



## MODULADOR SIGMA-DELTA TÉRMICO CMOS

W. R. M. Almeida<sup>1</sup>, D.R. Belfort<sup>3</sup>, R.C.S. Freire<sup>1</sup>, S.Y.C. Catunda<sup>2</sup>, H. Aboushady<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Brasil, [willalmeida, rcsfreire]@dee.ufcg.edu.br

<sup>2</sup> Universidade Federal do Maranhão, São Luis, Brasil, catunda@dee.ufma.br

<sup>3</sup> Université Pierre et Marie Curie, Paris, France, [diomadson.rodriques-belfort, hassan.aboushady]@lip6.fr.

**Abstract:** In this paper we present the design of an analog-digital converter based on sigma-delta modulation using as the integrator and the comparator the sensor itself. The proposed ADC architecture allows the measurement of the quantities that interact with the sensor: temperature, thermal radiation and fluid velocity. The proposed system layout is presented for the technology CMOS 0.35  $\mu\text{m}$ . Simulation results from the VHDL-AMS functional model and from the Spice model are presented, showing the viability of the design.

**Palavras chave:** Modulador Sigma-Delta Térmico, VHDL-AMS, Sensor Termo-Resistivo, Tecnologia CMOS.

### 1. INTRODUÇÃO

Ao longo dos últimos decênios, muito se tem pesquisado com o objetivo de se obter instrumentos de medição de grandezas com maior exatidão e que apresentem resposta rápida. Uma das importantes frentes de pesquisa científicas tem como foco o desenvolvimento de elementos sensores como parte integrante do sistema de medição, uma classe deste tipo de sensores são os termo-resistivos. Estes sensores, como se pode deduzir do próprio nome, sofrem mudanças em sua resistência elétrica quando sua temperatura varia, seja esta variação provocada por efeito Joule (corrente elétrica que o atravessa), por radiação térmica incidente, por movimento de fluido que o envolve ou pela temperatura ambiente.

Os sistemas de medição baseados em sensores termo-resistivos podem usar circuitos que processem o sinal em tempo contínuo ou discreto. 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. Além disso, eles são versáteis e podem ser implementados de várias formas, entre elas com circuitos mistos (circuito com parte analógica e parte digital).

Uma forma simples de obter a integração do sensor, circuito de condicionamento e conversão analógico-digital é utilizando o sensor integrado na malha de um modulador  $\Sigma\Delta$ . Esse processo de integração permite a concepção de micro-sistemas com maior flexibilidade, confiabilidade, robustez e miniaturização. Assim, pretende-se desenvolver

sistemas de medição com sensores termo-resistivos baseados em modulação  $\Sigma\Delta$ .

Esta topologia de circuito propõe, em última análise, o que pode ser chamado de modulador Sigma-Delta Térmico já que, na sua entrada, tem-se a grandeza física a ser medida e, na sua saída, pode-se obter tal grandeza amostrada e quantizada.

Neste trabalho, propõe-se como tema o desenvolvimento de uma arquitetura de medidor utilizando moduladores  $\Sigma\Delta$  com micro-sensor termo-resistivo, operando no modo temperatura constante, para medição de grandezas físicas. No decorrer do trabalho desenvolvido são apresentados tópicos relevantes que tratam da viabilidade de projeto, da simulação e da validação da arquitetura do sistema de medição proposto.

### 2. DEFINIÇÕES PRELIMINARES

A temperatura é uma grandeza física que está relacionada à, 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. Sendo assim, assume-se a princípio, que todas as resistências elétricas 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*). Os PTC, geralmente têm 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.

#### 2.1. 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, objeto de estudo neste trabalho, do tipo metálico é apresentado pela equação:

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

em que  $R_s$  (resistência do sensor na temperatura  $T_s$ ),  $R_0$  (resistência na temperatura de 0°C) e  $\beta$  (coeficientes de temperatura do sensor) são os parâmetros que determinam essa relação.

## 2.2. Balanço de Energia

Como aplicação de sistema de medição utilizando sensores termo-resistivos é apresentada uma estrutura na qual se pressupõem que o sensor proposto opera numa temperatura maior do que a do meio em que está inserido. Caso este sensor opere aquecido, torna-se possível a medição das grandezas físicas: temperatura ambiente ( $T_a$ ) [1], radiação térmica ( $H$ ) [2-4] e velocidade de fluido ( $\mathcal{G}$ ) [5,6], como apresentado na equação (2).

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

Sendo  $S$  a área da superfície do sensor,  $I_s$  a corrente elétrica que atravessa o sensor,  $\alpha$  o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor,  $h$  o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor,  $m$  é a massa do sensor e  $c$  é o calor específico do sensor.

A partir da utilização da equação de King que trata da relação da troca de calor entre o sensor e o meio, pode-se observar a inclusão da grandeza velocidade na equação geral, equação (3). Considera-se para estudos de fluidos com densidades e viscosidades constantes, essa relação expressa por [7]:

$$h = a + b\mathcal{G}^n \quad (3)$$

sendo  $\mathcal{G}$  a velocidade do fluido e  $a$ ,  $b$  e  $n$  constantes que podem ser determinadas experimentalmente.

Na Figura 1 é mostrado o diagrama de blocos do modulador sigma-delta mono bit. Os blocos referentes às operações de comparação e integração que estão destacadas evidenciam a similaridade com a equação (2).

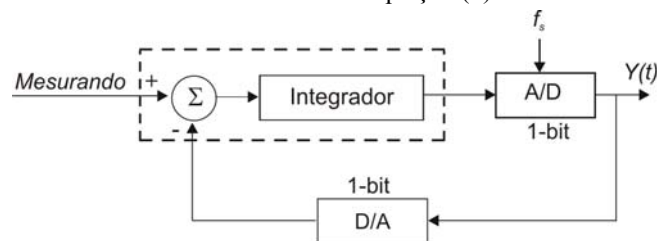


Figura 1. Diagrama de blocos do modulador  $\Sigma$ - $\Delta$  mono bit.

De maneira a reduzir a quantidade de parâmetros da equação que descreve o comportamento estático e dinâmico e de dar uma melhor idéia do que cada um significa, são efetuadas quatro substituições adicionais. São elas:  $I_s^2(t) = Y_s(t)$ ,  $\alpha S = G_H$ , capacitância térmica e  $Sh(t) = G_{th}(t)$ , condutância térmica. Para que se chegue à expressão matemática que explicita a relação existente entre as variáveis a serem medidas e às observadas ser também

adicionado "(t)" a cada um dos parâmetros desta mesma equação sujeitos a alterações de seu valor ao longo de um determinado intervalo de tempo. Considera-se a temperatura do sensor  $T_s$  como sendo constante, já que o método a ser utilizado (Temperatura constante) garante esta condição.

Assim a equação que descreve o comportamento estático e dinâmico pode ser reescrita de três formas distintas, cada uma colocando em evidência um determinado mesurando ( $T_a(t)$ ,  $H(t)$ ,  $\mathcal{G}(t)$ ).

$$T_a(t) = T_s - \frac{G_H H(t) + R_s Y_s(t)}{G_{th}(t)} \quad (4)$$

$$H(t) = \frac{R_s Y_s(t) + G_{th}(t) [T_s - T_a(t)]}{G_H} \quad (5)$$

$$\mathcal{G} = \left\{ \frac{1}{b} \left[ \frac{G_H H(t) + R_s Y_s(t)}{T_s - T_a} - a \right] \right\}^{\frac{1}{n}} \quad (6)$$

## 2.3. Micro-Sensor

A escolha do sensor se baseou principalmente na proposta de integração do sensor na malha do modulador  $\Sigma\Delta$  (utilizando 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 outros trabalhos.

A determinação dos parâmetros que caracterizam o sensor, essenciais para estimação da velocidade do fluido, foram obtidos a partir de um trabalho de dissertação de mestrado desenvolvido na UNICAMP [8]. 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  $\mu\text{m}$  e largura,  $W$ , igual a 20  $\mu\text{m}$ . Os demais parâmetros foram determinados a partir de resultados gráficos de simulação do micro-sensor como sensor de vazão. Com a obtenção dos parâmetros necessários para estimação de alguma grandeza física e de posse das equações que modelam o funcionamento do micro-sensor, foi possível realizar simulações e validar o circuito do sistema de medição proposto.

## 3. SIMULAÇÃO EM AMBIENTE VHDL-AMS

Neste tópico é apresentada a simulação, em ambiente VHDL-AMS, do modulador sigma-delta térmico a partir de seu modelo matemático. A partir dos resultados de simulação obtidos é feito uma análise de desempenho que avalia o número de bits e a relação sinal / ruído do sistema proposto.

Como a idéia principal proposta neste trabalho é de se utilizar uma estrutura baseada no modulador  $\Sigma\Delta$  na qual um micro-sensor do tipo termo-resistivo seja parte integrante desse sistema de medição, foi implementado um modelo funcional, alto nível, desse sistema de medição proposto em ambiente VHDL-AMS.

A partir dos resultados de simulações obtidos na saída do comparador, foram desenvolvidas rotinas, utilizando o software Matlab®, para o cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT do inglês *Fast Fourier Transform*) do sinal de saída do modulador e para o cálculo da relação sinal/ruído (SNR).

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  $T_a(t) = 20 + 2 \sin(\pi \cdot t / 10^2)$  °C é aplicada ao modulador sigma-delta no instante  $t = 0$  s. O Espectro de frequência do sinal na saída do modulador para uma senóide aplicada à entrada do modulador a uma frequência de *clock* de 12.8 MHz é mostrada na Figura 2. As curvas da Figura 3 (referentes ao SNR (dB)) estão em função da amplitude de pico do sinal senoidal normalizada ( $20 \log_{10}(V_{\text{incremental}}/V_{\text{medio}})$ ).

É importante notar que tanto a SNR tem maiores valores quanto menos atenuada é a tensão de entrada ( $V_{\text{incremental}}$ ) em relação à tensão de referência ( $V_{\text{medio}}$ ). Este processo de simulação variando a amplitude do sinal de entrada foi realizado com 3 frequências de *clock* diferentes (3.2 MHz, 12.8 MHz e a 24.5 MHz), os resultados obtidos são apresentados na Figura 3. Foi observado a partir dos gráficos da Figura 3 que com o incremento da frequência de *clock*, para as frequências 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).

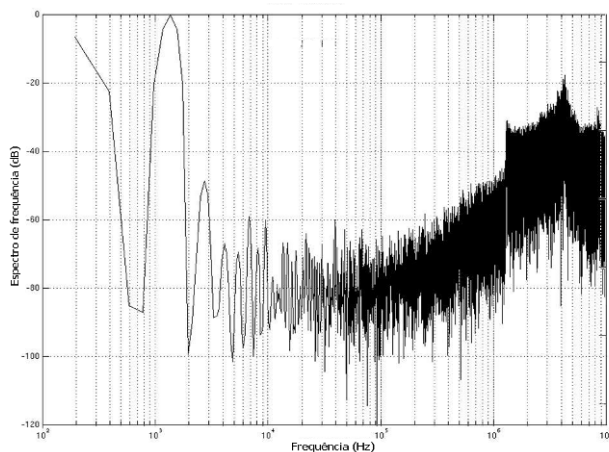


Figura 2. Espectro de frequência do sinal de saída para uma senóide aplicada à entrada do modulador, com clock de 12.8 MHz.

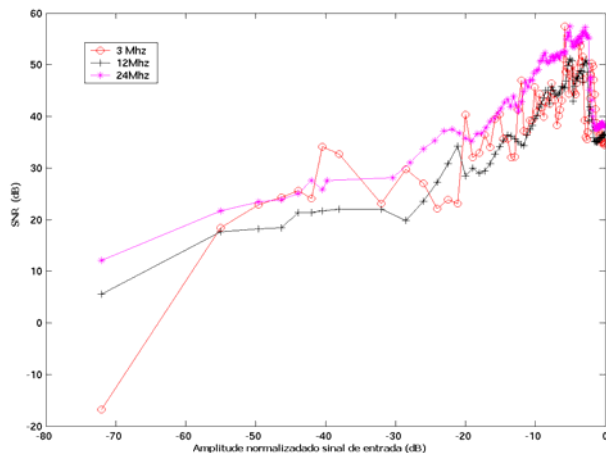


Figura 3. SNR (dB) do modulador  $\Sigma\Delta$  de 1ª ordem em função do sinal de entrada normalizado (dB).

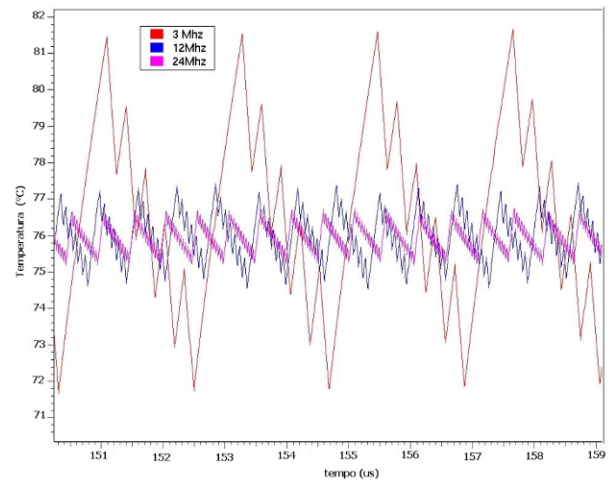


Figura 4. – Variação da temperatura do sensor com o incremento da frequência de sobre-amostragem.

É mostrado na Figura 4, o comportamento dos limites de variação da temperatura do sensor do modulador sigma-delta térmico em relação à variação da frequência de *clock*. Verifica-se também a partir da Figura 4, que há uma menor variação na temperatura sensor à medida que a frequência de sobre-amostragem é incrementada.

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 [9]:

$$SNR = 6.02n + 1.76 \quad (7)$$

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.

Com o intuito de realizar uma análise bem mais próxima da proposta do circuito final, pretende-se substituir os blocos do modelo funcional do modulador sigma-delta térmico por blocos em nível de transistor (nível físico).

Para o dimensionamento dos transistores dos circuitos deste trabalho, foi utilizada a ferramenta baseada em conhecimento OCEANE, o modulo COMDIAC (Compilateur de Dispositifs Actifs), dedicada ao dimensionamento de circuitos analógicos [10] e a tecnologia CMOS empregada foi a TSMC 0,35.

Os procedimentos descritos anteriormente para simulação e análise de desempenho do modulador  $\Sigma\Delta$  em ambiente VHDL-AMS (modelo funcional) são aqui repetidos, para uma frequência de *clock* de 24.5 MHz, a fim de obter novos valores de relação sinal-ruído e de resolução em número de bits.

Na Figura 5 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, 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 valores dos resultados obtidos nesta simulação, referentes da análise de desempenho, com os resultados obtidos no modelo utilizado em ambiente VHDL-AMS, verificou-se que os valores de resolução e de SNR



obtidos em ambiente VHDL-AMS são aproximadamente 5% maiores quando comparados aos valores do circuito 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.

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 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 para o circuito completo do modulador proposto.

O leiaute do circuito do modulador sigma-delta térmico proposto com dimensões 337  $\mu\text{m}$  x 265.5  $\mu\text{m}$ , sem os *pads*, é mostrado na Figura 6.

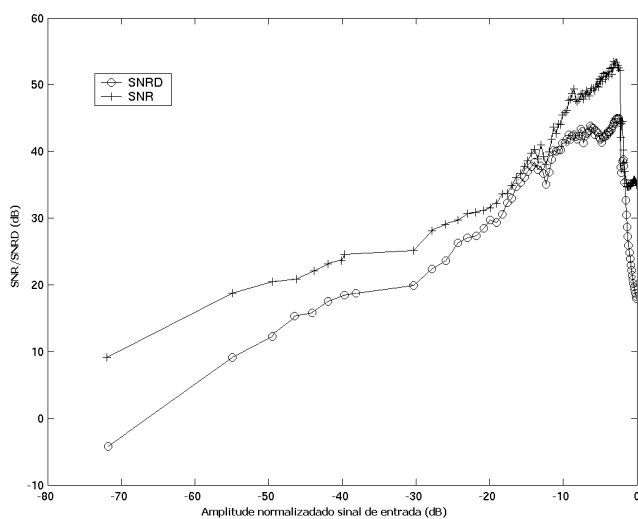


Figura 5 – Valores de SNR e SNRD do modulador  $\Sigma\Delta$  de 1ª ordem proposto em nível de transistor.

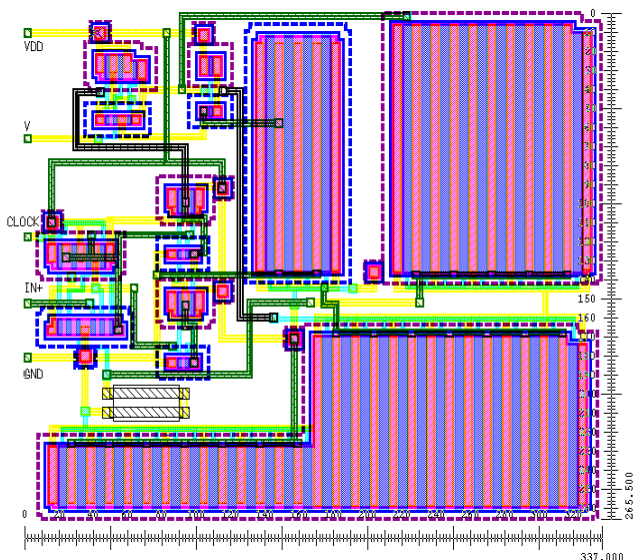


Figura 6 – Leiaute completo do circuito do modulador  $\Sigma\Delta$  térmico

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, entretanto o circuito ainda não foi enviado para fabricação (utilizando o processo CMOS AMS 0.35  $\mu\text{m}$ ). O valor da potência dissipada encontrado após a simulação do modulador é de aproximadamente de 29.3 mW.

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 [12 e 13]. Neste trabalho, também é feito um estudo comparativo dos parâmetros do circuito modulador sigma-delta implementado com outras estruturas sigma-delta destacando o parâmetro FM.

Na Tabela 1 são mostrados os dados comparativos decorrente deste trabalho e de outros trabalhos já comparados em [12]. A partir destas comparações apresentadas na Tabela 1, verifica-se que a FM do circuito implementado neste trabalho é 28.7 pJ/bit.

Tabela 1 – Análise de performance em função da Figura de Mérito (adapt. de [6])

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

## 4. CONCLUSÕES

A proposta inicial desse trabalho é projetar um conversor A/D  $\Sigma\Delta$  que possuísse um sensor, do tipo PTC, com características funcionais correspondentes ao conjunto comparador/integrador de seu modulador. Primeiramente foi projetado e simulado o modelo funcional do modulador sigma-delta térmico para verificar a viabilidade do projeto e a concordância com as equações utilizadas.

Foram realizadas simulações empregando a tecnologia TSMC 0.35 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, em função dos seus valores de SNR e de número de bits. A partir da comparação destes resultados pôde-se avaliar o desempenho do modulador sigma-delta térmico proposto.

É importante também salientar que é objetivo deste trabalho validar a arquitetura proposta e também validar a metodologia de projeto do modulador sigma-delta térmico utilizando a tecnologia CMOS.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES/COFECUB e FAPEMA, pelo apoio e incentivo recebido durante o período desta pesquisa.

## REFERÊNCIAS

- [1] L. S. Palma, A. Oliveira, A.S. Costa, A.Q. Andrade Jr., C.V.R. Almeida, M.E.P.V. Zurita, R.C.S. Freire, Implementation of a feedback  $I^2$ -controlled constant temperature environment temperature meter, *Sensors* 3 (10) (2003) 498–503.
- [2] A. Oliveira, G. S. Deep, A.M.N. Lima, R.C.S. Freire, A feedback  $I^2$ -controlled constant temperature solar radiation meter, in: *Proc. IEEE-IMTC*, vol. 2, 1998, pp. 1062–1066.
- [3] R. C. S. Freire, G.S. Deep, C.C. Farias, Electrical equivalence solar radiometer configurations, in: *Proc. XI Congresso Brasileiro de Automatica*, vol. 3, 1996, pp. 1249–1254.
- [4] L. S. Palma, A. Oliveira, A. S. Costa, R. C .S. Freire, A. C. Lima, A Constant Temperature Operation Thermoresistive Sigma-Delta Solar Radiometer. *Proceedings 10th IMEKO TC7 International Symposium on Advances of Measurement Science.*, 2004. v. 1. p. 199-204.
- [5] R. P. C. Ferreira, R. C. S. Freire, G. S. Deep, J. S. Rocha Neto, A. Oliveira, Fluid temperature compensation in a hot wire anemometer using a single sensor, in: *Proc. IEEE-IMTC*, vol. 1, 2000, pp. 512–517.
- [6] H. Fujita, T. Ohhashi, M. Asakura, M. Yamada, K. Watanabe, A thermistor anemometer for low-flow-rate measurements, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 44 (3) (1995) 779–782.
- [7] R. P. C. Ferreira, R. C. S. Freire, G. S. Deep, J. S. Rocha Neto, A. Oliveira, 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.
- [8] C. O. Júnior. Desenvolvimento de Micro-Aquecedores Compatíveis com Tecnologia de Microeletrônica para Aplicação em Transdutores Térmicos. 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas.
- [9] Van de Plassche, R., - “Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters”, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [10] J. O. Hinze, *Turbulence*, New York: Mc Graw-Hill, 1975, ch. 2.
- [11] J. Porte. COMDIAC: Compileur de Dispositifs Actifs, reference manual. ENST- Paris Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, France, 1997.
- [12] N., Beilleau. - “Radio-Frequency Bandpass Sigma-Delta Analog-to-Digital Converters”. Thesis of University of Paris 6, France, 2008.
- [13] M. Dessouky, - “Analog Design for Reuse- Case Study: Very Low-voltage  $\Delta\Sigma$  Modulator”. Thesis of University of Paris 6, France, 2001.