze, J.O., *Turbulence*, McGraw-Hill Inc, 1975, cap 2: Principles of Methods and Techniques in Measurement of Turbulent Flows, p. 83-172.
- [43] Wu, S., BOSE., N., *An extended power law model for the calibration of hot-wire/hot film constant temperature probes*, Int. J. Heat Mass Transfer, V7.37, nº 3, p 437-442, 1994.
- [44] Lobo, P. C. *The Determination of Velocity Patterns in Engine Cylinders by Means of the Hot-Wire Anemometer*, Tese de Doutorado. King's College, London, 1966.
- [45] Ferreira, R. P. C., *Compensação da temperatura do fluido em anemômetro a fio quente*, Universidade Federal da Paraíba, Tese de Doutorado, Campina Grande, Dez, 2002.
- [46] Gielen, G., Rutenbar, R., *Computer-aided design of analog and mixed-signal integrated circuits*, Proc. IEEE, vol. 88, pp. 1825-1854, December 2000.
- [47] Pêcheux, F., Lallement, C., *VHDL-AMS and Verilog-AMS as Alternative Hardware Description Language for Efficient Modeling of Multidiscipline Systems*, IEEE Transaction on Computer-Aided Design of Intregated Circuits and Systems, Vol. 24, pp. 204-225, Feb 2005.

- [48] R. Lipsett, C. Schaefer, C. Ussery, HDL: *Hardware Description and Design*, Kluwer Academic Publishers, 1989.
- [49] A. Rushton, *VHDL for Logic Synthesis*, McGraw-Hill book Company, 1995.
- [50] Damon, E.C, *Introduction to VHDL-AMS – Part 1: Structural and Discrete Concepts*, IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design, pp.264-269, September 1996.
- [51] Lomas, C.G. *Fundamentals of Hot-Wire Anemometry*, Cambridge University Press, 1986.
- [52] Jorgensen, F.E. *How to Measure Turbulence with Hot-Wire Anemometers – A Practical Guide*. Dantec Dynamics, 2002.
- [53] Sakao, F. *Constant Temperature Hot-Wires for Determining Velocity Fluctuations in an Air Flow Accompanied by Temperature Fluctuations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 6, pp. 913-916, 1973.
- [54] Sarma, G. R. *Analysis of a Constant Voltage Anemometer Circuit*, IMTC93 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 731-736, 1993.
- [55] Freymuth, P., *Feedback Control Theory for Constant-Temperature Hot-Wire Anemometers*, The Review of Scientific Instruments, vol. 38, n° 5, pp. 667-681.
- [56] Okamoto, K., Ohhashi, T., Asakura, M. e Watanabe, K. *A Digital Anemometer*, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 43, pp. 116-120, 1994.
- [57] Savostenko, P. I. e Serbin, S. P. *Hot-Wire Anemometer Invariant to Temperature of the Medium*, ASME/JSME/JSES International Solar Energy Conference, Vol. 121, pp. 1174-1179, 1989.
- [58] Smits, A. J., Perry, A. E. e Hoffmann, P. H. *The Response to Temperature Fluctuations of a Constant-Current Hot-Wire Anemometer*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 11, pp. 909-914, 1978.
- [59] Takagi, S. *A Hot-Wire Anemometer Compensated for Ambient Temperature Variations*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 19, pp. 739-743, 1986.
- [60] Ferreira, R. P. C., Freire, R. C. S. Deep, G. S., Rocha Neto, J. S. and Oliveira A. - *Hot-Wire Anemometer With Temperature Compensation Using Only One Sensor*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 4, p.954-958, Aug. 2001.
- [61] Junior, A. C. O., *Desenvolvimento de Micro-Aquecedores Compatíveis com Tecnologias de Microeletrônica para Aplicação em Transdutores Térmicos*, Campinas:, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia e Computação, Unicamp, 2003.

- [62] Diniz, R. C. S. *Considerações de Projeto para Anemômetros a Fio Quente baseado em Estruturas Realimentadas*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, 2003.
- [63] Lira, J. G. A.; Freire, R. C. S. ; Oliveira, A. ; Doi, I ; Luciano, B. A. ; Swart, J. W. . *Dynamic Characterization of Thermo-Resistive Micro-Sensor*. In: Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005, Ottawa. pp. 1647-1651.
- [64] Inose, H., Yasuda, Y., *A Unity Bit Coding Method by Negative Feedback*, Proceedings of IEEE, vol. 51, 1524-1535.
- [65] Putten, A. F. P. van, Putten, M. J. A. M. van, Putten, M. H. P. M. van, *Multisensor Microsystem for Pulmonary Functions Diagnostics*, IEEE Sensor Journal, vol. 2, nº 6, pp. 636-643.
- [66] Mayer, F., Häberli, A., Jacobs, H., Ofner, G., Paul, O., Baltes, H., *Single-Chip CMOS Anemometer*, IEEE International Electron Device Meeting, pp. 895-898.
- [67] Dominguez, M., Masana, F. N., Jiménez, V., Bermejo, S. Amirola, J., Ballester, J., Fueyo, N., Castañer, L.M., *Low-Cost Thermal Sigma-Delta Air Flow Sensor*, IEEE Sensors Journal, vol.2, nº 3, pp. 453-462.
- [68] Larson, L. E., Cataltepe, T., Temes, G. C., *Multibit Oversampled $\Sigma\Delta$ A/D Convertor with Digital Error Correction*, Electronics Letters, vol. 24, pp. 1051-1052.
- [69] Walden, R. H., Cataltepe, T., Temes, G. C., *Architectures for High-order Multibit $\Sigma\Delta$ Modulators*, IEEE Proc. on Circuits and Systems, ISCAS 1990, vol.2, pp. 895-898.
- [70] Edwards, C. F., Redman-White, W., Bracey, M., Tenbroek, B. M., Lee, M. S. L., Uren, M. J., *A Multibit $\Sigma\Delta$ Modulator in Floating-Body SOS/SOI CMOS for Extreme Radiation Environments*, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 34, no 7, pp.937-948.
- [71] Fujimori, I., Longo, L., Hairapetian, A., Seiyama, K., Kasic, S., Cao, J., Shu-Lap, C., *A 90-dB, SNR 2.5-MHz Output-rate ADC Using Cascaded Multibit Delta-Sigma Modulation at 8x Oversampling Ratio*, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 35, no 12, pp. 1920-1828.
- [72] Wang, X., Moon, U., Liu, M., Temes, G. C., *Digital Correlation Technique for the Estimation and Correction of DAC Errors in Multibit MASH $\Sigma\Delta$ ADCS*. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 4, pp. 691-694.
- [73] Park, S., *Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters*. Motorola DSP: Strategic Applications and Digital Signal Processor Operation, Motorola.
- [74] Gray, R. M., - *Quantization Noise Spectra*, Transactions on Information Theory, vol IT-36, pp. 1220-1244, 1990.
- [75] Aziz, P.M., Sorensen, H. V., Spiegel, J. V. D., *An Overview of Sigma-Delta Converters*, IEEE Signal Processing Magazine, pp 61-84, Jan, 1996.

- [76] Vancaillie, L., *A Methodology for Characterizing and Introducing MOSFET Imperfections in Analog Top-down Synthesis and Bottom-up Validation*. Université Catholique de Louvain, 31, Agosto 2005.
- [77] Jarman, D., *A Brief Introduction to Sigma-Delta Conversion*, Application Note AN9504, Harris Semiconductor, May 1995.
- [78] Van de Plassche, R., *Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [79] J. Porte. *COMDIAC: Compileur de Dispositifs Actifs, reference manual*. Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications, Paris, September 1997.
- [80] Razavi, B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw-Hill, 2000.
- [81] Allen, P. E.; Holberg, D. R. *CMOS Analog Circuit Design*. 2nd Ed. Oxford, New York, 2002.
- [82] <http://www.mentor.com>
- [83] Chang, D., Asada, G., Kaiser, W., Stafsudd, O., *Micropower High-Detectivity Infrared Sensors System*, in Proceedings of the 1998 IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop, 1998.
- [84] Valente, A., Morais, R., Couto, C, Correia, J. H., *A MCM-based microsystem for soil moisture measurements*, in Euroensors, the 16th European Conf. on Solid-State Transducers, (Prague, Czech Republic), September 2002.
- [85] Papoulis, A., *A New Algorithm in Spectral Analysis and Band-Limited Extrapolation*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 22, no. 9.
- [86] Pee, M. V., Berckmans, D., Quality of Modelling Plant Responses for Environment Control Purposes, in ICCTA'96 - ICT Applications in Agriculture, pp. 359–367, 1996
- [87] Beilleau, N., *Radio-Frequency Bandpass Sigma-Delta Analog-to-Digital Converters*. Thesis of University of Paris 6 (Université Pierre et Marie Curie), France, 2008.
- [88] Dessouky, M., *Analog Design for Reuse- Case Study: Very Low-voltage $\Delta\Sigma$ Modulator*. Thesis of University of Paris 6 (Université Pierre et Marie Curie), France, 2001.

Apêndice A

Modelos Matemáticos MATLAB, Para Simulação do Sistema como Anemômetro

A.1. Anemômetro com variação senoidal de velocidade de fluido

Programa escrito em MATLAB, no qual as equações diferenciais são resolvidas numericamente com o método de Runge Kutta de 4ª ordem, de forma a se obter as respostas do anemômetro com a variação senoidal de velocidade do fluido, variação da tensão de saída do amplificador, variação da tensão sobre o sensor e variação da temperatura de operação do sensor.

```
global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff% Variáveis globais
%
S = 4e-9 ;% Área do sensor
a = 32325 ;
b = 25575 ;
n = 0.5 ; % a, b e n são constantes do sensor
Tf = 25 ; %Temperatura do fluido
```

```

mc = 292.559e-12 ; % Capacidade térmica do sensor
R0 = 102 ; % Resistência do sensor a 0 graus Celsius
beta = 0.000784 ; % Coeficiente de temperatura do sensor
G = 5e5 ; % Ganho em malha aberta do amplificador operacional
Vos = 0.5e-3 ; %Tensão de desvio do amplificador operacional
k = 0.5013 ;
fc = 100.00 ; % frequência de corte do amplificador
ff = 500.00 ; % frequência de variação da velocidade do fluido
RC = 1/(2*pi*fc);
Ri = 116;
t0 = 0 ; % Tempo inicial
tfinal = 0.05;
passo = 0.0000001;
t=t0:passo:tfinal;
vel = 10 + 10 * (sin(2*pi*ff*t)); % Velocidade do fluido

% Determinação das condições iniciais
velinicial = 10 ;
h = a + b*( velinicial ^ n );
k0 = beta * R0 * (k-2*(k^2)+(k^3));
k1 = beta * R0 * (3*(k^2)-4*k+1)*Vos;
k2=(beta*R0*(3*k-2)*(Vos^2)-h*S*(Ri^2)*k)+(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*(1-k));
k3 = (beta*R0*(Vos^3))-(h*S*(Ri^2)*Vos)-(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*Vos);
coeficientes = [k0 k1 k2 k3] ;
raiz = roots (coeficientes);
Voinicial = raiz(1);
Rsinicial = (Ri*(k*Voinicial+Vos))/((1-k)*Voinicial-Vos);
% Solução das equações diferenciais usando RUNGE KUTTA de quarta ordem
options = odeset('RelTol',1e-12,'AbsTol',[1e-12 1e-12])
[t,y] = ode45 (@sensor, [t0:passo:tfinal],[Rsinicial Voinicial]',options);
Rs = y(:,1); % Variação de Rs com relação ao tempo
Vo = y(:,2); % Variação de Vo com relação ao tempo/sinal Vo
Vs = Vo.*Rs./(Ri+Rs); % Entrada positiva do operacional / sinal vs
Ts = (1/beta)*((Rs/R0)-1);

```

```

figure(1)
subplot(4,1,1);
plot(t,vel), grid on, ylabel('v ( m/s )')
subplot(4,1,2);
plot(t,Vo), grid on, ylabel('Vo (V)')
subplot(4,1,3);
plot(t,Vs), grid on, ylabel('Vs (V)')
subplot(4,1,4);
plot(t,Ts), grid on, xlabel('t (s)'), ylabel('Ts ( °C )')

```

A.2. Aplicação do degrau com variação senoidal de velocidade de fluido

Programa escrito em MATLAB, no qual as equações diferenciais são resolvidas numericamente com o método de Runge Kutta de 4ª ordem, de forma a se obter as respostas do anemômetro da variação velocidade do fluido, variação da tensão de saída do amplificador, variação da tensão sobre o sensor e variação da temperatura de operação do sensor. O sensor é submetido a um degrau de velocidade.

```

global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff% Variáveis globais
S = 4e-9 ;% Área do sensor
a = 32325 ;
b = 25575 ;
n = 0.5 ; % a, b e n são constantes do sensor
mc = 292.559e-12 ; % Capacidade térmica do sensor
R0 = 102 ; % Resistência do sensor a 0 graus Celsius
beta = 0.000784 ; % Coeficiente de temperatura do sensor
G = 5e5 ; % Ganho em malha aberta do amplificador operacional
Vos = 0.5e-3 ; %Tensão de desvio do amplificador operacional
k = 0.5013 ;
fc = 100.00 ; % frequência de corte do amplificador
%ff = 500.00 ; % frequência de variação da velocidade do fluido

```

```

RC = 1/(2*pi*fc);
Ri = 116;
t0 = 0 ; % Tempo inicial
tfinal = 0.02;
passo = 0.00001;
t=t0:passo:tfinal;
vel = 10 ; % Velocidade do fluido
Tf = 25 + 5* (sin(2*pi*100*t)); %Temperatura do fluido
% Determinação das condições iniciais _Cal
velinicial = 10 ;
Tfinicial = 25 ;
h = a + b*( velinicial ^ n );
k0 = beta * R0 * (k-2*(k^2)+(k^3));
k1 = beta * R0 * (3*(k^2)-4*k+1)*Vos;
k2 = (beta*R0*(3*k-2)*(Vos^2)-h*S*(Ri^2)*k)+(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tfinicial)*(1-k));
k3 = (beta*R0*(Vos^3))-(h*S*(Ri^2)*Vos)-(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tfinicial)*Vos);
coeficientes = [k0 k1 k2 k3];
raiz = roots(coeficientes);
Voinicial = raiz(1);
Rsinicial = (Ri*(k*Voinicial+Vos))/((1-k)*Voinicial-Vos);
% Solução das equações diferenciais usando RUNGE KUTTA de quarta ordem
options = odeset('RelTol',1e-12,'AbsTol',[1e-12 1e-12])
[t,y] = ode45 (@sensorTf, [t0:passo:tfinal],[Rsinicial Voinicial]',options);
Rs = y(:,1); % Variação de Rs com relação ao tempo
Vo = y(:,2); % Variação de Vo com relação ao tempo/sinal Vo
Vs = Vo.*Rs./(Ri+Rs); % Entrada positiva do amplificador operacional/ sinal vs
Ts = (Rs/R0-1)/beta;

figure(1)
subplot(4,1,1);
plot(t,Tf), grid on, ylabel('Tf ( °C )')
subplot(4,1,2);
plot(t,Vo), grid on, ylabel('Vo (V)')
subplot(4,1,3);

```

```

plot(t,Vs), grid on, ylabel('Vs (V)')
subplot(4,1,4);
plot(t,Ts), grid on, xlabel('t (s)'), ylabel('Ts ( °C )')

```

A.3. Anemômetro com variação da temperatura do fluido

Programa escrito em MATLAB, no qual as equações diferenciais são resolvidas numericamente com o método de Runge Kutta de 4ª ordem, de forma a se obter as respostas do anemômetro com variação senoidal temperatura do fluido, variação da tensão de saída do amplificador, variação da tensão sobre o sensor e variação da temperatura de operação do sensor.

```

global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff% Variáveis globais
%
S = 4e-9 ;% Área do sensor
a = 32325 ;
b = 25575 ;
n = 0.5 ; % a, b e n são constantes do sensor
Tf = 25 ; % Temperatura do fluido
mc = 292.559e-12 ; % Capacidade térmica do sensor
R0 = 102 ; % Resistência do sensor a 0 graus Celsius
beta = 0.000784 ; % coeficiente de temperatura do sensor
G = 5e5 ; % Ganho em malha aberta do amplificador operacional
Vos = 0.5e-3 ; % Tensão de desvio do amplificador operacional
k = 0.5013 ;
fc = 100.00 ; % frequência de corte do amplificador
ff = 500.00 ; % frequência de variação da velocidade do fluido
RC = 1/(2*pi*fc);
Ri = 116;
t0 = 0 ; % Tempo inicial
tfinal = 0.05;
passo = 0.0000001;
t=t0:passo:tfinal;
vel = 10 + 10 * (sin(2*pi*ff*t)); % Velocidade do fluido

% Determinação das condições iniciais
velinicial = 10 ;
h = a + b*( velinicial ^ n );

```

```

k0 = beta * R0 * (k-2*(k^2)+(k^3));
k1 = beta * R0 * (3*(k^2)-4*k+1)*Vos;
k2=(beta*R0*(3*k-2)*(Vos^2)-h*S*(Ri^2)*k)+(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*(1-k));
k3 = (beta*R0*(Vos^3))-(h*S*(Ri^2)*Vos)-(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tf)*Vos);
coeficientes = [k0 k1 k2 k3] ;
raiz = roots(coeficientes);
Voinicial = raiz(1);
Rsinicial = (Ri*(k*Voinicial+Vos))/((1-k)*Voinicial-Vos);
% Solução das equações diferenciais usando RUNGE KUTTA de quarta ordem
options = odeset('RelTol',1e-12,'AbsTol',[1e-12 1e-12])
[t,y] = ode45 (@sensor, [t0:passo:tfinal],[Rsinicial Voinicial]',options);
Rs = y(:,1); % Variação de Rs com relação ao tempo
Vo = y(:,2); % Variação de Vo com relação ao tempo/sinal Vo
Vs = Vo.*Rs./(Ri+Rs); % Entrada positiva do amplificador operacional/ sinal vs
Ts = (1/beta)*((Rs/R0)-1);
figure(1)
subplot(4,1,1);
plot(t,vel), grid on, ylabel('v ( m/s )')
subplot(4,1,2);
plot(t,Vo), grid on, ylabel('Vo (V)')
subplot(4,1,3);
plot(t,Vs), grid on, ylabel('Vs (V)')
subplot(4,1,4);
plot(t,Ts), grid on, xlabel('t (s)'), ylabel('Ts ( °C )')

```

A.4. Aplicação do degrau com variação temperatura do fluido

Programa escrito em MATLAB, no qual as equações diferenciais são resolvidas numericamente com o método de Runge Kutta de 4ª ordem, de forma a se obter as respostas do anemômetro com variação temperatura do fluido, variação da tensão de saída do amplificador, variação da tensão sobre o sensor e variação da temperatura de operação do sensor. O sensor é submetido a um degrau de velocidade.

```

global S Tf mc R0 Ri beta G Vos RC a b n k ff% Variáveis globais
S = 4e-9 ;% Área do sensor
a = 32325 ;
b = 25575 ;
n = 0.5 ; % a, b e n são constantes do sensor
mc = 292.559e-12 ; % Capacidade térmica do sensor
R0 = 102 ; % Resistência do sensor a 0 graus Celsius

```

```

beta = 0.000784 ; % coeficiente de temperatura do sensor
G = 5e5 ; % Ganho em malha aberta do amplificador operacional
Vos = 0.5e-3 ; %Tensão de desvio do amplificador operacional
k = 0.5013 ;
fc = 100.00 ; % frequência de corte do amplificador
RC = 1/(2*pi*fc);
Ri = 116;
t0 = 0 ; % tempo inicial
tfinal = 0.02;
passo = 0.00001;
t=t0:passo:tfinal;
vel = 10 ; % Velocidade do fluido
Tf = 25 + 5* (sin(2*pi*100*t)); %Temperatura do fluido
% Determinação das condições iniciais _Cal
velinicial = 10 ;
Tfinicial = 25 ;
h = a + b*( velinicial ^ n );
k0 = beta * R0 * (k-2*(k^2)+(k^3));
k1 = beta * R0 * (3*(k^2)-4*k+1)*Vos;
k2 = (beta*R0*(3*k-2)*(Vos^2)-h*S*(Ri^2)*k)+(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tfinicial)*(1-k));
k3 = (beta*R0*(Vos^3))-(h*S*(Ri^2)*Vos)-(R0*h*S*Ri*(1+beta*Tfinicial)*Vos);
coeficientes = [k0 k1 k2 k3];
raiz = roots (coeficientes);
Voinicial = raiz(1);
Rsinicial = (Ri*(k*Voinicial+Vos))/((1-k)*Voinicial-Vos);
% Solução das equações diferenciais usando RUNGE KUTTA de quarta ordem
options = odeset('RelTol',1e-12,'AbsTol',[1e-12 1e-12]);
[t,y] = ode45 (@sensorTf, [t0:passo:tfinal],[Rsinicial Voinicial]',options);
Rs = y(:,1); % Variação de Rs com relação ao tempo
Vo = y(:,2); % Variação de Vo com relação ao tempo/sinal Vo
Vs = Vo.*Rs./(Ri+Rs); % Entrada positiva do amplificador operacional/ sinal Vs
Ts = (Rs/R0-1)/beta;

figure(1)
subplot(4,1,1);
plot(t,Tf), grid on, ylabel('Tf ( °C )')
subplot(4,1,2);
plot(t,Vo), grid on, ylabel('Vo (V)')
subplot(4,1,3);
plot(t,Vs), grid on, ylabel('Vs (V)')
subplot(4,1,4);
plot(t,Ts), grid on, xlabel('t (s)'), ylabel('Ts ( °C )')

```

Apêndice B

Rotinas, para determinação de SNR e SNDR

Nesse apêndice estão as rotinas, escritas para o Matlab[®], versão 5.1, utilizadas para calcular o espectro do sinal de saída do modulador $\Sigma\Delta$, a relação sinal/ruído (SNR) e a relação sinal/(ruído+distorção) (SNDR) do sinal.

B.1. 3MHz.m

```
echo off;
```

```
clear all  
clear  
clear global
```

```
OSR= 512;  
N=64*1024;  
%fs=2*50e3*OSR;  
fs = 3.2e6
```

```
dN=5;  
fin=(11/N)*fs;  
%fin=2.5391e3;  
%fin=537.1094;
```

```
BW=fs/(2*OSR)  
b=round(N*(BW/fs)+1)  
nc=round(N*(fin/fs)+1)
```

```

nom=input('Nom de fichier sans extension: ');
%col=input('Couleur: ');

ext='dat';
fic=[nom, '.',ext];
eval(['load ',fic]);

Y = eval(['(nom,':,2)']);
l=length(Y);
Y(1:l-N)=[];

Sp=SPEC(Y,N,nc);
F=Freq(fs,N);
snr=SNDR_sem_offset(Sp,nc,dN,b)

Spdb=10*log10(Sp);

%load Spdb_ideal
figure(1)
%semilogx(F,Spdb_ideal,'b--',F,Spdb,'r-');
semilogx(F,Spdb,'-');
grid
%axis([100,fs/2,-100,10])
xlabel(' FREQUENCY (Hz) ')
ylabel(' POWER SPECTRAL DENSITY (dB) ')
%legend('\Sigma\Delta with ideal components', '\Sigma\Delta with Gm/C in
transistors')
s1 = sprintf('SNDR = %4.4fdB\n',snr);
text(10e3,0,s1);
snr=SNR_sem_offset(Sp,nc,dN,b)
s2 = sprintf('SNR = %4.4fdB\n',snr);
text(10e3,-10,s2);

```

B.2. 12MHz.m

```

echo off;

clear all
clear
clear global

OSR= 512;
N=128*1024;
%fs=2*50e3*OSR;
fs = 12.8e6

```

```

dN=5;
fin=(7/N)*fs;
%fin=2.5391e3;
%fin=537.1094;

BW=fs/(2*OSR)
b=round(N*(BW/fs)+1)
nc=round(N*(fin/fs)+1)

nom=input('Nom de fichier sans extension: ');
%col=input('Couleur: ');

ext='dat';
fic=[nom, '.', ext];
eval(['load ', fic]);

Y = eval([nom, '(:,2)']);
l=length(Y);
Y(1:l-N)=[];

Sp=SPEC(Y,N,nc);
F=Freq(fs,N);
snr=SNDR_sem_offset(Sp,nc,dN,b)

Spdb=10*log10(Sp);

%load Spdb_ideal
figure
%semilogx(F,Spdb_ideal,'b--',F,Spdb,'r-');
semilogx(F,Spdb,'-');
grid
%axis([100,fs/2,-100,10])
xlabel(' FREQUENCY (Hz) ')
ylabel(' POWER SPECTRAL DENSITY (dB) ')
%legend('\Sigma\Delta with ideal components', '\Sigma\Delta with Gm/C in
transistors')
s1 = sprintf('SNDR = %4.4fdB\n',snr);
text(10e3,0,s1);
snr=SNR_sem_offset(Sp,nc,dN,b)
s2 = sprintf('SNR = %4.4fdB\n',snr);
text(10e3,-10,s2);

```

B.3. 24MHz.m

```

echo off;

clear all
clear
clear global

OSR= 512;
N=256*1024
%fs=2*50e3*OSR;
fs = 2*12.8e6

dN=5;
fin=(7/N)*fs
%fin=2.5391e3;
%fin=537.1094;

BW=fs/(2*OSR)
b=round(N*(BW/fs)+1)
nc=round(N*(fin/fs)+1)

%
nom=input('Nom de fichier sans extension: ');
%col=input('Couleur: ');

ext='dat';
fic=[nom,'.',ext];
eval(['load ',fic]);

Y = eval(['nom','(:,2)']);
l=length(Y);
Y(1:l-N)=[];

Sp=SPEC(Y,N,nc);
F=Freq(fs,N);
sndr=SNDR_sem_offset(Sp,nc,dN,b)

Spdb=10*log10(Sp);

%load Spdb_ideal
figure
%semilogx(F,Spdb_ideal,'b--',F,Spdb,'r-');
semilogx(F,Spdb,'-');
grid
%axis([100,fs/2,-100,10])
xlabel(' FREQUENCY (Hz) ')
ylabel(' POWER SPECTRAL DENSITY (dB) ')

```

```

%legend('\Sigma\Delta with ideal components', '\Sigma\Delta with Gm/C in
transistors')
s1 = sprintf('SNDR = %4.4fdB\n',snдр);
text(10e3,0,s1);
snр=SNR_sem_offset(Sp,nc,dN,b)
s2 = sprintf('SNR = %4.4fdB\n',snр);
text(10e3,-10,s2);

```

B.4. SNR.m

```

function SNR=SNR(Sp,nc,dN,b)
global Psig Pbruit
Psig=Sp(nc);
Pbruit=sum(Sp(4:nc-dN)) + sum(Sp(nc+dN:2*nc-dN)) + sum(Sp(2*nc+dN:3*nc-
dN)) + sum(Sp(3*nc+dN:4*nc-dN)) + sum(Sp(4*nc+dN:5*nc-dN)) +
sum(Sp(5*nc+dN:b));
SNR=10*log10(Psig/Pbruit);

```

B.5. SNRD.m

```

function SNR=SNR(Sp,nc,dN,b)

global Psig Pbruit
Psig=Sp(nc);
Pbruit=sum(Sp(4:nc-dN))+sum(Sp(nc+dN:b));
SNR=10*log10(Psig/Pbruit);

```

B.6. SPEC.m

```

function SPEC=SPEC(y,N,nc)
global yfen yfft SPEC
fenetre=blackman(N);
yfen=y.*fenetre;
%fenetre=hanning(N);
%yfen=y.*fenetre;
yfft=fft(yfen);
Py=yfft.*conj(yfft)/(length(yfft));
Py(N/2+1:N)=[ ];
Py(1:N/2)=2*Py(1:N/2);
Py=Py/Py(nc);

SPEC=Py;

```

B.7. FREQ.m

```
function Freq=Freq(fe,N)
```

```
Freq=(fe/2)*(0:N/2-1)/(N/2);
%Freq=(fe/2)*(0:N/2-1);
```

B.8. MULTISIM.sh

```
#!/bin/bash
LOCAL_PATH=`pwd`
MATLAB=/users/soft/matlab/jan03.v6.5r13
step=0.030625
last_step=.214375
x1=0.005
p=1
j=$p
n=`echo $last_step/$step|bc`
ams() {
    x2=$x1
    while [ "$p" -le "$n" ]
    do
        echo "Simulation " $p
        sed -e "s/constant VART : real :=/constant VART : real := 0$x2/g" te
stbench_base.vhd >testbench12M.vhd
        vacom testbench12M.vhd
        vams -lib $LOCAL_PATH/work -do testbench.do -cmd
$LOCAL_PATH/testben
ch.cmd TESTBENCH REBOUCLE
        $LOCAL_PATH/elma $LOCAL_PATH/testbench.chi
$LOCAL_PATH/newdata/testa
uto$p.dat
        let "p +=1"
        export x2=`echo $x2+$step|bc -l`
    done
}
matlab() {
    x3=$x1
    echo "" > $LOCAL_PATH/newdata/final.dat
    while [ "$j" -le "$n" ]
    do
        sed -e "s/testauto1/testauto$j/g"
$LOCAL_PATH/psd_thermal_sd_drb.m >
```

```

$LOCAL_PATH/psd_auto_drb.m
    $MATLAB/bin/matlab -nodesktop -r psd_auto_drb -nosplash
-nodisplay -
nojvm
    snr=`cat tempsnr.dat`
    snrd=`cat tempsnrd.dat`
    printf "%s \t %f \t %f\n" $x3 $snr $snrd >>$LOCAL_PATH/newdata/final
.dat
    let "j +=1"
    export x3=`echo $x3+$step|bc -l`
done
    $MATLAB/bin/matlab -nodesktop -r snr_snr_drb -nosplash
}
graph() {
    $MATLAB/bin/matlab -nodesktop -r snr_snr_drb -nosplash
}

case "$1" in
    matlab)
matlab
;;
    ams)
ams
;;
    all)
ams
matlab
;;
    graph)
graph
;;
    *)
echo "Error :!!!"
;;
esac

```

Apêndice C

Leiautes do Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico

C.1. INVERSOR

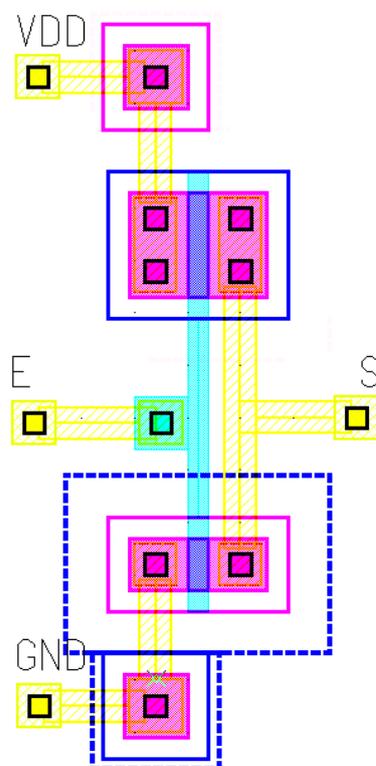


Figura C.1. Leiaute da porta lógica inversora

C.2. NAND

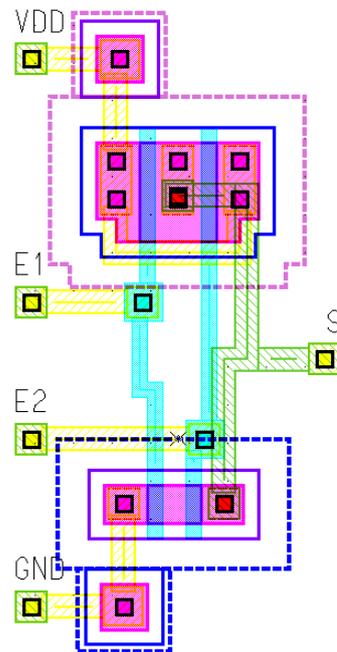


Figura C.2. Leiaute da porta lógica NAND

C.3. AND

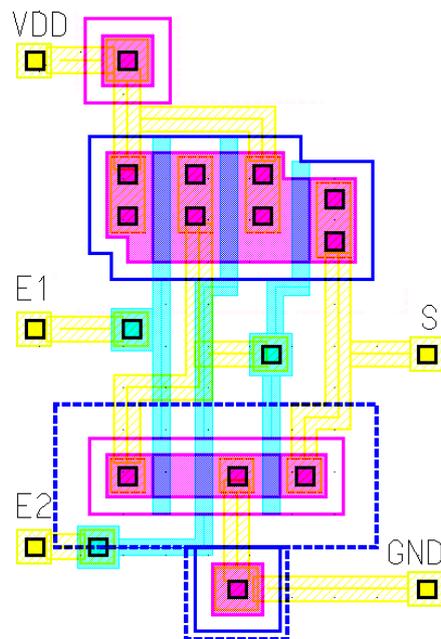


Figura C.3. Leiaute da porta lógica AND

C.4. FONTE DE CORRENTE

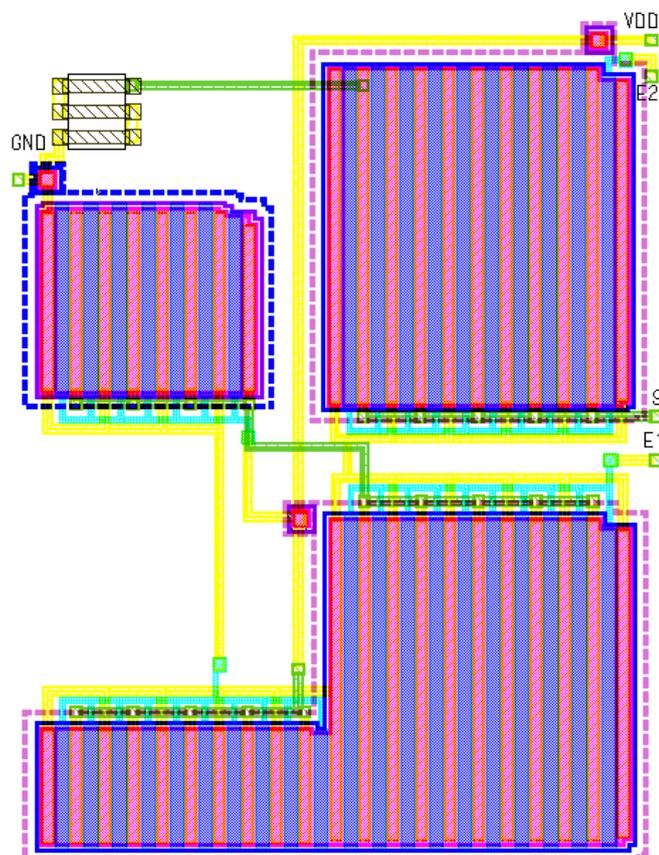


Figura C.4. Leiaute da Fonte de Corrente

C.5. COMPARADOR

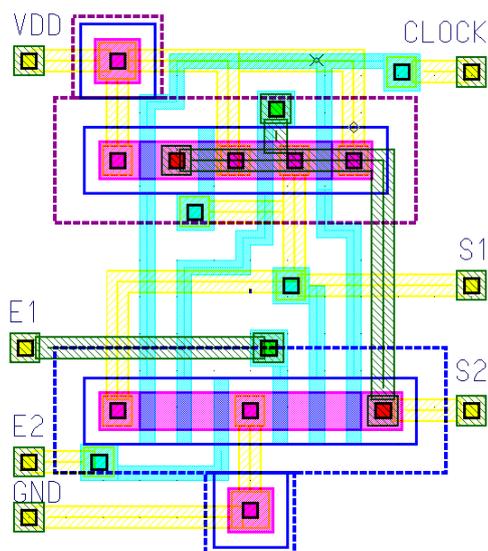


Figura C.5. Leiaute do circuito comparador

C.5. POTÊNCIA DISSIPADA

```

*** TITLE: * Component: $MGC_MD/completo Viewpoint: tswc035a
TEMPERATURE : 27,000000 degrees C

Performing DC analysis...
--> Partitioning circuit...

***> DC CPU TIME 0s 000ms <***

DC:6 iterations FOR DC analysis
CLOCK      0,0000
IN+        1,0000
N$208     3,3000
N$209     2,1024
N$210     113,4959P
N$212     887,6536M
N$213     4,1764N
N$229     13,9051M
N$237     16,7171N
N$241     1,0444N
N$244     855,9181P
N$248     3,3000
N$262     1,3593N
N$263     1,1708N
N$278     8,3585N
N$279     179,8947P
N$280     3,3000
N$281     3,3000
N$4       3,3000
V         0,0000
VDD       3,3000

TOTAL POWER DISSIPATION: 29,2926M WATTS

Connecting to JMDB server, please wait...
connected to wdb server : -jwdbhost liea08 -jwdbport 41115

```

Figura C.6. – Potência dissipada.

C.6. MODULADOR $\Sigma\Delta$ TÉRMICO

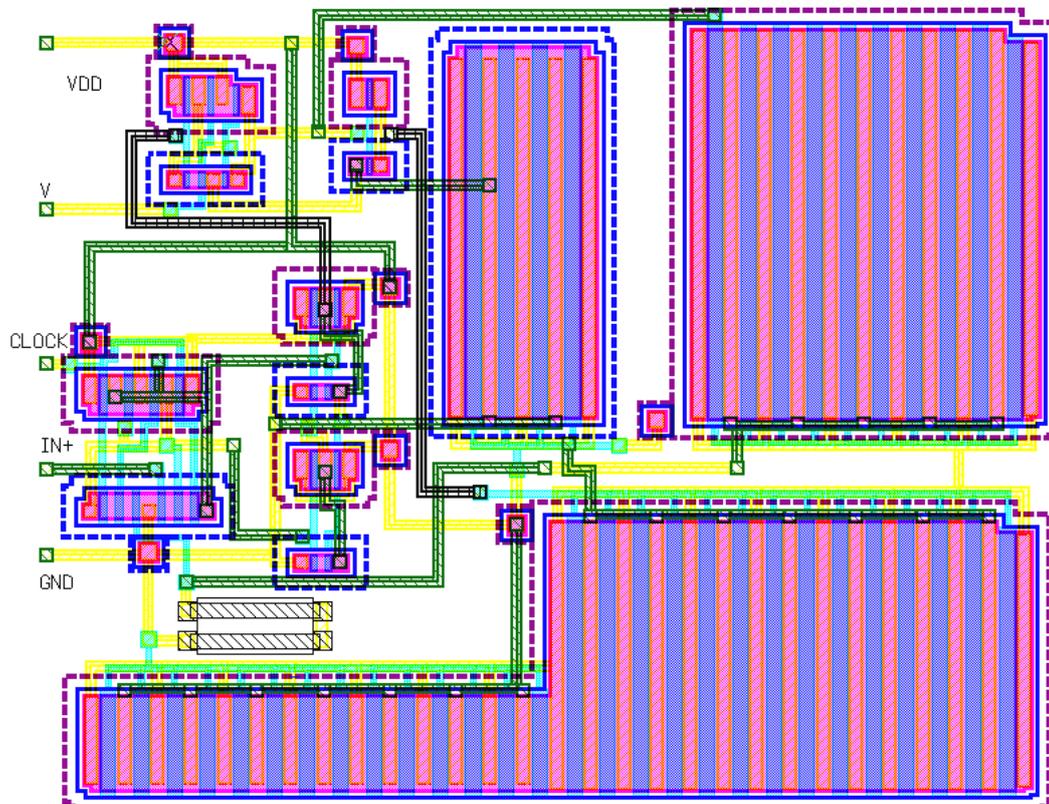


Figura C.7. Leiaute do modulador $\Sigma\Delta$ térmico