



CONVERSORES DELTA SIGMA TÉRMICOS EM CIRCUITOS INTEGRADOS

Renato Andrade Freitas¹, Raimundo Carlos Silvério Freire²

RESUMO

Este trabalho teve como objetivo desenvolver arquiteturas de conversores sigma delta em circuitos integrados que utilizam sensores termo-resistivos na malha de alimentação e também analisar e desenvolver arquiteturas de circuitos integrados para anemômetros e radiômetros solares com sensor aquecido a temperatura constante. Este trabalho também abordou sensores com compensação em temperatura. Foram escolhidos e caracterizados micro-sensores termo-resistivos que possam ser usados em configurações com sensor aquecido a temperatura constante. O ambiente da Mentor Graphics foi utilizado para desenvolver os esquemáticos, assim como simular e dimensionar o projeto.

Palavras-chave: delta sigma, conversores, térmicos

DELTA SIGMA TEMPERATURE CONVERTERS IN INTEGRATED CIRCUITS

ABSTRACT

This study aimed to develop architectures of sigma delta converters in integrated circuits that use thermal-resistive sensors in the feedback loop, and to analyze and develop architectures of integrated circuits for solar radiometers and anemometers with heated sensor at a constant temperature. It also shows temperature compensated sensors. This work also chooses and characterizes Thermal-resistive micro-sensors, that can be used in configurations with heated sensors at a constant temperature. We used the Mentor Graphics environment, to develop the schematics, as well as to simulate and scale the project.

Keywords: delta sigma, converters, temperature.

INTRODUÇÃO

Um sistema de medição pode ser considerado como uma sequência de operações, tais como, conversão de natureza física das grandezas; condicionamento de sinais, conversão da grandeza analógica para digital, processamento de resultados e estimação dos valores. No geral, os sistemas de medição digitais, são compostos por um ou mais sensores, circuito de condicionamento de sinal, conversor A/D e um circuito digital para o processamento do sinal a ser estimado.

Pode-se representar este sistema, em forma de diagrama de blocos, de acordo com o que é apresentado na Figura 1. (Morawski, 1994)

¹ Aluno do Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: renato.freitas@ee.ufcg.edu.br

² Professor. Doutor, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: rcsfreire@gmail.com

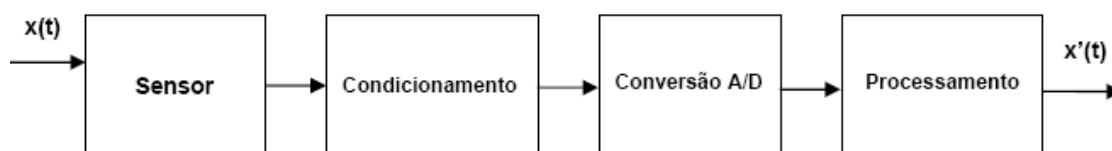


Figura 1: Representação de um sistema de medição (Freitas, 2008)

O sinal a ser medido (o mensurando), $x(t)$ é captado pelo sensor ou pelos sensores e convertido para grandeza elétrica. Em seguida, esse sinal elétrico é condicionado e convertido de grandeza analógica para digital. Este sinal é processado e assim pode ser estimado no sistema de medição, $x'(t)$. Porém, em cada etapa desse processo é adicionado algum tipo de erro, principalmente devido aos ruídos externos. Dentre esses, pode-se ressaltar o erro adicionado pelo processo de quantização quando o sinal é convertido de analógico para digital. (Morawski, 1994)

Para a realização de uma medição elétrica, necessita-se de elementos capazes de gerar um sinal elétrico correspondente à grandeza a ser medida para que posteriormente este sinal possa ser processado e/ou armazenado. Os sensores e os transdutores são elementos utilizados com essa finalidade, geram um sinal elétrico na sua saída (tensão ou corrente) que corresponde ao sinal da grandeza física que se deseja medir. (Almeida, 2009)

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. (Almeida, 2009)

Os sensores termos-resistivos fazem parte de um conjunto de componentes sensíveis à temperatura que são largamente empregados no campo da instrumentação eletrônica (Bentley, 1984). 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.

Os sensores termos-resistivos podem ser separados em dois grupos: PTC (Positive Temperature Coefficient) e NTC (Negative Temperature Coefficient). Os referentes ao primeiro são aqueles cujas suas resistências são diretamente proporcionais às suas temperaturas, ou seja, a curva característica neste grupo tem inclinação positiva. Já o segundo a resistência é inversamente proporcional à sua temperatura, resultando em uma curva característica negativa.

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 (Doebelin, 1976) e (Oliveira, 1997). Devido às características de boa resposta temporal e boa sensibilidade, neste trabalho será usada a arquitetura com sensor aquecido a temperatura constante. (Almeida, 2009)

É proposto para esse trabalho utilizar uma arquitetura com modulador $\Sigma\Delta$. Pois essa é 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 (sobre-amostragem). A alta resolução pode ser alcançada por um processo de decimação. (Almeida, 2009)

O modulador $\Sigma\Delta$ só ganhou importância com o desenvolvimento da tecnologia VLSI (Very-Large-Scale Integration) digitais [Palma et al, 2006]. 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. (Almeida, 2009)

MATERIAL E MÉTODOS

Sensores Termos-Resistivos

Os sensores termos-resistivos são dispositivo muito utilizados em diversas áreas da engenharia elétrica, como instrumentação, controle, automação, engenharia biomédica, etc. Isso se deve ao fato de que sua

resistência é uma função de sua temperatura. Eles podem ser usados para medir diversas grandezas, em especial quando o princípio de medição é por troca de calor, como na medição de temperatura, de radiação e de velocidade de fluidos. (Freitas, 2008)

Conforme já visto, os sensores termos-resistivos podem ser classificados de acordo com a relação entre a variação de sua resistência e sua temperatura. Os sensores cuja resistência aumenta em função do aumento da sua temperatura são denominados PTC (Positive Temperature Coefficient). Os sensores cuja resistência diminui com o aumento da temperatura são denominados NTC (Negative Temperature Coefficient). (Freitas, 2008)

Neste trabalho será utilizado um sensor do tipo PTC do tipo metálico, cuja curva característica é definida pela equação abaixo:

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

Em que,

- R_s é a resistência do sensor na temperatura T_s .
- R_0 é a sua resistência a 0°C .
- β é o coeficiente de temperatura da sua resistência elétrica.

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

Balanco de Energia

Como o sensor pode ser considerado uma porção do espaço que esta sujeita ao princípio da conservação da energia, pode escrever a equação do balanço de energia, como sendo:

$$E_i = E_0 + E_a \quad (2)$$

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. (Almeida, 2009)

Derivando a equação (2) em relação ao tempo, obtém-se:

$$P_i = P_0 + dE_a/dt \quad (3)$$

em que: P_i é a potência aplicada ao sensor; P_0 é a potência perdida pelo sensor e t é o tempo. (Almeida, 2009)

O primeiro termo da equação (3), a potencia de entrada, pode ter diversas origens, porém nesse trabalho pode se restringir a energia térmica resultante de efeito Joule e a energia térmica da incidência da radiação térmica sobre o sensor. Assim, pode-se dizer que:

$$P_i = \alpha SH + R_s I_s^2 \quad (4)$$

em que: I_s é a corrente elétrica que atravessa o sensor; R_s é a resistência do 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. (Almeida, 2009)

O segundo termo da equação (3), a potência perdida P_0 , deve-se à diferença de temperatura entre o sensor e o meio ambiente. Logo, o termo P_0 da equação (3) pode ser substituído por:

$$P_0 = hS(T_s - T_a) \quad (5)$$

em que: h é o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor; S é a superfície do sensor; T_s é a temperatura do sensor e T_a é a temperatura do meio. (Almeida, 2009)

O terceiro termo da equação (3) refere-se à variação da energia acumulada pelo sensor, e pode ser dada também por:

$$dE_a/dt = + mc (dT_s/dt) \quad (6)$$

em que: m é a massa do sensor; c é o calor específico do sensor e dT_s/dt é a variação da temperatura do sensor no tempo. (Almeida, 2009)

Substituindo as equações (4), (5) e (6) em (3), obtém-se a equação do balanço de energia do sistema que, neste caso, é composto exclusivamente pelo sensor termo-resistivo.

$$\alpha SH + R_s I_s^2 = hS(T_s - T_a) + mc (dT_s/dt) \quad (7)$$

Uma característica importante dos sensores termos-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 (Bayazitoglu et al, 1996). 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 (Doebelin, 1976), (Hinze, 1975) e (Wu et al, 1994).

Para fluidos com densidades e viscosidades constantes, o h é dado por:

$$h = a + b \vartheta^n \quad (9)$$

em que: a , b e n são constantes que podem ser determinadas experimentalmente e ϑ 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 (9), podem ser determinadas a partir das equações (10) e (11) (Ferreira et al, 2003).

$$Nu = a + b Re^n \quad (10)$$

$$Re = \rho d \vartheta / \mu \quad (11)$$

em que: Nu 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.

Caracterização de Sensores Termos-Resistivos

Para a caracterização dos Sensores Termo-Resistivo, deve-se realizar dois experimentos, um para determinação das variáveis elétricas (R_0 e β) da equação (1) e outro para determinação das variáveis térmicas (a , b e h) da equação de king (9).

Para determinar os parâmetros R_0 e β pode-se colocar o sensor em uma estufa, aquecê-la até uma temperatura elevada e suspender o aquecimento e assim, realizar a aquisição dos valores da resistência no sensor, para possibilitar o aumento à inércia térmica pode ser colocado dentro da estufa uma pedra de grande porte. Para o caso de um micro-sensor os resultados são obtidos através de simulações.

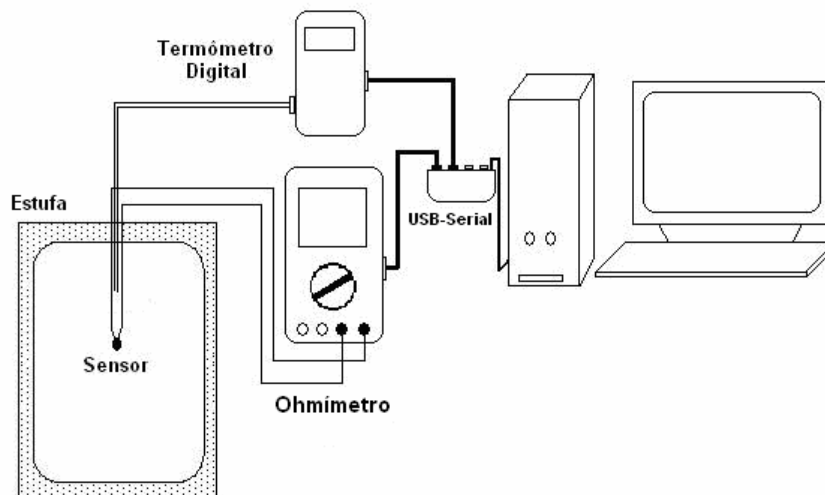


Figura 2: Esquema da montagem do primeiro ensaio (Freitas, 2008)

Com o intuito de simplificar a equação do balanço de energia o próximo experimento deve ser realizado na ausência de radiação e como o sensor está à temperatura constante, a partir de (7) têm-se:

$$R_{s1s2} = hS(T_s - T_a) \quad (12)$$

E juntamente com a equação (9) têm-se:

$$R_{s1s2} = S(a + b\beta n)(T_s - T_a) \quad (13)$$

Para realizar esse experimento pode-se colocar o sensor em um tubo, com a temperatura constante (dentro de uma estufa), com o auxílio de um ventilador (um cooler) e um anemômetro digital monta-se o sistema abaixo.

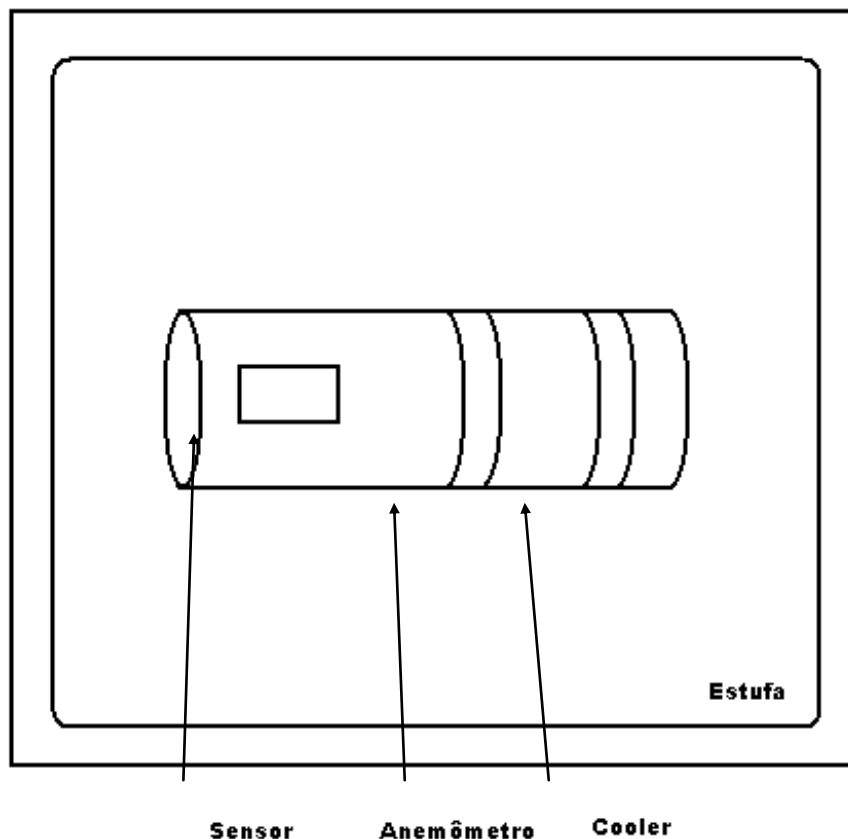


Figura 3: Esquema de montagem do segundo ensaio

Mudando os valores da velocidade do motor, muda-se a velocidade do vento e realiza-se a aquisição dos valores da resistência do sensor, para o caso do micro-sensor esses resultados são obtidos por simulação.

Conversores A/D $\Sigma\Delta$

Nesse tópico serão apresentados alguns conceitos sobre os conversores sigma-delta, para assim entender o funcionamento da estrutura sigma-delta com sensor termo resistivo.

Um sinal analógico possui por definição resolução infinita, no processo de conversão desse sinal para um sinal digital, precisa ser quantizado e isso introduz um erro no valor do sinal da saída chamado erro de quantização. (Almeida, 2009)

Existem diferenças entre processo de quantização dos conversores A/D que operam na taxa de Nyquist e os conversores 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 $FS = N \cdot f_S$, 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. (Almeida, 2009)

Um modulador $\Sigma\Delta$ é composto por um filtro analógico (integrador) e um quantizador (comparador) e uma malha de realimentação composta por um conversor D/A (Figura 4). O conversor D/A é usado para viabilizar a soma do sinal “digital” da saída com o sinal analógico da entrada. O sistema, conforme já mencionado, é baseado no princípio da sobre-amostragem, na qual a frequência de amostragem do sinal de entrada é feita N vezes maior (taxa de sobre-amostragem) que a frequência de Nyquist, $F_S = N \cdot f_S$. (Almeida, 2009)

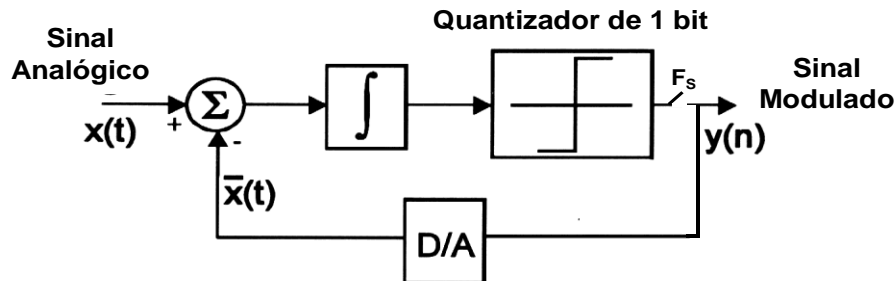


Figura 4: Diagrama em blocos de um modulador $\Sigma\Delta$. (Almeida, 2009)

A ordem do modulador $\Sigma\Delta$ é determinada pela quantidade de integradores que o compõe. Sendo assim o diagrama mostrado na figura 4 é de um modulador 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 $\bar{x}(t)$ (Verhoeven et al, 1995).

Essa diferença entre o sinal de entrada e o sinal realimentado é igual ao erro de quantização, se o conversor D/A é perfeito e desprezando-se atrasos no sinal. 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. (Almeida, 2009)

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 (Verhoeven et al, 1995). Para avaliar o funcionamento do modulador sigma delta em tempo discreto, pode-se usar a Figura 5 que é uma evolução da Figura 4.

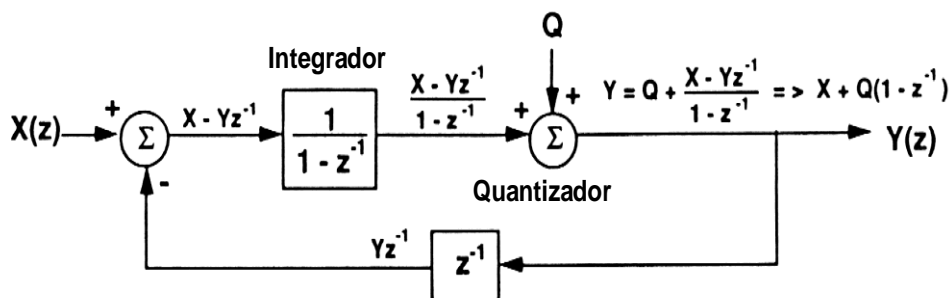


Figura 5: Modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem no domínio discreto (Almeida, 2009)

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:

$$Y(z) = Q(z) + \frac{1}{1 - z^{-1}} [X(z) - z^{-1}Y(z)] \quad (3.14)$$

Reescrevendo-se a equação (3.14) em função de $Y(z)$, a saída da malha $\Sigma\Delta$ de primeira ordem fica:

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1})Q(z) \quad (3.15)$$

Assumindo que o ruído de quantização é aleatório, o diferenciador $(1-z^{-1})$ mostrado na equação (3.15) 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 frequência 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 frequência de 0 a f_B . (Almeida, 2009)

Na Figura 6 apresenta-se uma comparação entre os desempenhos de moduladores $\Sigma\Delta$ de primeira ordem e os amostradores de Nyquist de 1 bit.

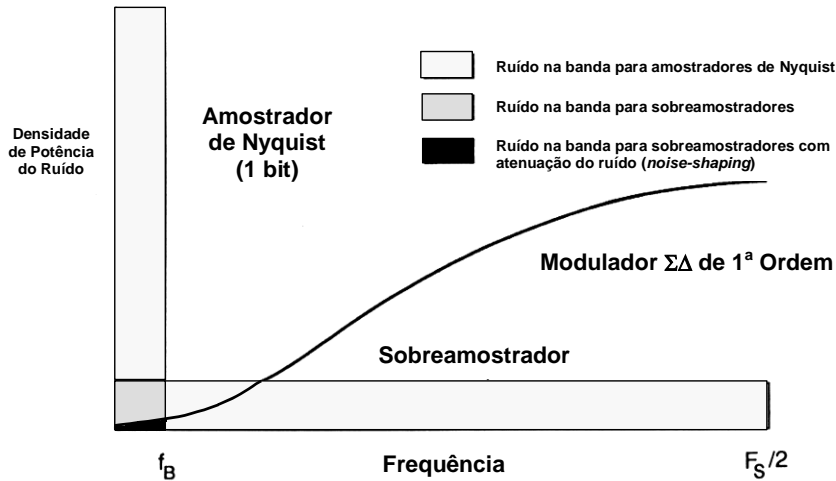


Figura 6: Espectro de um modulador $\Sigma\Delta$ e distribuição do ruído [Almeida, 2009]

Na Figura 7, 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 8, 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. (Almeida, 2009)

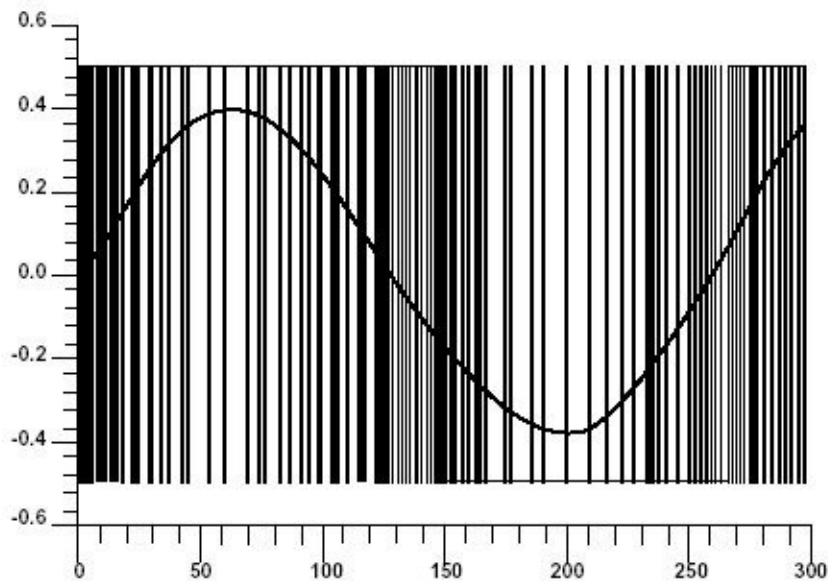


Figura 7: Entrada e saída de um modulador $\Sigma\Delta$ de primeira ordem [Almeida, 2009]

Simulações e Circuitos

As simulações realizadas e os circuitos implementados foram feitos no ambiente Mentor, a partir dos transistores de junção pnp e npn.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Para a realização do projeto do modulador sigma delta, surgiu a necessidade de se criar portas lógicas no ambiente Mentor, a partir de transistores. Esse tópico tem o intuito de mostrar como foram feitas essas portas lógicas, assim como apresentar resultados do seu funcionamento.

Porta NOT (Inversor)

No projeto do inversor utilizou-se o esquemático mostrado na figura 8, que é uma configuração básica desta porta lógica.

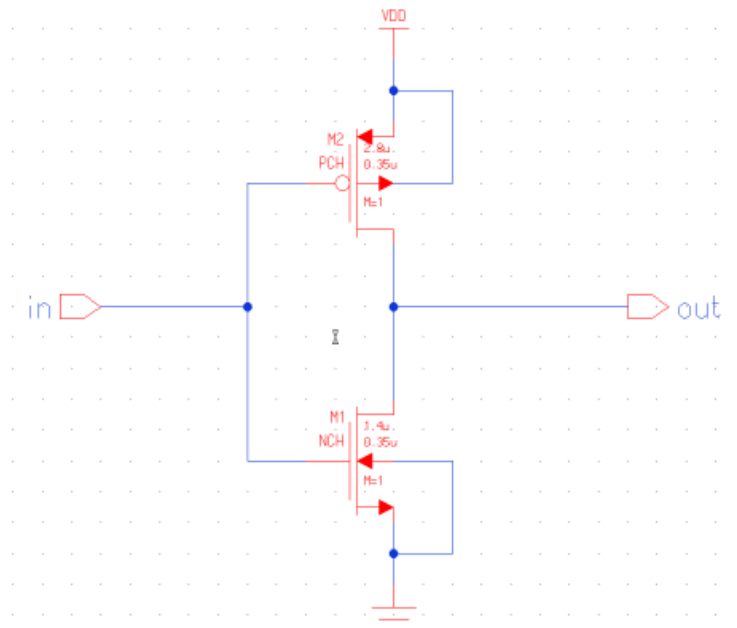


Figura 8: Esquemático do Circuito da Porta NOT (Inversor)

Após implementar essa porta lógica foi realizado o teste, aplicando uma onda quadrada na entrada do mesmo e verificou-se o sinal de saída, conforme ilustra o gráfico mostrado na figura 9.

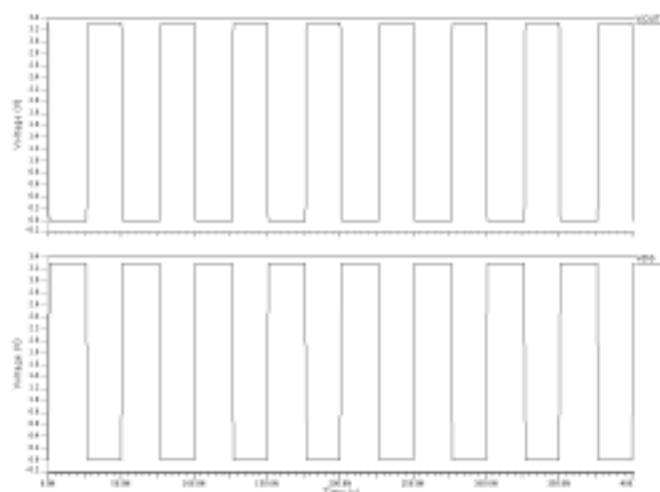


Figura 9: Resultado da Simulação da Porta NOT (Inversor)

Desta forma pode-se verificar que o inversor funcionou conforme era esperado.

Porta NAND

No projeto da porta nand utilizou-se o esquemático mostrado na figura 10, que é uma configuração básica desta porta lógica.

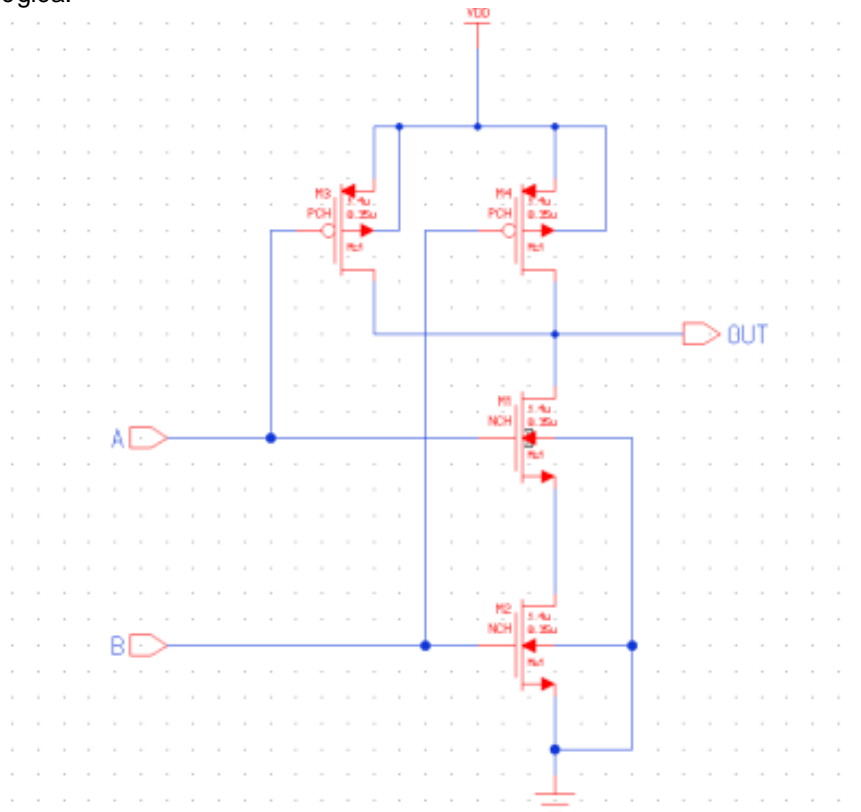


Figura 10: Esquemático do Circuito da Porta NAND

Após implementar essa porta lógica foi realizado o teste, aplicando uma onda quadrada em uma entrada e outra onda quadrada um defasada em sua outra entrada e verificou-se o sinal de saída, conforme ilustra o gráfico mostrado na figura 11.

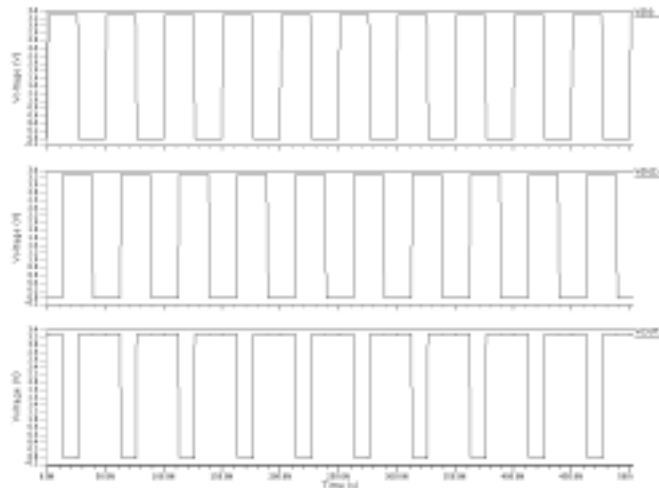


Figura 11: Resultado da Simulação da Porta NAND

Desta forma pode-se verificar que o inversor funcionou conforme era esperado.

Porta AND

No projeto da porta and utilizou-se o esquemático mostrado na figura 12, que é uma configuração básica desta porta lógica, a junção de uma porta lógica nand com um inversor.

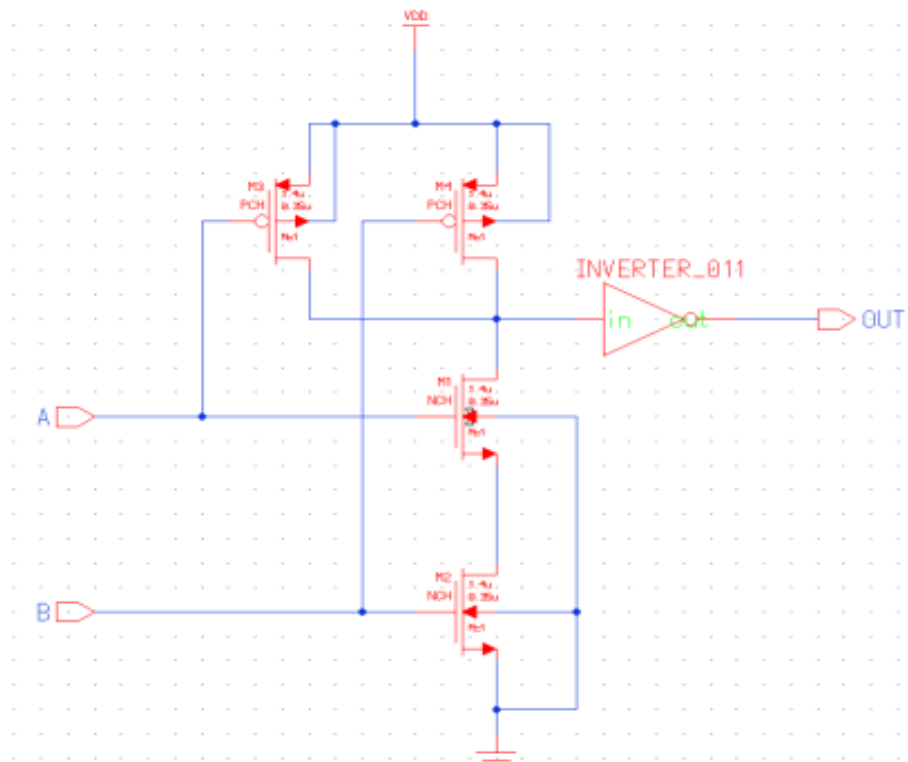


Figura 12: Esquemático do Circuito da Porta AND

Após implementar essa porta lógica foi realizado o teste, aplicando uma onda quadrada em uma entrada e outra onda quadrada um defasada em sua outra entrada e verificou-se o sinal de saída, conforme ilustra o gráfico mostrado na figura 12.

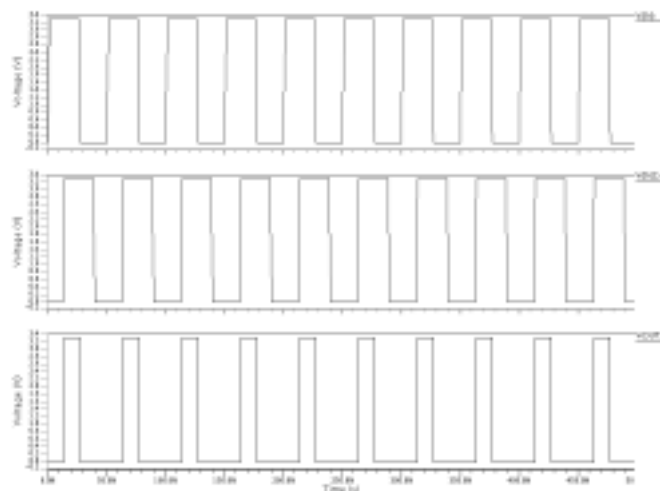


Figura 12: Resultado da Simulação da Porta NAND

Desta forma pode-se verificar que o inversor funcionou conforme era esperado.

O objetivo da utilização das portas lógicas é organizá-las de forma a sintetizar o esquemático mostrado na figura 13, sendo que os demais esquemáticos apresentados compõe os conjuntos de ferramentas da biblioteca do Mentor.

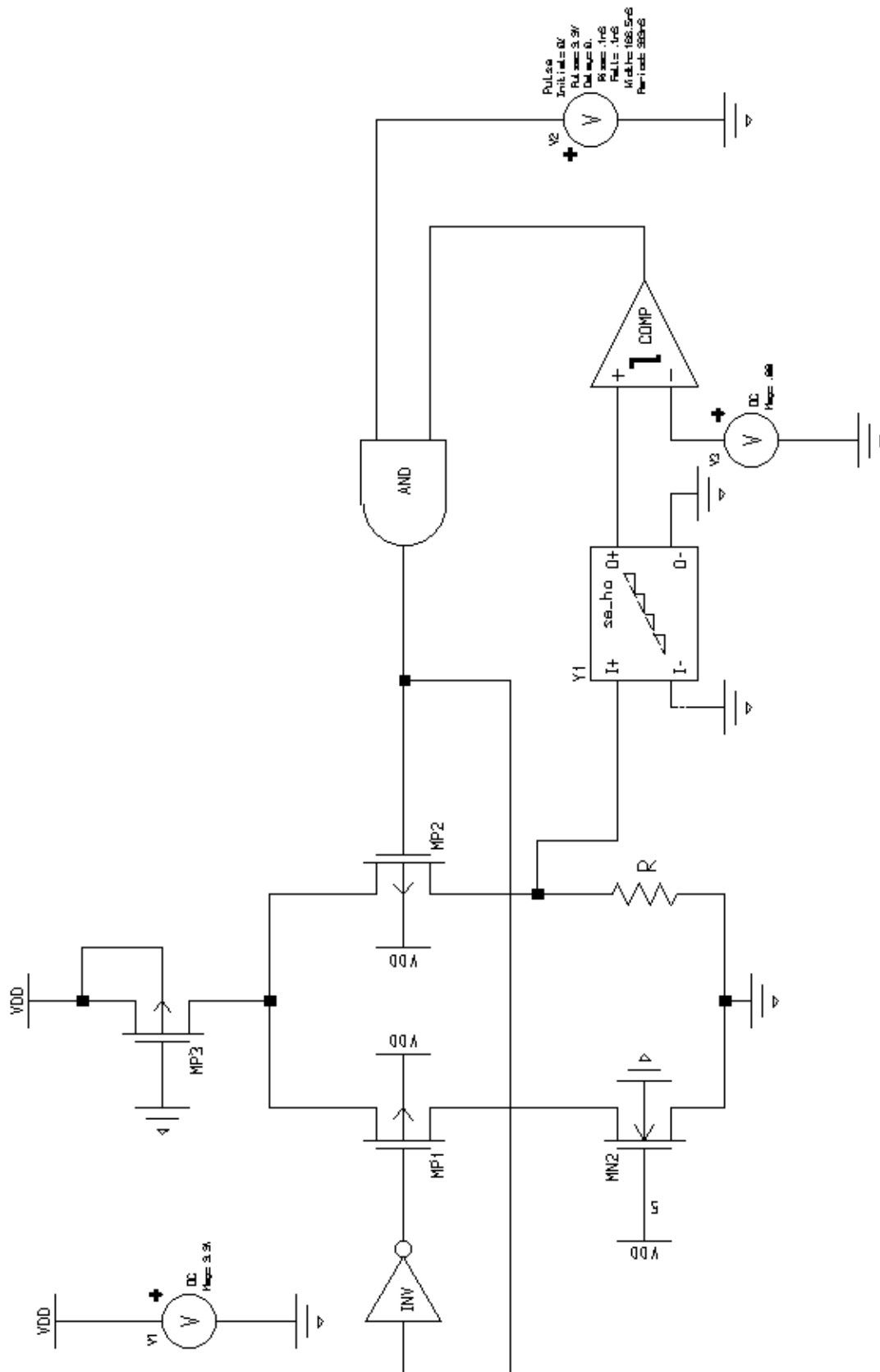


Figura 13: Esquematico do modulador sigma delta proposto

CONCLUSÃO

Com o estudo para realização desse projeto pode-se verificar que uma gama de áreas da metrologia podem ser aprimoradas com o desenvolvimento de conversores sigma delta térmicos em circuitos integrados.

Para que o projeto possa ser realizado deve-se dedicar um certo tempo de pesquisa sobre sensores termos-resistivos, moduladores sigma-delta, funcionamento de instrumentos de medição, linguagem em MatLab®, linguagem VHDL etc.

AGRADECIMENTOS

Ao CNPq pelo financiamento do projeto e pela concessão da bolsa PIBIC;

Ao Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científicas por ter me dado condições para fazer esse projeto.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Morawski, R. Z., **Unified Approach to Measurand Reconstruction**, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, nº 2, pp. 226-231, 1994.

Almeida, W. R. M. **Modulador $\Sigma\Delta$ Térmico: Modelagem, Simulação e Concepção**, Tese de Doutorado; Universidade Federal de Campina Grande, 2009.

Bentley, J. P., **Temperature Sensor Characteristics and Measurement Design**, J. Phys. E: Sci Instrum, vol 17, pp. 430-439, 1984.

Doebelin, E.O., **Measurement Systems Application and Design**, McGraw Hill Kogakusha Ltda, cap 7, pp. 435-499/1976.

Oliveira, A. **Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas**, Tese de Doutorado; Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, 1997.

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.

Freitas: Freitas, G. K. M. de; **Modulador Sigma-Delta Térmico: Aplicação em Medição de Temperatura**, Dissertação de Mestrado; Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2008.

Bayazitoglu, Y., Sathuvalli, U.B., **Heat Transfer**, In: DORF, R.C., The Engineering Handbook. Boca Raton, Flórida: CRC Press, 1996, Cap 49, p508-528.

Hinze, J.O., Turbulence, McGraw-Hill Inc, 1975, cap 2: **Principles of Methods and Techniques in Measurement of Turbulent Flows**, p. 83-172.

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.

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.

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.

Lomas, C.G. **Fundamentals of Hot-Wire Anemometry**, Cambridge University Press, 1986.

Jorgensen, F.E. **How to Measure Turbulence with Hot-Wire Anemometers – A Practical Guide**. Dantec Dynamics, 2002.

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.

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.

Sarma, G. R. **Analysis of a Constant Voltage Anemometer Circuit**, IMTC93 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 731-736, 1993.