

Concepção de Circuitos Integrados Para Tratamento de Sinais de Sensores de Radiação, Temperatura e Velocidade de Flúidos

Revisão Bibliográfica

José Alexandre de França

Pesquisa Bibliográfica de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr.

Orientador

Gurdip Singh Deep, Ph.D.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©José Alexandre de França, dezembro de 1997

Concepção de Circuitos Integrados Para Tratamento de Sinais de Sensores de Radiação, Temperatura e Velocidade de Flúidos

Revisão Bibliográfica

José Alexandre de França

Pesquisa Bibliográfica de Doutorado apresentada em dezembro de 1997

Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr.

Orientador

Gurdip Singh Deep, Ph.D.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil, dezembro de 1997

Resumo

Este trabalho consiste de uma coletânea de artigos de revistas e jornais especializados, além de livros e documentos conseguidos na internet, sobre sensores termorresistivos e sensores inteligentes. Assuntos relacionados a sensores termorresistivos como equações características, arquiteturas de medição de temperatura, radiação solar e velocidades de fluidos, e relacionados a sensores inteligentes, como por exemplo, auto-correção, conversores A/D e técnicas de concepção de circuitos integrados, são discutidos.

Esta pesquisa foi realizada para buscar subsídios para concepção de arquiteturas de medidores de temperatura, radiação e velocidade de fluido, que adequem-se a integração.

Lista de Figuras

3.1	a) Estrutura em ponte realimentada e b) estrutura com fonte de corrente controlada.	13
3.2	Termômetro a termistor com excitação por pulsos modulados em largura.	14
3.3	Radiômetro de equivalência elétrica.	17
4.1	Sensor inteligente.	20
4.2	Diagrama de blocos de um modulador sigma-delta de primeira ordem.	21
4.3	Sistema de Aquisição de dados a) ligação convencional em estrela, e b) sistema distribuído de sensores inteligentes.	22
4.4	Soluções híbridas para interface de sensores inteligentes.	22
4.5	Termômetro a termistor com processamento digital do sinal de desequilíbrio da ponte.	24
4.6	Radiômetro com excitação por pulsos modulados em largura.	25

Sumário

Resumo	iii
Lista de Figuras	iv
1 Introdução	6
2 Sensores Termo-Resistivos	7
2.1 Comportamento	7
2.2 Aplicações	9
2.2.1 Temperatura	9
2.2.2 Radiação	10
2.2.3 Velocidade de Fluidos	10
3 Utilização de Sensores Termo-Resistivos a Temperatura Constante	12
3.1 Termômetro a Termistor	13
3.2 Anemômetro a Termistor	15
3.3 Anemômetro a Termistor	16
4 Sensores Inteligentes	18
4.1 Definição	19
4.2 Conversão A/D	20
4.3 Barramento	21
4.4 Sensores Inteligentes a Termistores	23
4.4.1 Medidor de Temperatura	23
4.4.2 Anemômetro	24
4.4.3 Radiômetro Solar	24
5 Comentário e Conclusões	26
6 Bibliografia	27

Capítulo 1

Introdução

Este trabalho foi realizado com o objetivo de obter-se informações sobre sensores termo-resistivos [1-32], tais como, as equações que regem seu comportamento [1-8], caracterização [3-7] e métodos de medição de temperatura [10-19], radiação [1, 3, 19 e 25] e velocidade de fluidos [1 e 19], em particular os que utilizam o princípio de equivalência elétrica.

Com o objetivo de investigar arquiteturas de circuitos voltados para a integração, para fazer a concepção e o desenvolvimento de a) medidores de temperatura com termistores; b) radiômetros solares com sensores termo-resistivos metálicos; e, c) anemômetros de equivalência elétrica com termistores; Pesquisou-se informações sobre sensores inteligentes [30 e 33-49], sensores para medição de temperatura, integração de sistemas de aquisição com sensores (micro-eletrônica de interface [38-48] e conversores A/D e D/A , em especial os que utilizam moduladores $\Sigma\Delta$ [50-75]), micro-eletrônica mista (sensores, micro-eletrônica analógica e digital em uma mesma pastilha).

Para a concepção de tais arquiteturas é necessário o projeto de diversos circuitos auxiliares para fazerem parte de uma biblioteca, como células, à serem utilizados nos circuitos de tratamento de sinais dos sensores térmicos. Por isso, foram coletados alguns trabalhos sobre amplificadores operacionais, comparadores e chaves eletrônicas, com tecnologia CMOS [76-84].

As pesquisas foram feitas em revistas especializadas, anais de conferências, referências citadas em artigos já disponíveis e na internet. E a partir de tais informações, desenvolveu-se a parte escrita deste trabalho, na qual é apresentada de maneira sucinta, as principais características dos sensores termo-resistivos; breve análise de alguns métodos de medição de temperatura, radiação e velocidade de fluídos, usando-se sensores termo-resistivos; e, as vantagens de integração destas arquiteturas utilizando-se técnicas como capacitores comutados e correntes chaveadas [85-91].

Capítulo 2

Sensores Termo-Resistivos

Os sensores termo-resistivos têm sido de grande utilidade na medição de diversas grandezas físicas, tais com, temperatura, radiação térmica e velocidade de fluidos. Nos últimos anos, têm surgido diversos equipamentos que apresentam funções inteligentes, graças em grande parte ao progresso das novas técnicas relacionadas a esses tipos de sensores, que detectam vários tipos de condições e provem informações a computadores para controlar e monitorar diversas classes de fenômenos físicos [32].

A principal vantagem dos sensores termo-resistivos é a sua sensibilidade. Termistores de sensibilidade elevada podem apresentar coeficientes de temperatura de $-10 \text{ k}\Omega/^\circ\text{C}$ ou mais. Por exemplo, um termistor de 2252Ω possui uma sensibilidade de $-100 \Omega/^\circ\text{C}$ na temperatura ambiente, enquanto que um RTD de platina de 100Ω possuem uma sensibilidade de apenas $0,4 \Omega/^\circ\text{C}$ [8].

Outra vantagem dos sensores termo-resistivos é a sua resistência elevada. Esses sensores estão disponíveis (a 25°C) na faixa de milhares à milhões de ohms. Esta alta resistência diminui os erros provocados por resistências espúrias existentes nos circuitos de medição.

Estes sensores podem ser de dois tipos, os que apresentam coeficiente de temperatura negativos e são chamados de NTC's (*Negative Temperature Coefficient*), e os chamados PTC's (*Positive Temperature Coefficient*) que possuem coeficiente de temperatura positivos.

2.1 Comportamento

O comportamento dos sensores termo-resistivos é regido por duas equações. A primeira relaciona a sua resistência elétrica com a temperatura e depende do tipo de sensor (NTC ou PTC). Na literatura encontra-se várias equações que descrevem esta relação [1 e 8],

porém a Equação 2.1 é a mais simples e a mais utilizada [1].

$$R_s = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (2.1)$$

Na qual, R_s é a resistência do sensor na temperatura T em Kelvin, e;

R_0 é a resistência do sensor em uma temperatura de referência T_0 em Kelvin.

A Equação 2.1 também pode ser representada por

$$R_s = A e^{B/T} \quad (2.2)$$

Na qual $A = R_0/e^{B/T_0}$.

As Equações 2.1 e 2.2 são válidas apenas para os NTC's. Para os PTC's, a Equação 2.3 é a mais aceita.

$$R_s = R_0[1 + \alpha_1(T - T_0) + \alpha_2(T - T_0)^2 + \dots + \alpha_n(T - T_0)^n] \quad (2.3)$$

Na qual, $\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_n$ são constantes determinadas experimentalmente.

Dependendo da faixa de temperatura, a Equação 2.3 pode reduzir-se à

$$R_s = R_0[1 + \alpha_1(T - T_0)] \quad (2.4)$$

A segunda equação que rege o comportamento dos sensores termo-resistivos baseia-se na primeira lei da termodinâmica e relaciona a energia entregue ao sensor, a energia perdida para o meio que o envolve e a energia acumulada na forma de calor (Equação 2.5).

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (2.5)$$

Na qual, αSH é a radiação absorvida pelo sensor por unidade de tempo;

α é o coeficiente de transmissividade-absorvida do sensor;

H é a radiação incidente;

P_e é a potência elétrica;

$hS(T_s - T_a)$ é a energia perdida pelo sensor para o meio ambiente por unidade de tempo;

h é o coeficiente de transmissão de calor na superfície do sensor;

S é a área da superfície do sensor;

T_s é a temperatura do sensor;

T_a é a temperatura do meio ambiente;

$mc \frac{dT_s}{dt}$ é a energia absorvida pelo sensor por unidade de tempo;

m é a massa do sensor, e;

c é o calor específico do sensor.

Dois parâmetros importantes da Equação 2.5 são: o produto hS , chamado de condutância térmica (G_{th}), e o mc , chamado de capacitância térmica (C_{th}).

Na Equação 2.5, o parâmetro h não é constante, ele depende da temperatura do sensor, da temperatura do meio ambiente e da velocidade do fluido (caso o meio que o envolve seja fluido). A variação de h com a temperatura depende do formato do sensor e sua dedução é bastante complexa. Felizmente, para alguns sensores este parâmetro pode ser considerado constante [1].

A variação de h com a velocidade do fluido, desprezando-se a convecção livre, é dada por [2]

$$h = C_0 + C_1\sqrt{v} \quad (2.6)$$

Na qual, C_0 e C_1 são constantes determinadas experimentalmente, e v é a velocidade do fluido. Contudo, só é válida para a faixa de velocidade na qual a convecção forçada é muito maior que a convecção livre. Quando isso não ocorre, a Equação 2.7 é mais aceita.

$$h = a + bv^n \quad (2.7)$$

Na qual, a , b e n são constantes determinadas experimentalmente, e dependem da faixa de velocidade do fluido.

2.2 Aplicações

Nos dias de hoje, os processos físicos das mais diversas áreas científicas, industriais, médicas, etc, dependem fortemente do conhecimento e/ou monitoramento de grandezas físicas a eles associadas. Dentre as grandezas mais monitoradas estão a temperatura, radiação e velocidade de fluidos. Ambientes de trabalho, por exemplo, estão tornando-se mais agradáveis através de sistemas de monitorização e controle de temperatura de ambientes [32]. Sem o conhecimento da radiação nas culturas, o planejamento do plantio de diversas culturas estaria comprometido. Além disso, a medição do fluxo de calor e do espectro de temperatura são imprescindíveis em áreas como o estudo atmosférico [15]. Para medição de tais grandezas, os sensores termo-resistivos são os mais usados.

2.2.1 Temperatura

A temperatura é a grandeza ambiental mais medida [1, 9 e 19]. Vários componentes eletrônicos podem ser danificados se expostos a altas temperaturas, por outro lado,

outros podem deteriorar-se em ambientes extremamente frios. Além disso, os mais variados sistemas físicos, químicos, mecânicos e biológicos são afetados pela temperatura.

O principal obstáculo da medição de temperatura usando sensores termo-resistivos é a sua característica não linear (Equações 2.2 e 2.4). Em algumas aplicações, para reduzir a não linearidade, são usados resistores e amplificadores operacionais em conjunto com tais sensores [1 e 8]. Contudo, estes métodos são válidos dependendo da faixa de temperatura [15 e 21].

Uma outra abordagem é considerada em outros trabalhos, nos quais, para gerar uma sinal pulsado com frequência ou intervalo proporcional a temperatura, a variação exponencial da resistência de um termistor com a temperatura é comparada com a tensão de um circuito RC [10-17].

Todos esses métodos de medição de temperatura são métodos aproximados, visto que o aquecimento do sensor devido ao efeito joule é desprezado [15, 19 e 21]. No Capítulo 3, é apresentado um novo método que explora o aquecimento do sensor for efeito joule para tornar a resposta do circuito mais rápida.

2.2.2 Radiação

Da Equação 2.5, pode-se notar que a energia de radiação recebida pelo sensor por unidade de tempo (devido ao termo αSH) pode ser medida, se este for alimentado por uma corrente constante, ou uma tensão constante ou for mantido a uma mesma temperatura.

No caso da corrente constante, uma mudança na radiação recebida provoca uma mudança correspondente na resistência e, conseqüentemente, na tensão sobre o sensor. Assim como no caso da medição de temperatura, a inexistência de realimentação provoca um tempo de resposta do circuito maior. No capítulo seguinte, uma configuração realimentada para medição de radiação a termistor será estudada.

O sensor termo-resistivo para medição de radiação normalmente é do tipo metálico na forma de um filme fino depositado sobre um substrato.

2.2.3 Velocidade de Fluidos

A energia perdida pelo sensor para o meio ambiente por convecção depende da velocidade do fluido que o envolve (Equações 2.6 e 2.7). Quando o sensor é alimentado por corrente constante, um aumento na velocidade do fluido provoca uma redução na temperatura, resistência e na tensão sobre o sensor. No método da temperatura constante, este aumento provoca o aumento da potência elétrica do sensor (para com-

pensar a perda de calor provocada pela velocidade). E neste caso, a informação pode ser retirada da tensão ou corrente elétrica sobre o sensor.

Além dos anemômetros a corrente constante e os a temperatura constante, existem os anemômetros a fio pulsado e a tensão constantes. Nos anemômetros a fio pulsado o fluido é aquecido por um fio que recebe um pulso de tensão, enquanto que um sensor termo-resistivo, colocado a uma pequena distância deste, mede a temperatura do fluido. O tempo entre a geração do pulso de tensão e a detecção do pulso de temperatura é inversamente proporcional a velocidade do fluido.

Capítulo 3

Utilização de Sensores

Termo-Resistivos a Temperatura

Constante

Como apresentado no capítulo anterior, as principais aplicações dos sensores termo-resistivos é na medição de temperatura, radiação e velocidade de fluido. Para medir-se tais grandezas, o método da diferença pode ser usado. Neste método são usados dois sensores, o primeiro é um sensor interrogativo (ou detector) e o segundo é o sensor nulo (do qual não se espera variação devido a grandeza a ser medida). Se o circuito de medição tiver sido bem dimensionado, a diferença das energias medidas nos dois sensores é proporcional a grandeza desejada. Este método depende de calibrações precisas e possui uma constante de tempo relativamente elevada [3 e 7].

Outro método de medição é o da substituição elétrica. Este método é um caso particular do princípio da equivalência elétrica [20]. Neste caso, a variação da potência térmica incidente em um sensor devida a grandeza desejada é substituída por uma variação de potência elétrica de mesmo valor no sensor. Deste modo, a variação da potência elétrica é equivalente a variação da potência térmica devida a grandeza a medir. Conhecendo-se um valor de referência, que pode ser a potência elétrica quando o valor da grandeza é nulo, pode-se então encontrar o valor dessa grandeza em um caso qualquer.

Existem diversas possibilidades de configurações para sistemas que usem o princípio da equivalência elétrica (a temperatura constante, corrente constante e tensão/resistência constante) [19], todas baseadas em realimentação. Devido a isso, geralmente o método da substituição aumenta o tempo de resposta do sensor [3, 5]. Na Figura 3.1.a mostra-se uma configuração em ponte e na Figura 3.1.b, uma com fonte de corrente controlada.

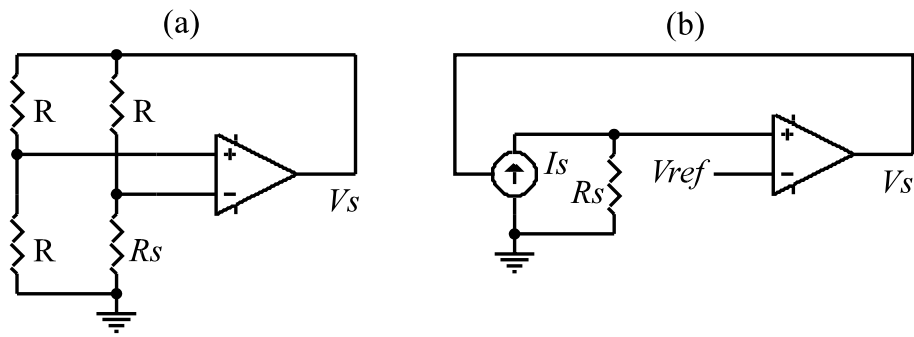


Figura 3.1: a) Estrutura em ponte realimentada e b) estrutura com fonte de corrente controlada.

Considerou-se que os sensores são do tipo NTC, caso contrário as entradas ”+ ” e ”- ” dos amplificadores operacionais devem ser trocadas.

Nestas duas configurações existe uma realimentação negativa, de tal modo que, em regime permanente, a resistência do sensor é mantida constante e igual a R para o caso da Figura 3.1.a e igual a V_{ref}/I_s para o caso da Figura 3.1.b. Da Equação 2.5, observa-se que essa resistência é função da temperatura ambiente, do valor da grandeza a medir e da corrente que o atravessa. Quando a grandeza varia, provoca uma tendência de variação da resistência R_s que muda a tensão de saída do amplificador operacional, modificando a corrente que passa através do sensor, mantendo a sua temperatura e, conseqüentemente, a sua resistência constantes. Contudo, para que a realimentação negativa possa atuar, a temperatura do sensor deve ser maior do que a máxima temperatura ambiente possível.

Nas seções seguintes, mostra-se medidores, semelhantes ao da Figura 3.1.a, de temperatura, radiação e velocidade de fluido.

3.1 Termômetro a Termistor

Desprezando-se a energia devido à radiação, da Equação 2.5, pode-se observar que quando um sensor termo-resistivo é aquecido eletricamente, ele eleva sua temperatura até que o calor gerado por efeito Joule seja igual ao calor perdido para o ambiente onde ele se encontra. Em regime permanente, para um termistor, a Equação 3.1 mostra essa igualdade.

$$P = hS(T_s - T_a) \quad (3.1)$$

Se um termistor é colocado numa estrutura como a da Figura 3.1.a, então sua temperatura T_s deverá ser constante e sua resistência igual a R . Substituindo-se P , na

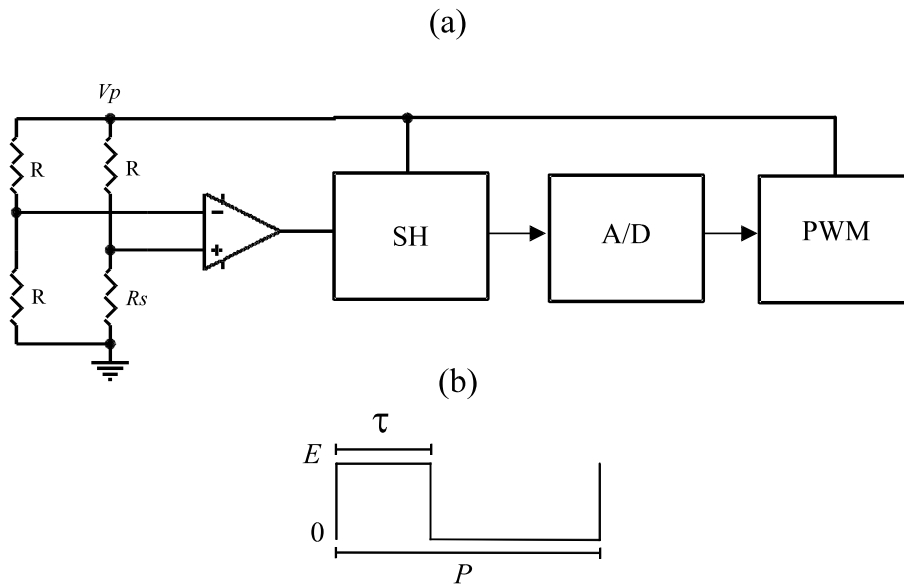


Figura 3.2: Termômetro a termistor com excitação por pulsos modulados em largura.

Equação 3.1, pela potência elétrica dissipada pelo sensor, encontra-se:

$$\frac{R_s V_s^2}{(R_s + R)^2} = \frac{V_s^2}{4R} = hS(T_s - T_a) \quad (3.2)$$

Logo, conhecendo-se h , S , T_s , R , a temperatura ambiente T_a pode ser encontrada então em função da tensão V_s como:

$$T_a = T_s - \frac{V_s^2}{4hRS} \quad (3.3)$$

Este método, em relação aos apresentados na Seção 2.2.1, tem a vantagem de considerar o aquecimento do sensor por efeito Joule. Por isso, devido também a constante de tempo reduzida [19], este método é o mais utilizado.

A temperatura ambiente é dada na Equação 3.3 como uma função quadrática da tensão V_s . Uma relação linear pode ser encontrada se o circuito da Figura 3.2.a for usado.

A ponte (Figura 3.2.a) é alimentada por um sinal de tensão pulsado (Figura 3.2.b), a sua tensão de desequilíbrio é amplificada, amostrada e convertida para a forma digital. A largura dos pulsos τ é gerada então como uma função desse desequilíbrio de modo a obter-se tensão nula na saída do amplificador.

Fazendo o período de repetição dos pulsos, P , muito maior que a constante de tempo térmica do sensor, o termistor vai responder ao valor eficaz da tensão V_s . Substituindo-se V_s , na Equação 3.3, por $V_{p(ef)} = E\sqrt{\frac{\tau}{P}}$, encontra-se:

$$T_a = T_s - \frac{E^2}{4hRSP}\tau \quad (3.4)$$

na qual, E é a amplitude e τ a largura dos pulsos.

Agora, conhecendo-se h , S , T_s , P , E e R , e medindo-se τ , encontra-se então a temperatura ambiente T_a . Contudo, neste caso a relação entre τ e T_a é linear.

3.2 Anemômetro a Termistor

O princípio da equivalência elétrica também pode ser usado na implementação de anemômetros. Nestes, o sensor é aquecido eletricamente e exposto ao fluido que se quer medir a velocidade. Um circuito realimentado encarrega-se de manter a temperatura do sensor constante, isto é, se a temperatura e a resistência do sensor são alteradas devido a alteração na velocidade do fluido (uma alteração na velocidade do fluido implica que mais, ou menos calor é retirado do sensor pelo fluido), então a tensão na saída do amplificador também é alterada de tal forma que a temperatura e a resistência do sensor sejam restabelecidas. Portanto a tensão (ou corrente) no sensor é função da velocidade do fluido.

Como visto na Seção 2.1, as Equações 2.6 e 2.7 expressam a dependência de h com a velocidade do fluido, v . Estas equações são semelhantes, tendo a mesma forma para $n = 0,5$. Para baixas velocidades do fluido, foi mencionado [19] que n aproxima-se de $1/3$. Experimentos foram feitos [3] com um termistor comercial, encontrando-se $n = 0,3131$.

Se um circuito semelhante ao da Figura 3.1.a é usado com um termistor como sensor, a equação que relaciona a velocidade do fluido com a tensão V_s pode ser encontrada a partir das Equações 2.6 e 2.7 e é dada por:

$$V_s^2 = 4RS(T_s - T_f)(a + bv^n) \quad (3.5)$$

na qual, T_f é a temperaturas do fluido.

Novamente a relação encontrada, Equação 3.5, não é linear. Contudo, se um esquema semelhante ao da Figura 3.2 é usado com um termistor como sensor, a equação que relaciona a velocidade do fluido com a tensão V_s pode ser encontrada a partir das Equações 2.7 e 3.4 e é dada por:

$$\tau = \frac{4RSP}{E^2}(T_s - T_f)(a + bv^n) \quad (3.6)$$

Nas Equações 3.5 e 3.6, as constantes R , S , T_s , a , b , P , E e n podem ser determinadas experimentalmente e as variáveis V_s e τ são medidas que representam a velocidade do fluido. Entretanto, ainda existe a variável T_f que deve ser também medida para se poder encontrar. Um circuito de medição de temperatura do fluido deve ser então

acrescentado para este fim. Esta temperatura, T_f , pode ser medida por outro termistor ou por um outro tipo de sensor como os termopares e as junções semicondutoras.

3.3 Anemômetro a Termistor

As configurações das Figuras 3.1 e 3.2 também podem ser usadas para implementar-se um radiômetro solar. Neste caso deve-se utilizar um sensor termo-resistivo que seja sensível a radiação.

Pode-se utilizar dois sensores: um pintado de preto para absorver a radiação e o outro pintado de branco, refletindo a radiação, para compensar a variação da temperatura ambiente. Estes sensores devem ser geométrica e termicamente idênticos e devem ser colocados no mesmo ambiente térmico, protegidos por uma semi-esfera de vidro para evitar diferenças térmicas devidas as correntes de ar. Além disso, caso eles sejam constituídos do mesmo material, nas mesmas quantidades e dimensões, eles devem apresentar então os mesmos parâmetros térmicos, quais sejam: capacidade térmica, c , e coeficiente global de transferência de calor, U .

Como visto na Seção 2.1, a resistência elétrica do sensor varia com sua temperatura, aproximadamente, segundo a Equação 2.4 (página 8). Além disso, quando ele é excitado por uma corrente elétrica $I_s(t)$ e é submetido a uma radiação $H(t)$, a equação que define a variação da sua resistência elétrica, desprezando-se a troca de calor por convecção, é dada por:

$$\alpha SH(t) + R_s(t)I_s^2(t) = hS(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt} \quad (3.7)$$

Na situação de equilíbrio a Equação 3.7 reduz-se a:

$$\alpha SH + R_s I_s^2 = hS(T_s - T_a) \quad (3.8)$$

A constante de tempo pode ser encontrada fazendo-se, na Equação 3.7, $I_s(t)$ tender para zero e T_a constante. Ela é expressa por [3-5]:

$$\tau = \frac{mc}{hS} \quad (3.9)$$

Em seus trabalhos, Rocha Neto [3] determinou experimentalmente a constante de tempo de um sensor termo-resistivo comercial, como sendo de 15 s. Contudo, foram utilizadas estruturas com realimentação negativa com o princípio da equivalência elétrica, diminuindo essa constante de tempo para aproximadamente 600 ms.

Uma possibilidade de implementação de um radiômetro solar baseada no princípio da equivalência elétrica é mostrada na Figura 3.3. Os resistores $R1$ e o potenciômetro

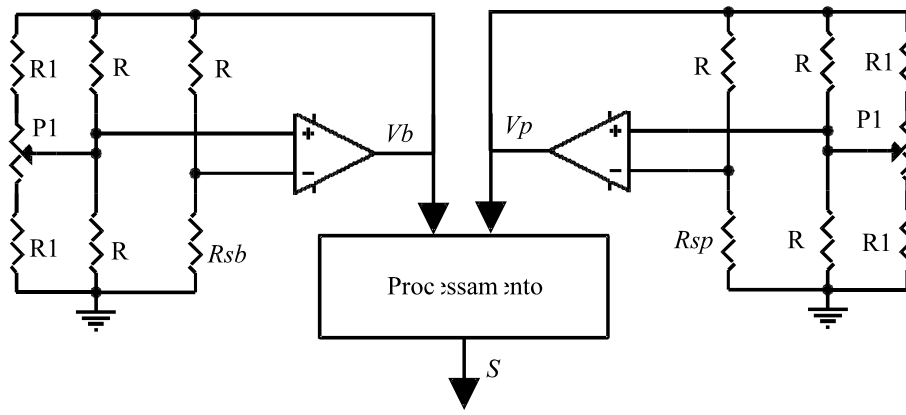


Figura 3.3: Radiômetro de equivalência elétrica.

$P1$ são usados para polarizarem termicamente os sensores, ou seja, para definir a temperatura de trabalho T_s destes sensores.

Os sensores R_{sp} (pintado de preto) e R_{sb} (pintado de branco) absorvem uma parte da radiação, com coeficientes α_p e α_b , respectivamente. Se a radiação variar, então as resistências dos sensores tendem a variar e a desequilibrar as pontes. As tensões de saída dos amplificadores operacionais variam de modo a mudar a corrente elétrica através dos sensores e a manter suas temperaturas, e em conseqüência, suas resistências elétricas constantes, e as pontes equilibradas.

A partir da Equação 3.8 pode-se encontrar, para cada um dos sensores operando em situação de regime permanente, as expressões seguintes:

$$\alpha_p SH + R_{sp} \frac{V_p^2}{(R + R_{sp})^2} = hS(T_{sp} - T_a) \quad (3.10)$$

$$\alpha_b SH + R_{sb} \frac{V_b^2}{(R + R_{sb})^2} = hS(T_{sb} - T_a) \quad (3.11)$$

Subtraindo-se a Equação 3.11 da Equação 3.10, encontra-se:

$$(\alpha_p - \alpha_b)SH + R_{sp} \frac{V_p^2}{(R + R_{sp})^2} - R_{sb} \frac{V_b^2}{(R + R_{sb})^2} = hS(T_{sp} - T_{sb}) \quad (3.12)$$

Considerando $T_{sp} = T_{sb}$, tem-se $R_{sp} = R_{sb} = R_s$:

$$(\alpha_p - \alpha_b)SH + \frac{R_s}{(R + R_{sp})^2} (V_p^2 - V_b^2) = 0 \quad (3.13)$$

Admitindo-se que $R_s = R$,

$$H = \frac{V_p^2 - V_b^2}{4SR(\alpha_p - \alpha_b)} \quad (3.14)$$

Na Equação 3.14, α_p , α_b , S e R são constantes, H pode então ser encontrada pelo processamento de V_p e V_b .

Capítulo 4

Sensores Inteligentes

Desenvolvimentos recentes nas áreas de microeletrônica e processamento digital de sinais têm contribuído para a melhoria da qualidade dos sistemas de medição. Durante as décadas de 60 e 70, o amplificador operacional emergiu como um importante subsistema. Nos anos subsequentes, o amplificador operacional foi otimizado e transportado para um nível no qual pode ser considerado um componente comum, como um resistor ou um capacitor [34]. A década de 80 foi a vez da rápida evolução do circuito analógico integrado MOS, particularmente da tecnologia CMOS. Já durante os anos 90, tem-se visto a tecnologia BICMOS, que incorpora dispositivos CMOS e bipolar em um mesmo *chip*, emergir como uma afirmação das tecnologias originais [35]. Neste mesmo tempo, tem-se observado o surgimento de uma tecnologia mista com circuitos integrados VLSI analógicos e digitais.

A utilização dessas novas tecnologias tem possibilitado a incorporação das diversas etapas de medição em um único dispositivo integrado, constituindo os sensores micro-usinados e os sensores inteligentes [19]. A utilização desses sensores apresenta diversas vantagens com relação a utilização de componentes discretos. Pois, uma vez que o sistema é integrado, fica mais fácil o manuseio, e a precisão da aquisição dos dados pode ser aumentada com a diminuição do nível de ruído devido à proximidade e integração do sistema de medição e o sensor. Além disso, pode ser realizado um pré-processamento digital no sistema integrado, reduzindo a utilização do computador central e aumentando a velocidade de processamento total do sistema, além da redução da conectividade e do consumo de potência, visto que a integração dos circuitos analógicos e digitais, antes discretos, reduz o consumo de potência. Soma-se a isto, o fato de que a aquisição inteligente de dados possibilita a utilização de diferentes ferramentas da área de inteligência artificial, lógica *fuzzy*, redes neuronais e computação evolutiva, para implementação de algoritmos inteligentes de aquisição de dados. Por

outro lado, este desenvolvimento requer o estudo e a criação de novas estruturas de medição, e tem sido estimulado em conferências na área de instrumentação eletrônica [19].

4.1 Definição

Segundo Huijsing [39], sensor é um dispositivo que produz uma representação de uma quantidade de um dos seis domínios da energia existentes (óptico, mecânico, térmico, elétrico, magnético e químico) em uma grandeza no domínio da eletricidade.

O primeiro sensor a semicondutor (1960) usava diodos de silício para detecção de luz [40]. Estes diodos eram diodos normais que tiveram seus encapsulamentos retirados. Durante a década de 70, apenas alguns poucos sensores a semicondutor foram introduzidos, o campo realmente começou nos anos 80 e só agora está completamente desenvolvido [40].

Por usarem os mesmos processos de fabricação que os circuitos integrados, os sensores a semicondutor e seus circuitos para tratamento podem ser integrados em um mesmo *chip*. Isto aumenta bastante a sofisticação dos sensores em termos de checagem e auto-calibração. Técnicas de auto-correção, auto-compensação, auto-linearização, etc, eliminam erros que são associados tradicionalmente a circuitos analógicos [33], como por exemplo, a eliminação de tensões de desvio e ruídos de baixas frequências, através da monitorização e armazenamento em capacitores dessas grandezas, e cancelamento de seus efeitos. Algumas dessas técnicas são bastante conhecidas, mas não eram aplicadas até recentemente. A auto-correção pode ser aplicada a outras áreas, e poderá fazer com que problemas tradicionais (tensão de desvio, deriva térmica, não-linearidade, etc) sejam coisas do passado.

Em vista disso, não é sem razão que Huijsing *et al* [41] define sensor inteligente como sendo: um *chip*, sem componentes externos, que inclui as funções de:

1. sentir: um ou mais sensores;
2. interface: condicionamento de sinal, conversão A/D, e padronização da saída;
3. calibração: zero, escala, linearidade;
4. inteligência: auto-teste, auto-identificação.

Na Figura 4.1, apresenta-se a idéia de sensor inteligente com relação a definição de Huijsing *et al* [41].

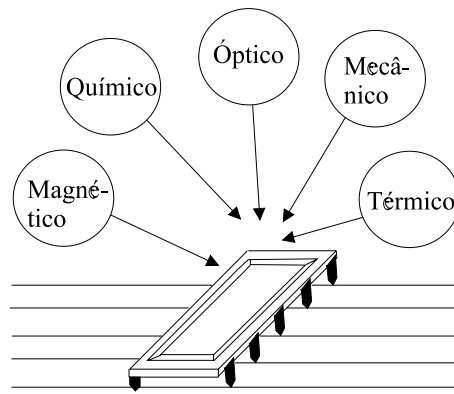


Figura 4.1: Sensor inteligente.

Outra vantagem dos sensores inteligentes é o tamanho. Estes sensores podem ser feitos tão pequenos que torna possível coloca-los em lugares onde sensores convencionais não poderiam ser utilizados. O tamanho pequeno também tem efeito positivo sobre as características do dispositivo, tal como a resposta em frequência [40].

4.2 Conversão A/D

A curta distância entre o sensor e o seu condicionamento, além da ausência de fios de ligação, resultam em uma maior relação sinal-ruído e uma maior resposta em frequência [39]. Normalmente, tem-se uma configuração em cascata do sensor, amplificador e conversor A/D (ADC), mas nos sensores inteligentes pode-se tentar incorporar o sensor diretamente ao ADC. Tais conversores são chamados de indiretos [41]. Conversores indiretos obtêm suas saídas digitais via o domínio do tempo. Isto é possível, por exemplo, com alguns tipos de conversores para frequência, conversores para ciclo de trabalho e conversores sigma-delta.

A principal vantagem desse tipo de conversor é que os circuitos na tecnologia bipolar e CMOS são simples. Além disso, a precisão pode ser feita elevada, algo em torno dos 18 bits, sem muita complexidade. Enquanto que nos conversores A/D convencionais (do tipo direto) são restritos na precisão em torno dos 10 bits, devido a precisão de resistores e capacitores. Por outro lado, uma desvantagem comum aos conversores indiretos é a velocidade baixa.

Como dito, os conversores sigma-delta ($\Sigma\Delta$) são ótimos representantes desta classe de conversores. Estes conversores foram introduzidos por Inose e Yasuda [51] em 1963, desde de então vários autores apresentaram aplicações e novas técnicas de implementação de tais conversores [61-75]. Conversores A/D baseados na modulação $\Sigma\Delta$ combinam taxas de amostragem bem acima da de Nyquist com realimentação negativa

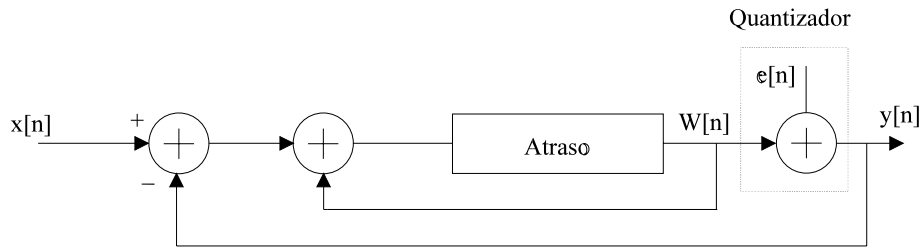


Figura 4.2: Diagrama de blocos de um modulador sigma-delta de primeira ordem.

e filtragem digital para trocar resolução no tempo por resolução em amplitude. Além disso, estes conversores são insensíveis a imperfeições nos circuitos, visto que utilizam apenas um quantizador de dois níveis, e o quantizador é provido de realimentação. Então, os conversores $\Sigma\Delta$ possibilitam uma forma de aproveitar as possibilidades de densidade de integração e velocidade altas da tecnologia CMOS VLSI para contornar as dificuldades de implementação dos circuitos.

Um modulador $\Sigma\Delta$ consiste de um filtro e um quantizador bastante simples dentro de uma realimentação negativa. Junto com o filtro, a realimentação atua para atenuar o ruído de quantização nas baixas frequências, enquanto aumenta os de alta frequência. Desde que o sinal é amostrado a uma frequência muito maior que a de Nyquist, os ruídos nas altas frequências podem ser removidos sem afetar a faixa do sinal por meio de um filtro passa-baixas digital na saída do modulador $\Sigma\Delta$.

O modulador $\Sigma\Delta$ mais simples é o de primeira ordem (Figura 4.2), no qual o filtro consiste de apenas um integrador [58]. Contudo, o ruído de quantização de um modulador de primeira ordem é altamente correlacionado, e a razão de sobreamostragem para conseguir-se uma resolução maior que doze bits é elevada [52]. Para solucionar este problema, moduladores $\Sigma\Delta$ de ordem maior podem ser usados. Estes moduladores possuem mais que um integrador na realimentação. Entretanto, moduladores de ordem maior que dois sofrem de instabilidade, devido ao acúmulo de sinais elevados nos integradores [56].

4.3 Barramento

A revolução na automação industrial, seguida pela revolução da informação, necessitam de sensores, muitos sensores [41]. O maior problema na utilização de muitos sensores é que cada sensor tem suas próprias particularidades. Alguns sensores produzem uma saída em tensão, outros em corrente, ou resistência, ou capacitância.

Um carro moderno necessita de uma média de vinte sensores [39]. Em um sistema de aquisição de dados estes sensores são todos conectados ao computador central em

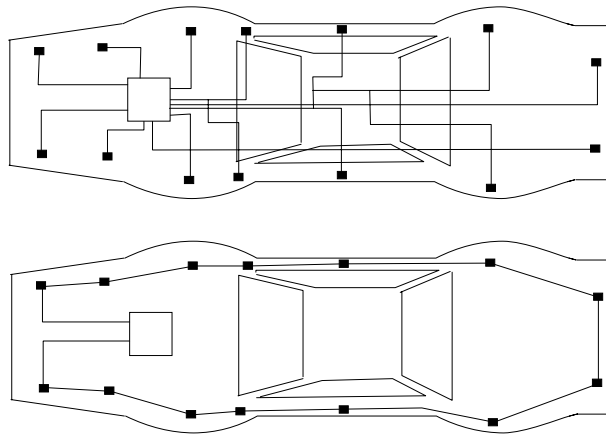


Figura 4.3: Sistema de Aquisição de dados a) ligação convencional em estrela, e b) sistema distribuído de sensores inteligentes.

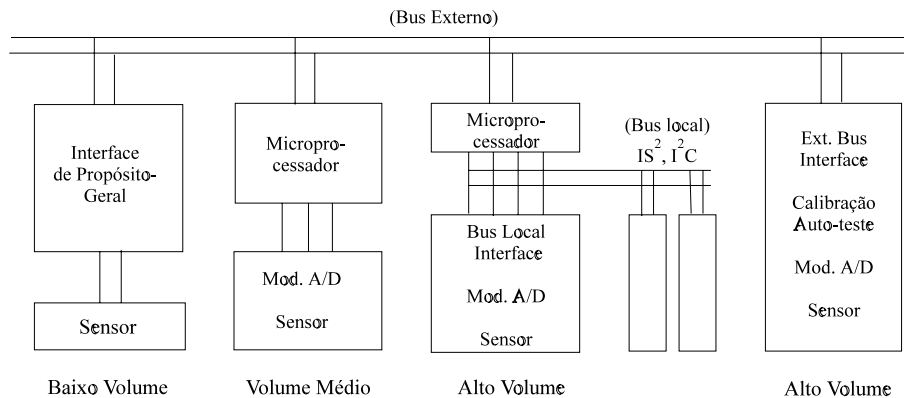


Figura 4.4: Soluções híbridas para interface de sensores inteligentes.

estrela, como mostra a Figura 4.3.a. Neste caso, cada sensor tem sua própria conexão com um condicionamento de sinal específico. Isto torna o sistema complicado e caro. Além disso, quando considera-se que, de acordo com indústrias de automóveis, em poucos anos um carro terá uma média de 100 sensores [39], torna-se claro que um sistema de aquisição de dados convencional não será adequado.

O problema anterior pode ser resolvido pelo conceito de sensores inteligentes em sistemas distribuídos. Cada sensor é agora provido de um circuito que condiciona o sinal do sensor, converte-o em um sinal digital e conecta a um barramento digital que é conectado a todos os sensores, como é mostrado na Figura 4.3.b.

A integração de *drivers* de barramento e de sensores inteligentes em uma mesma pastilha ainda é muito complicada para ser feita a um baixo custo. Entretanto, soluções híbridas podem apresentar resultados satisfatórios. Na Figura 4.4, mostra-se algumas dessas soluções híbridas.

Da direita para a esquerda (Figura 4.4), tem-se uma interface de propósito geral

que relaciona um baixo volume com restrição aos tipos de sensores.

A próxima alternativa (mais à direita), sensor com saída em frequência, ou ciclo de trabalho, etc, é conectado a um microprocessador com uma interface. Ambos, sensor e microprocessador, podem ser desenvolvidos em volumes médios a um custo moderado.

Um passo mais à direita, tem-se a solução com um formato de barramento intermediário que é simples o bastante para ser implementado sobre a mesma pastilha do sensor. O barramento local intermediário não é robusto o suficiente para ser usado com o barramento externo [39]. Exemplos deste são o IS² e o I²C, que para ser implementado, em sua versão mais simples, são necessários 800 transistores adicionais [41].

Finalmente, em um futuro distante encontra-se a uma solução em uma única pastilha com uma interface suficientemente robusta para ser conectada a um barramento externo.

4.4 Sensores Inteligentes a Termistores

Nos últimos anos, têm sido apresentados trabalhos sobre termômetros, anemômetros e radiômetros a base de sensores termo-resistivos, com conversão da informação da forma analógica para a forma digital, nos quais os circuitos analógicos convencionais são associados a conversores A/D, em circuitos integrados ou de forma discreta. Estes circuitos apresentam problemas que dificultam o processo de compensação da temperatura e da estimação da grandeza a ser medida. As estruturas de medição de temperatura, velocidade de fluidos e radiação solar, apresentadas no capítulo anterior podem ser adaptadas para integração, e assim usufruir de todas as vantagens da tecnologia dos sensores inteligentes.

4.4.1 Medidor de Temperatura

Os blocos funcionais de amostragem e retenção e de conversão A/D (Figura 3.2, página 14) não são necessários se for usado um comparador no lugar do amplificador e for acrescentado um bloco lógico com um algoritmo para gerar os valores digitais das larguras dos pulsos, como mostrado na Figura 4.5.

Se R_s é maior do que R o nível lógico de saída do comparador (Figura 4.5) é "1", se R_s é menor do que R então ele é "0". Com essa informação, um algoritmo gera o valor da largura do próximo pulso e programa o temporizador.

Devido a sua característica amostrada de controle, a resposta temporal pode ser menor nos circuitos das Figuras 3.2 e 4.5 do que nos circuitos da Figuras 3.1. Entretanto,

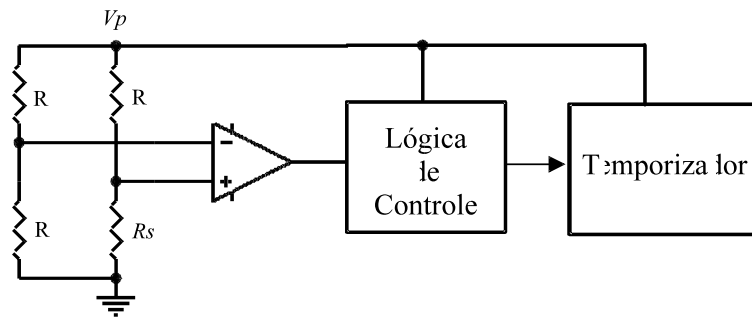


Figura 4.5: Termômetro a termistor com processamento digital do sinal de desequilíbrio da ponte.

essa resposta pode ser melhorada se for usado um algoritmo adequado para geração das larguras dos pulsos e se o período P for feito o menor possível, sem comprometer a resolução da medida.

Pretende-se estudar os algoritmos para geração das larguras dos pulsos, em especial os tipo delta ou delta adaptativo. Pretende-se também fazer a concepção de um circuito integrado que implemente o comparador, o algoritmo e o temporizador no circuito da Figura 4.5 e o amplificador, o circuito de amostragem e retenção, o conversor A/D e o modulador de largura de pulso da Figura 3.2. Os circuitos integrados a serem desenvolvidos deverão utilizar a tecnologia CMOS de 3,3 V ou de 5 V e o conversor A/D deverá ser do tipo sigma-delta.

4.4.2 Anemômetro

Pretende-se desenvolver anemômetros que utilizem configurações como as das Figuras 3.2 e 4.5. Pretende-se também fazer a concepção de um circuito integrado que implemente os circuitos de tratamento dos sinais da ponte, e que forneça uma saída digital proporcional a v (Equação 3.6, página 15). Para este fim serão desenvolvidos comparadores, amplificadores operacionais, conversores A/D e os circuitos lógicos necessários.

4.4.3 Radiômetro Solar

Uma outra possibilidade de implementação de um radiômetro solar baseada na Figura 3.3 (página 17) é mostrada na Figura 4.6. Os resistores $R1$ e o potenciômetro $P1$ são usados para o mesmo fim que os da Figura 3.3.

Considerando-se que o período P é muito menor que a constante de tempo térmica dos sensores, então pode-se considerar que estes respondem aos valores eficazes das correntes que os atravessam. Desse modo, a partir da Equação 3.14 (página 17),

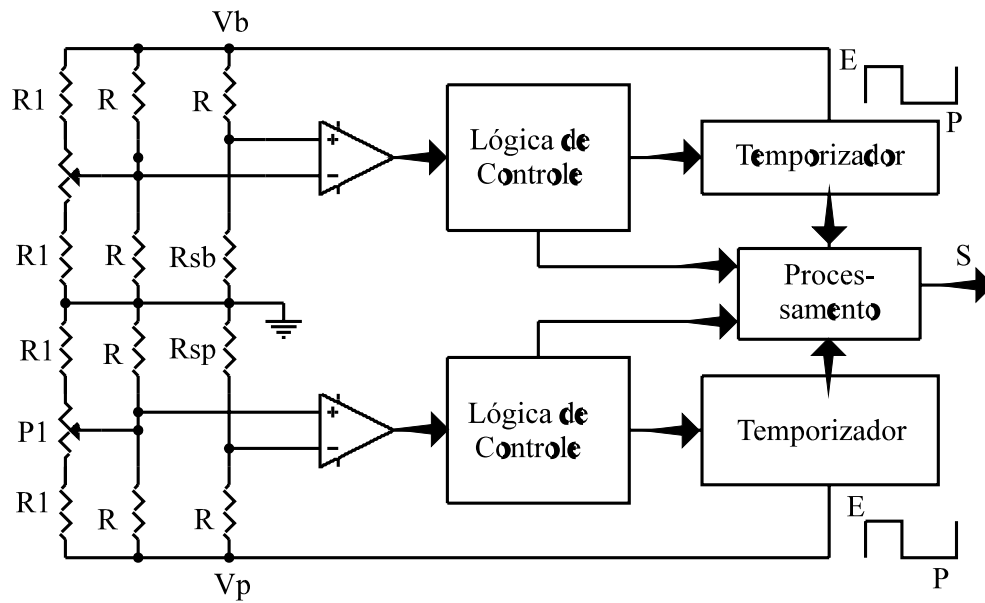


Figura 4.6: Radiômetro com excitação por pulsos modulados em largura.

encontra-se que:

$$H = \frac{E^2}{ARP(\alpha_p - \alpha_b)} (\tau_b - \tau_p) \quad (4.1)$$

Pretende-se desenvolver radiômetros que utilizem configurações como as das Figuras 3.14 e 4.1. Pretende-se também fazer a concepção de um circuito integrado que implemente os circuitos de tratamento dos sinais da ponte, e que forneça uma saída digital proporcional a H .

Capítulo 5

Comentário e Conclusões

Nos dias de hoje, casas e locais de trabalho e alguns produtos de consumo, como automóveis, estão tornando-se cada vez mais agradáveis e fáceis de operar em vista de sofisticados sistemas de controle que coletam informações do ambiente, tais como temperatura, umidade, luminosidade, etc. Sistemas como estes necessitam de sistemas de aquisição de dados com muitos sensores, e só são economicamente viáveis se utilizarem sensores inteligentes integrados, que possuam uma interface inteligente e padronizada.

Nesta pesquisa bibliográfica tinha-se interesse em coletar informações sobre as técnicas existentes de utilização de sensores termo-resistivos para medição de temperatura, velocidade de fluidos e radiação solar. Estas informações darão subsídios para o desenvolvimento de arquiteturas para circuitos de tratamento de sinais de sensores térmicos, em especial a que adequam-se ao desenvolvimento de circuitos integrados de sensores inteligentes.

Os circuitos de medição de temperatura baseiam-se apenas na característica resistência vs temperatura dos sensores termo-resistivos. Contudo, se forem testadas as estruturas realimentadas vistas nos Capítulos 3 e 4, pode-se conseguir um circuito para medição de temperatura mais rápido e linear.

Segundo Oliveira [19], os anemômetros e radiômetros ainda são baseados em circuitos analógicos e, os circuitos integrados que estão sendo desenvolvidos para estes tipos de instrumentos, são integração desses circuitos analógicos juntamente com condicionador de sinal, conversor A/D e circuito de interface.

Acredita-se que a integração torne-se-a muito mais interessante se os circuitos que transformam a informação para a forma digital sejam mais simples e visem um sistema digital, como as configurações discutidas no Capítulo 4.

Capítulo 6

Bibliografia

1. A. Oliveira. *Estudo dos Sensores Termo-Resistivos e Suas Aplicações na Medição de Grandezas Físicas*. Projeto de Pesquisa, Coodenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, 1996.
2. E.O. Doebelin. *Measurement System Application and Design*, McGraw-Hill, 1976.
3. J.S. Rocha Neto. *Caracterização de Sensores Termoresistivos*. Proposta de Doutorado, Coodenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, novembro de 1994.
4. R.C.S. Freire, J.S.R. Neto, G.S. Deep, A.M.N. Lima, e P.C. Lobo. *Experimental Determination of the Time Constant of the Thermoresistive Sensor*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, maio de 1994.
5. A.M.N. Lima, G.S. Deep, J.S.R. Neto, R.C.S. Freire, P.C. Lobo. *Identification of Thermoresistive Solar Radiation Sensors*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 43, NO. 2, pp 133-137, abril de 1994
6. S. Kaliyugavarandan, P. Sankaran, e V.G.K. Murti . *A New Compensation Scheme for Thermistors and its Implementation for Response Linearization Over a Wide Temperature Range*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 42, NO. 5, pp 952-956, outubro de 1993.
7. J.S.R. Neto, G.S. Deep, R.C.S. Freire, A.M.N. Lima, e P.C. Lobo. *Characterisation of Dynamic Response of Thermo-Resistive Sensors*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1994.

8. D. Potter. *Measuring Temperature with Thermistors - a Tutorial*. Application Note No. 065, novembro de 1996.
9. K. Lacanette. *Temperature Sensor Handbook*. Application Note, National Semiconductor, janeiro de 1997.
10. R.N. Sengupta. *A Widely Linear Temperature to Frequency Converter Using A Thermistor in a Pulse Generator*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 37, NO. 1, pp 62-66, março de 1988.
11. I.Y. Yankov, C.I. Gigov, e E.A. Yankov. *Linear Temperature-to-Time Period Converters Using Standard Thermistors*. Means. Sci. Technol., NO. 1, pp 1168-1171, 1990.
12. S. Kaliyugavarandan, P. Sankaran, e V.G.K. Murti. *Application of Reciprocal Time Generation Technique to Digital Temperature Measurement*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 43, NO. 1, pp 99-100, fevereiro de 1994.
13. M. Ikeuchi, T. Furukawa, e G. Matsumoto. *A Linear Temperature-to-Frequency Converter*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. IM-24, NO. 3, pp 233-235, setembro de 1975.
14. S. Natarajan. *Widely Linear Temperature-to-Frequency Converteres*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. IM-24, NO. 3, pp 235-239, setembro de 1975.
15. P.L. Fuehrer, C.A. Freehe, e D.K. Edwards. *Frequency Response of a Thermistor Temperature Probe in Air*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, VOL. 11, pp 476-488, 1994.
16. S. Natarajan. *A Modified Linearized Thermistor Thermometer Using an Analog Multiplier*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 39, NO. 2, pp 440-441, abril de 1990.
17. A.A. Khan, M.A. Al-Turaigi, e A.R.M. Alamoud. *Linearized Thermistor Thermometer Using an Analog Multiplier*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 37, NO. 2, pp 322-323, junho de 1988.
18. D.K. Stankovic. *Linearized Thermistor Multivibrator Bridges for Temperature Measurement*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, pp 179-180, junho de 1975..

19. A. Oliveira. *Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas*. Tese de Doutorado, Coodenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, fevereiro de 1997.
20. C.C. de Farias. *Considerações de Projeto de um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica*. Dissertação de mestrado, Coodenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, janeiro de 1995.
21. P.C. Lobo, G.S. Deep, R.C.S. Freire, J.S.R. Neto, e A.M.N. Lima. *Dynamic Response of an Electronic Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer*. Solar Engineering, VOL. 2, pp 751-756, 1995.
22. P.C. Lobo. *An Electrically Compensated Radiometer*. Solar Energy, VOL. 36, NO. 3, pp 207-216, 1986.
23. G.R. Sarma. *Analysis of a Constant Voltage Anemometer Circuit*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1993.
24. A. Demetriades. *Frequency Response of Constant-Current Film Anemometer*. Inst. J. Heat Mss Transfer, VOL. 36, pp 231-232, 1993.
25. K.N. Helland, e C.W. Van Atta. *Response of Constant-Current and Constant-Temperature Anemometers to Artificial Turbulence*. The Physics of Fluids, VOL. 19, NO. 8, pp 1109-1117, agosto de 1976.
26. H. Fujita, T. Ohhashi, M. Asakura, M. Yamada, e K. Watanabe. *A Thermistor Anemometer for Low-Flow-Rate Measurements*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 44, NO. 3, pp 779-782, junho de 1995.
27. M.A. Mullins, A.F.P. van Putten, R. Bayford, e J.B. Butcher. *Potencial for a Smart Sensor Based on an Integrated Silicon Anamometer*. Sensors and Actuators A 46-47, pp 342-348, 1995.
28. A.F.P. van Putten, D.J. Hitchings, P.H. Quanjer. *Portable Electronic Peak Flowmeter fpr Improved Diagnosis of Chest Diseases in COPD Patients*. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1993.
29. K. Okamoto, T. Ohhashi, M. Asakura. *A Digital Anemometer*. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1993.

30. P. Godts, F. Raucoules, S. Sakly, e F. Polet. *A New Seft Calibrating Radiation Planar Microsensor Application to Contactless Temperature Measurement*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, junho de 1996.
31. M. Attari, F. Boudjema, e M. Heniche. *Linearizing a Thermistor Characteristic in the Range of Zero to 100 degree C with Two Layers Artificial Neural Networks*. Institute of Electronics, Department of Instrumentation, University of Sciences and Technology Houari Boumediene, Algéria.
32. Y. Tanaka. *Temperature Sensors Play Important Roles in Industry, Society*. Journal of Electronic Engineering, pp 60-63, agosto de 1992.
33. Y.P. Tsvividis. *Analog MOS Integrated Circuits - Certain New Ideas, Trends, and Obstacles*. IEEE Jornal of Solid-Sate Circuits, VOL. SC-22, NO. 3, pp 317-321, junho de 1987.
34. K.R. Laker, W.M.C. Sansen. *Design of Analog Integrated Circuits and Systems*. McGraw-Hill, Inc.
35. M. Kubo, I. Masuda, K. Miyata, e K. Ogiue. *Perspective on BiCMOS VLSI's*. IEEE Jornal of Solid-Sate Circuits, VOL. 23, NO. 1, pp 5-11, fevereiro de 1988.
36. K. Rajkanan, T.R. Gheewala, e J. Diedrick. *A High-Performance BiCMOS Technology with Double-Polysilicon Self-Aligned Bipolar Devices*. IEEE Electron Device Letters, VOL.EDL-8, NO. 11, pp 509-511, november de 1987.
37. A.A. Platonov, e K. Jedrzejewski. *Optimal Filtering of Nonstationary Using Smart Sensors with Adaptively Controlled Parameters*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, junho de 1996.
38. L.G. Fasoli. *A General Circuit for Resistive Bridge Sensors with Bus Compatible Output*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, junho de 1996.
39. J.H. Huijsing. *Integrated Smart Sensors*. Sensors and Actuators A, NO. 30, pp 167-174, 1992.
40. S. Middelhoek. *Quo Vadis Silicon Sensors?*. Sensors and Actuators A, 41-42, pp 1-8, 1994.
41. J.H. Huijsing, F.R. Riedijk e G. van der Horn. *Developments in Integrated Smart Sensors*. Sensors and Actuators A, 43, pp 276-288, 1994.

42. G. Perez. *Conception d'un Circuit Integre Pour la Linearisation de la Reponse d'un Thermistance Avec la Modulation de Largeur d'Impulsion*. Thèse de Mastère, Telecom Paris, Paris, França, novembro de 1996
43. S.H. Khadouri, F.M.L. van der Goes, e G.C.M. Meijer. *A Smart CMOS Interface System for Thermocouples*. Delft University of Technology, Department of Electrical Engineering, Holanda.
44. F.M.L. van der Goes, e G.C.M. Meijer. *A Novel Low-Cost and Accurate Multiple-Purpose Sensor Interface with Continuous Autocalibration*. Delft University of Technology, Department of Electrical Engineering, Delft, Holanda.
45. M. Yamada, T. Takebayashi, S.I. Notoyama, K. Watanabe. *A Switched-Capacitor Interface for Capacitive Pressure Sensors*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 41, NO. 1, pp 81-86, fevereiro de 1992.
46. A. Cichocki, e R. Unbehauen. *A Switched-Capacitor Interface for Capacitive Sensors*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 39, NO. 5, pp 797-799, outubro de 1990.
47. K. Kondo, e K. Watanabe. *A Switched-Capacitor Interface for Capacitive Sensors with Wide Dynamic Range*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 38, NO. 3, pp 736-739, junho de 1989.
48. F.M.L. van der Goes, J. Mulder, e G.C.M. Meijer. *A Novel Low-Cost Universal Three-Terminal Universal Sensor Interface*, Department of Electrical Engineering, Delft, Holanda.
49. M. Attari, M. Heniche, e F. Boudjema. *A Two Dimensional Intelligent Calibration of An Ion Sensor*. Institute of Electronics, Instrumentation Department, Houari Boumediene University, Algeria.
50. D. Jarman. *A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion*. Application Note No. AN9504, maio de 1995.
51. H. Inose e Y. Yasuda, *A unity bit coding method by negative feedback*, Proc. IEEE, VOL. 51, pp. 1524-1535, novembro de 1963.
52. R.M. Gray. *Spectral Analysis of Quantization Noise in a Single-Loop Sigma-Delta Modulation with dc Inputs*. IEEE Transactions on Communication, VOL. 37, NO. 6, pp 588-599, junho de 1989.

53. F.R. Riedijk, G. Rademaker and J.H. Huijsing. *A Dual-bit Low-Offset Sigma Delta Analog-to-Digital Converter for Integrated Smart Sensors*. Sensors and Actuators A, 36, pp 157-164, 1993.
54. H. Aboushady. *Simulation et Conception Automatique de Modulateurs $\Sigma\Delta$ à Courants Commutés*. DEA, Université Paris VI, Paris, França, setembro de 1996.
55. E.L. Mendes. *Convertisseur Sigma Delta*. DEA, Université Paris VI, Paris, França, setembro de 1997.
56. R.M. Gray, W. Chou, e P.W. Wong. *Quantization Noise in Single-Loop Sigma-Delta Modulation with Sinusoidal Inputs*. IEEE Transactions on Communication, VOL. 37, NO. 9, pp 956-967, setembro de 1989.
57. E.F. Stikvoort. *Some Remarks on the Stability and Performance of the Noise Shaper or Sigma-Delta Modulator*. IEEE Transactions on Communication, VOL. 36, NO. 10, pp 1157-1161, outubro de 1988.
58. B.E. Boser, e B.A. Wooley. *The Design of Sigma-Delta Modulation Analog-to-Digital Converters*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 23, NO. 6, pp 1298-1307, dezembro de 1988.
59. R.M. Gray. *Oversampled Sigma-Delta Modulation*. IEEE Transactions on Communication, VOL. COM-35, NO. 5, pp 481-489, maio de 1987.
60. S.H. Ardalan, e J.J. Paulos. *An Analysis of Nonlinear Behavior in Delta-Sigma Modulators*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, VOL. CAS-34, NO. 6, pp 593-603, junho de 1987.
61. K.Y. Kim, N. Kusayangi, e A.A. Abidi. *A 10-bit, 100 MS/s CMOS A/D Converter*. Proc. on Custom Integrated Circuits Conference, maio de 1996.
62. S.J. Daubert, e D. Vallancourt. *A Transistor-Only Current-Mode $\Sigma\Delta$ Modulator*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 27, NO. 5, pp 821-830, maio de 1992.
63. B.P. Brandt, D.E. Wingard, e B.A. Wooley. *Second-Order Sigma-Delta Modulation for Digital-Audio Signal Acquisition*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 26, NO. 4, pp 618-626, abril de 1991.

64. H.A. Leopold, G. Winkler, P. O'Leary, K. Hzer, e J. Jerney. *A Monolithic CMOS 20-b Analog-to-Digital Converter*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 26, NO. 7, pp 910-915, julho de 1991.
65. B.P. Brandt, e B.A. Wooley. *A 50-MHz Multibit Sigma-Delta Modulator for 12-b 2-MHz A/D Conversion*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 26, NO. 12, pp 1746-1756, dezembro de 1991.
66. B.M.J. Kup, E.C. Dijkmans, P.J.A. Naus, e J. Sneep. *A Bit-Stream Digital-to-Analog Converter with 18-b Resolution*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 26, NO. 12, pp 1757-1763, dezembro de 1991.
67. D.B. Ribner, R.D. Baertsch, S.L. Garverick, D.T. McGrath, J.E. Krisciunas, e T. Fujii. *A Third-Order Multistage Sigma-Delta Modulator with Reduced Sensitivity to Nonidealities*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 26, NO. 12, pp 1764-1773, dezembro de 1991.
68. M. Rebeschine, N.R.V. Bavel, P. Rakers, R. Greene, J. Caldwell, e J.R. Haug. *A 16-b 160-kHz CMOS A/D Converter Using Sigma-Delta Modulation*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 25, NO. 2, pp 431-440, abril de 1990.
69. B.P.D. Signore, D.A. Kerth, N.S. Sooch, e E.J. Swanson. *A Monolithic 20-b Delta-Sigma A/D Converter*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 25, NO. 6, pp 1311-1317, dezembro de 1990.
70. S.R. Norsworthy, I.G. Post, e H.S. Fetterman. *A 14-bit 80-kHz Sigma-Delta A/D Converter: Modeling, Design, and Performance Evaluation*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 24, NO. 2, pp 256-266, abril de 1989.
71. T.B. Cho, D.W. Cline, C.S.G. Conroy, e P.R. Gray. *Design Considerations for Low-Power, High-Speed CMOS Analog/Digital Converters*. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, California, U.S.A.
72. D.W. Cline, e P.R. Gray. *A Power Optimized 13-Bit 5MSamples/s Pipelined Analog to Digital Converter in 1.2 μ m CMOS*. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, California, U.S.A.
73. Y. Matsuya, K. Uchimura, A. Iwata, T. Kaneko. *A 17-bit Oversampling D-to-A Conversion Technology Using Multistage Noise Shaping*. IEEE Journal of Solid-Sate Circuits, VOL. 24, NO. 4, pp 969-975, agosto de 1989.

74. P.J.A. Naus, E.C. Dijkmans, E.F. Stikvoort, A.J. McKnight, D.J. Holland, e W. Bradinal. *A CMOS Stereo 16-bit D/A Converter for Digital Audio*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. SC-22, NO. 3, pp 390-394, junho de 1987.
75. Y. Matsuya, K. Uchimura, A. Iwata, T. Kobayashi, M. Ishikawa, e T. Yoshitone. *A 16-bit Oversampling A-to-D Conversion Technology Using Triple-integration Noise Shaping*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. SC-22, NO. 6, pp 921-929, dezembro de 1987.
76. U. Gatti, F. Maloberti, e G. Palmisano. *An Accurate CMOS Sample-and-Hold*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 27, NO. 1, pp 120-122, janeiro de 1992.
77. P.C. de Jong, e G.C.M. Meijer. *Absolute Voltage Amplification Using Dynamic Feedback Control*. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, junho de 1996.
78. G.M. Yin, F. Op't Eynde, W. Sansen. *A High-Speed CMOS Comparator with 8-b Resolution*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 27, NO. 2, pp 208-211, fevereiro de 1992.
79. B.J. McCarroll, C.G. Sodini, e H.S. Lee. *A High-Speed CMOS Comparator for Use in an ADC*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 23, NO. 1, pp 159-165, fevereiro de 1988.
80. J.T. Wu, e B.A. Wooley. *A 100-MHz Pipelined CMOS Comparador*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 23, NO. 6, pp 1379-1385, dezembro de 1988.
81. K. Martin, L. Ozcolak, Y.S. Lee, e G.C. Temes. *A Differential Switched-Capacitor Amplifier*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. SC-22, NO. 1, pp 104-106, fevereiro de 1987.
82. P.R. Gray, e R.G. Meyer. *MOS Operational Amplifier Design - A Tutorial*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. SC-17, NO. 6, pp 969-982, dezembro de 1982.
83. D.J. Allstot. *A Precision Variable-Supply CMOS Comparator*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. SC-17, NO. 6, pp 1080-1087, dezembro de 1982.
84. J.H. Atherton, e H.T. Simmonds. *An Offset Reduction Technique for Use with CMOS Integrated Comparators and Amplifiers*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 27, NO. 8, pp 1168-1175, agosto de 1992.

85. T.S. Fiez, G. Liang, e D.J. Allstot. *Switched-Current Circuit Design Issues*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 26, NO. 3, pp 192-201, março de 1991.
86. V. Comino, M.S.J. Steyaert, e G.C. Temes. *A First-Order Current-Steering Sigma-Delta Modulator*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 26, NO. 3, pp 176-182, março de 1991.
87. T.S. Fiez, e D.J. Allstot. *CMOS Switched-Current Ladder Filters*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 25, NO. 6, pp 1360-1367, dezembro de 1990.
88. L.R. Carley. *A Noise-Shaping Coder Topology for 15+ Bit Converters*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 24, NO. 2, pp 267-273, abril de 1989.
89. D. Wouter, J. Groeneveld, H.J. Schouwenaars, H.A.H. Termeer, e C.A.A. Bastiaansen. *A Self-Calibration Technique for Monolithic High-Resolution D/A Converters*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 24, NO. 6, pp 1517-1522, dezembro de 1989.
90. R. Castello, e L. Tomasini. *1.5-V High-Performance SC Filters in BiCMOS Technology*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 26, NO. 7, pp 930-936, julho de 1991.
91. B.S. Song. *A 10.7-MHz Switched-Capacitor Bandpass Filter*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 24, NO. 2, pp 320-323, abril de 1989.