

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM TRANSDUTOR SIGMA-DELTA TÉRMICO LINEAR

Valter da Conceição Rosa

*Dissertação de Mestrado submetida
ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal da Bahia, como parte dos
requisitos necessários para a obten-
ção do grau de Mestre em Ciências
no domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da Informação

Lígia Souza Palma, Dra
Amauri Oliveira, Dr.
Orientadores

Salvador, Bahia, Brasil.
Março de 2009

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus filhos: Gabriel, Carolina e Leonardo, que são meus maiores estímulos e souberam entender minha ausência neste período de estudo.

À minha mulher, Ediudett, pela força que sempre me deu.

Aos meus pais, irmãos e sobrinhos que são minha torcida permanente.

Aos meus alunos com quem compartilharei os conhecimentos adquiridos.

Aos meus colegas de trabalho com quem continuarei esta pesquisa.

Agradecimentos

Aos meus orientadores doutores Lúgia Souza Palma pela paciência na correção e organização deste trabalho e Amauri Oliveira com quem tive oportunidade de compartilhar seu profundo conhecimento.

Aos meus professores doutores Adhemar de Barros, Luciana Martinez, Antonio Cesar, Carlos Trabuco, Ana Isabela, Jês Cerqueira e Ligia Palma que ajudaram a solidificaram meus conhecimentos.

Aos bolsistas Luis Fernando e Tiago Rodrigues pela contribuição na parte experimental do trabalho.

Agradecimento especial ao professor Carlos Trabuco pelo profissionalismo exemplar e à professora Ana Isabela (Aninha) minha grande incentivadora e colaboradora neste trabalho.

Resumo

Neste trabalho é mostrado um transdutor sigma-delta térmico, i.e., um circuito realimentado baseado no modulador sigma-delta térmico.

O circuito tem como base um modulador sigma-delta de primeira ordem de um bit, no qual algumas partes da conversão são realizadas por um termistor, podendo ser usado para realizar medidas digitais das grandezas que interagem com o sensor como: temperatura, radiação térmica e velocidade de fluido.

Baseado neste princípio é demonstrado, através de uma aplicação completa, que a saída digital do circuito transdutor é intrinsecamente linear com a temperatura ambiente em toda a faixa de medição.

São demonstradas as equações que descrevem o comportamento do circuito e mostrados os resultados de simulação e experimentais obtidos.

Adicionalmente é apresentada uma versão do circuito para medição de radiação térmica em que a saída digital tem também um comportamento intrinsecamente linear com a grandeza medida.

Índice Analítico

Capítulo 1 : Introdução.....	1
1.1 - Visão Geral	1
1.2 - Organização do Trabalho.....	3
Capítulo 2 : Revisão Bibliográfica.....	4
2.1 - Termistores	4
2.2 - Conversores Sigma-Delta	12
Capítulo 3 : Transdutor Sigma-Delta Térmico	21
3.1 - Análise do Circuito	24
3.2 - Linearidade	28
3.3 - Radiômetro.....	30
Capítulo 4 : Implementação Física.....	33
4.1 – Simulação e Implementação Analógica	33
4.1.1 – Circuito Polarizador	36
4.1.2 – Circuito Comparador	38
4.1.3 - Circuito de Controle	39
4.1.4 - Filtro Passa-Baixas	41
4.1.5 - Resultados	42
4.2 - Implementação Digital.....	48
Capítulo 5 : Conclusões e Trabalhos Futuros	54
5.1 - Conclusões	54
5.2 - Trabalhos Futuros	55
Referências Bibliográficas.....	56
Apêndice I: Rotina Principal em C	58
Anexo I: Rotina do Filtro FIR em Assembler.....	63
Anexo II: Pesos do Filtro FIR em Matlab	65

Lista de Tabelas

Tabela 4-1: Condições de teste e valores obtidos sem DSP.	45
Tabela 4-2: Condições de teste e valores obtidos com DSP.	51

Lista de Figuras

Figura 2-1: Variação da Resistência de um Termistor com sua Temperatura.	4
Figura 2-2: FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem F_s	14
Figura 2-3: FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem kF_s	14
Figura 2-4: Ação do filtro passa baixas na SNR de um sinal sobreamostrado.	15
Figura 2-5: Diagrama em blocos do Modulador Sigma-Delta de primeira ordem.	16
Figura 2-6: Análise do modulador Sigma-Delta no domínio da frequência.	17
Figura 2-7: Efeito da modulação Sigma-Delta no sinal e no ruído de quantização.	18
Figura 2-8: Relação entre SNR e OSR para Sigma-Delta de ordem superior.	19
Figura 2-9: Detalhes de implementação do Modulador Sigma-Delta.	20
Figura 2-10: Modulação por Densidade de Pulso.	20
Figura 3-1: Topologia do Modulador Sigma-Delta com sensor termo-resistivo.	21
Figura 3-2: Conexão do Termistor na topologia Sigma-Delta.	22
Figura 3-3: Topologia proposta para o modulador térmico.	24
Figura 3-4: Potência X Temperatura ambiente no equilíbrio térmico.	25
Figura 3-5: Circuito proposto para medição de radiação térmica.	31
Figura 4-1: Foto do Protótipo usando Componentes Discretos.	33
Figura 4-2: Diagrama geral em blocos do circuito Transdutor Sigma-Delta.	35
Figura 4-3: Circuito do Polarizador.	37
Figura 4-4: Circuito Comparador.	38
Figura 4-5: Circuito de Controle.	40
Figura 4-6: Filtro Passa-Baixas analógico.	42
Figura 4-7: Transitórios do aquecimento inicial do sensor.	43
Figura 4-8: Resfriamento e aquecimento do sensor em equilíbrio térmico.	44
Figura 4-9: Linearidade Obtida com o Circuito Discreto.	46
Figura 4-10: Transdutor Sigma-Delta térmico com Microcontrolador.	48
Figura 4-11: Janela deslizante usada para decimação do sinal PDM.	50
Figura 4-12: Foto do Protótipo com Microprocessador.	51
Figura 4-13: Linearidade Obtida com o Circuito Integrado num DSP.	52

Lista de Símbolos

A	Resistência do termistor NTC na temperatura infinita
A_0	Resistência do termistor PTC na temperatura zero
A_i	Coeficientes constantes do termistor
A_r	Amplitude da potência do ruído
A_{th}	Condutância de radiação térmica do sensor
B	Constante do material do NTC
β	Constante do material do PTC
$\overline{clk}$	Valor médio normalizado do sinal de relógio
C_{th}	Capacitância térmica do sensor
D	Ciclo de trabalho
E	Energia de escape
$E_p(t)$	Sinal digital na entrada do DAC
F_s	Frequência de amostragem
G_{th}	Condutância térmica do sensor
H	Radiação térmica incidente
I	Corrente elétrica do sensor
I_{ref}	Corrente de referência do sensor
k	Taxa de sobreamostragem
k	Constante de Boltzmann
k_1	Constante de linearização do sensor
k_2	Constante de linearização do sensor
μ	Mobilidade dos portadores de carga
N	Número de bits do quantizador
$N(s)$	Ruído de quantização no domínio da frequência
NTC	Sinal de tensão no sensor
n	Densidade dos portadores de carga na banda de condução
$\overline{pdm}$	Valor médio normalizado do sinal PDM
$\overline{pdm}_2$	Valor médio normalizado do sinal de temperatura do radiômetro
P_i	Potência elétrica fornecida ao sensor
p	Pólo do sensor
p_{sr}	Pólo do sistema realimentado
P_2	Potenciômetro do polarizador
P_{max}	Potência máxima fornecida pelo circuito
P_{min}	Potência mínima fornecida pelo circuito
PDM	Sinal de tensão na saída do modulador sigma-delta
ρ_t	Relação entre t_1 e t_2
q	Carga do portador na banda de condução
r	Coeficiente de correlação de Pearson
R	Resistência elétrica do termistor

R_{NTC}	Resistência do termistor na região <i>NTC</i>
R_{PTC}	Resistência do termistor na região <i>PTC</i>
R_s	Resistência do sensor
R_{s0}	Resistência de trabalho do sensor
R_0	Resistência do sensor na temperatura T_0
σ	Condutividade do semicondutor
σ_x	Condutividade do semicondutor à temperatura infinita
S_i	Valor eficaz normalizado do sinal
T	Temperatura absoluta
T_0	Temperatura de operação do sensor
ΔT	Intervalo de medição da temperatura
T_1	Transistor do polarizador
T_2	Transistor do polarizador
t_1	Tempo de zero do relógio
t_2	Tempo de um do relógio
$T_{a(max)}$	Temperatura ambiente máxima
$T_{a(min)}$	Temperatura ambiente mínima
T_a	Temperatura ambiente
T_{max}	Temperatura máxima submetida ao sensor
T_{min}	Temperatura mínima submetida ao sensor
T_s	Temperatura do sensor
T_{s0}	Temperatura de operação do sensor
V_{ref}	Tensão de referencia
$-V_{ref}$	Tensão de referencia negativa
$+V_{ref}$	Tensão de referencia positiva
$X(s)$	Sinal de entrada do modulador no domínio da frequência
$Y(s)$	Sinal de saída do modulador no domínio da frequência

Lista de Siglas

<i>A/D</i>	Analógico-Digital
<i>ADC</i>	Conversor Analógico-Digital
<i>CLK</i>	Sinal do relógio
<i>CMP</i>	Sinal na saída do comparador
<i>DAC</i>	Sinal que aciona o polarizador
<i>FFT</i>	Transformada rápida de Fourier
<i>FIR</i>	Filtro digital com resposta finita ao impulso
<i>NTC</i>	Termistor com coeficiente negativo de temperatura
<i>OSR</i>	Taxa de sobreamostragem
<i>PDM</i>	Modulação por densidade de pulso
<i>PTC</i>	Termistor com coeficiente positivo de temperatura
<i>SNR</i>	Relação sinal ruído

Capítulo 1 : Introdução

1.1 - Visão Geral

Configurações de sistemas realimentados com sensor termoresistivo, usando o princípio do balanceamento de potência, tem sido empregado em medições de radiação térmica [1], velocidade de fluido [2] e temperatura [3].

O método mais utilizado é o de temperatura constante, em que o sensor é aquecido por efeito Joule a uma temperatura escolhida e a variação de potência a ele submetida devido a variação do mensurando (temperatura ambiente, radiação térmica ou velocidade do fluido), é compensada pela variação da potência elétrica entregue ao sensor por uma malha de realimentação negativa.

Desta forma a temperatura do sensor permanece constante, dentro da precisão desejada.

Dentre os sistemas de medição com sensor aquecido à temperatura constante, a configuração mais simples usa o sensor em um dos ramos de uma ponte de Wheatstone [4].

Nesta configuração a relação entre o sinal de saída e o valor da grandeza física medida não é linear.

Outra possibilidade é o uso de uma configuração sigma-delta [5] na qual o sensor é parte da malha de realimentação.

O modulador sigma-delta é uma configuração realimentada cuja saída é uma versão digital sobreamostrada do sinal analógico de entrada [6].

O modulador sigma-delta tem sido empregado em processamento de sinais para conversão de sinais analógicos em digitais a partir de circuitos analógicos simples.

Os conversores A/D que usam moduladores sigma-delta são conhecidos por serem robustos, de alta precisão e fácil de implementar em circuito integrado.

Este trabalho apresenta um circuito medidor de temperatura composto de um modulador sigma-delta de primeira ordem de um bit, em que alguns blocos funcionais são realizados pelo próprio sensor termoresistivo.

Resultados de simulação matemática desta arquitetura já foram apresentados para medição de radiação térmica em [7].

Neste trabalho mostra-se que a linearidade entre a variável de medição e a saída do circuito é intrínseca para medição de temperatura e radiação térmica.

Mostram-se também os resultados obtidos num simulador de circuitos eletrônicos [21] bem como os resultados experimentais obtidos em bancada para medição de temperatura.

1.2 - Organização do Trabalho

Neste trabalho, o capítulo 2 é dedicado a revisão bibliográfica dos principais componentes do modulador sigma-delta térmico, que são os termistores e o modulador sigma-delta.

No item 2.1 mostra-se a modelagem estática e dinâmica dos termistores, necessária para o entendimento de como este componente substitui alguns dos blocos funcionais de um modulador sigma-delta clássico, transformando-o em um modulador sigma-delta térmico.

No item 2.2 mostra-se o princípio de funcionamento de um modulador sigma-delta clássico, usado para conversão de sinais analógicos em digitais, com ênfase nas vantagens deste conversor sobre os conversores convencionais, vantagens estas que serão mantidas no modulador sigma-delta térmico.

Na revisão bibliográfica, as figuras originadas de outros trabalhos são mantidas na sua forma original.

No capítulo 3 mostra-se o funcionamento do transdutor sigma-delta térmico, obtido a partir da associação do sensor com o modulador sigma-delta e do filtro digital e como ele pode ser usado para medição de temperatura e radiação térmica.

No capítulo 4, item 4.1, mostram-se os detalhes do projeto eletrônico do modulador sigma-delta térmico para medição de temperatura ambiente, os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos com um circuito discreto.

No capítulo 4, item 4.2, mostram-se os detalhes de uma versão do circuito em que todas as funções a menos do alimentador do sensor são realizadas por um microcontrolador com DSP, e se expõem os resultados experimentais obtidos.

O capítulo 5 é dedicado às conclusões e perspectivas futuras de pesquisa para o aprimoramento da topologia apresentada.

Capítulo 2 : Revisão Bibliográfica

2.1 - Termistores

Termistores são dispositivos semicondutores passivos de dois terminais que variam, de forma importante, sua resistência elétrica com a sua temperatura e são usados como sensores das grandezas que alteram sua temperatura como: temperatura ambiente, radiação térmica e velocidade de fluidos.

São constituídos por ligas especiais de semicondutores, tendo a forma geral da variação de sua resistência com a sua temperatura como observado na Figura 2-1.

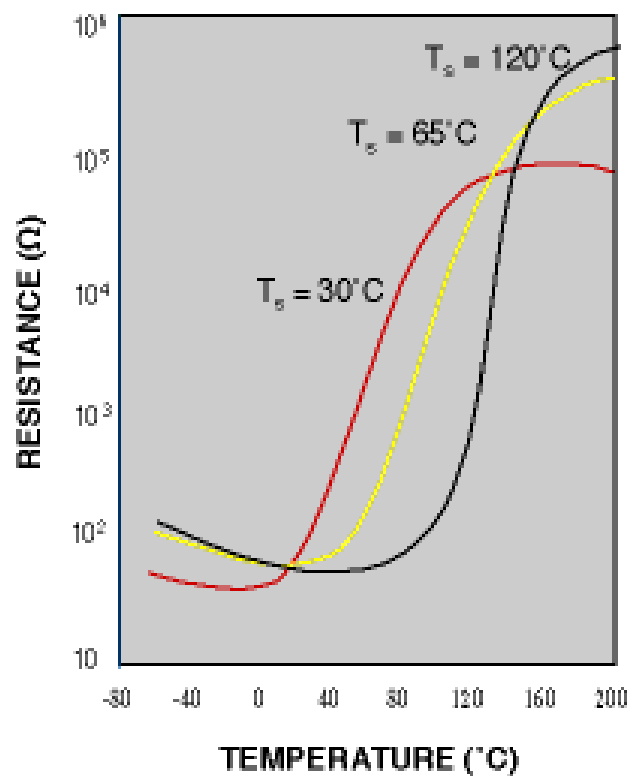


Figura 2-1: Variação da Resistência de um Termistor com sua Temperatura.

Fonte: [14]

A condutividade elétrica de um material é dada por:

$$\sigma = qn\mu \quad (2-1)$$

em que:

q é a carga de cada portador na banda de condução em (C)

n é a densidade dos portadores de carga na banda de condução em ($1/m^3$)

μ é a mobilidade dos portadores de carga em ($m^2/V.s$)

Observa-se na Figura 2-1 que, na primeira faixa de temperatura o termistor apresenta uma variação negativa da resistência. Os termistores que são fabricados para operarem nesta faixa são chamados de termistores *NTC* (*Negative Temperature Coefficient*) e na sua grande maioria são compostos por óxidos de metais de transição como o cromo, manganês, cobalto, ferro, níquel, titânio, lítio, formando um semicondutor poli-cristalino.

Nesta faixa, a condutividade do semicondutor, considerando a variação da densidade de carga na banda de condução e a mobilidade das cargas com a temperatura, é expressa por:

$$\sigma = \sigma_x e^{-E/kT} \quad (2-2)$$

em que:

σ_x é a condutividade à temperatura infinita, em Ω^{-1}/m , que depende da densidade de carga e mobilidade, cujo valor é controlado pelo material empregado e pelo processo de fabricação.

E é a energia de escape, em J, necessária para que o portador de carga passe da banda de valência para a banda de condução do semicondutor.

k é a constante de Boltzmann em JK^{-1}

T é a temperatura absoluta em K.

Considerando que a resistência de um material é proporcional a sua resistividade, cuja constante de proporcionalidade depende da geometria do componente e que a sua resistividade é o inverso da condutividade, concluímos que a resistência do termistor na faixa *NTC* se aproxima de:

$$R_{NTC} = Ae^{\frac{B}{T}} \quad (2-3)$$

em que:

R_{NTC} é a resistência do termistor na região *NTC*, em Ω .

A é a resistência do termistor para uma temperatura infinita, em Ω , que depende da resistividade à temperatura infinita e da geometria do termistor.

B é uma constante positiva do material, que define a sensibilidade do termistor e tem seu valor controlado pelo processo da fabricação, em K.

A faixa de uso do termistor é definida pelo material usado e é possível se obterem valores diferentes de resistência para um mesmo material mudando-se apenas a geometria do mesmo.

Na prática outros fatores não previstos na equação (2-3) influenciam na resistividade do termistor e para medições em larga faixa de temperatura, a equação (2-3) não oferece boa precisão.

Através de observação da variação real da resistência de um termistor com sua temperatura e usando técnicas matemáticas de ajustamento de curvas, Steinhart e Hart [19] mostraram que o inverso da temperatura do termistor *NTC* pode ser expressa como um polinômio em logaritmo natural de sua resistência R , como:

$$\frac{1}{T} = \sum_{i=0}^N A_i (\ln R)^i \quad (2-4)$$

em que:

N é a ordem do polinômio que deve ser definida em função da precisão que se deseja obter e da não linearidade do termistor.

A_i são os coeficientes constantes do termistor a serem determinados experimentalmente.

Na prática uma boa correlação entre os valores medidos e calculados são obtidos com o uso de um polinômio de grau 3 em que o termo quadrado é desprezado, ficando:

$$\frac{1}{T} = A_0 + A_1(\ln R) + A_3(\ln R)^3 \quad (2-5)$$

em que A_0 , A_1 e A_3 são coeficientes específicos de cada termistor a serem determinados experimentalmente.

Então, quando o sensor é submetido a uma faixa larga de temperatura, devem-se usar as equações (2-4) ou (2-5) para a determinação com mais precisão da temperatura do mesmo.

Para faixas menores de temperatura pode-se usar a equação (2-3) que é equivalente a equação (2-4) com grau 1.

Porém quando o sensor é submetido a uma faixa de temperatura muito pequena em torno de uma temperatura qualquer T_0 , dentro da sua faixa de operação, pode-se expandir a equação (2-3) em série de potências e desprezar os termos de ordem superior sem perda de precisão, linearizando assim a relação entre a resistência e a temperatura do sensor, o que resulta em:

$$R_{NTC} = R_0 \left[1 - B \left(\frac{T - T_0}{T_0^2} \right) \right] \quad (2-6)$$

em que:

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

A equação (2-6) pode ser reescrita de forma mais simples:

$$R_{NTC} = k_1 T + k_2 \quad (2-7)$$

em que:

$$k_1 = -\frac{R_0 B}{T_0^2} \quad (2-8)$$

$$k_2 = R_0 \left(1 + \frac{B}{T_0} \right) \quad (2-9)$$

Neste trabalho é usada a equação (2-7) pois o sensor usado foi um *NTC* com temperatura mantida praticamente constante, como veremos adiante.

Na segunda faixa de temperatura o termistor apresenta uma transição na variação da resistência de negativa para positiva, pois nesta faixa a resistividade do material se altera devido a aproximação da temperatura Curie. Esta faixa não apresenta utilidade prática.

Na terceira faixa o termistor apresenta uma variação positiva na sua resistência devido ao efeito Curie. Os termistores que são fabricados para operarem nesta faixa são chamados de termistores *PTC* (*Positive Temperature Coeficient*) e são compostos principalmente por semicondutor tipo N, dopado com titanato de bário (BaTiO_3) que apresenta um aumento significativo de sua sensibilidade na temperatura Curie.

Para aplicações práticas nesta faixa de temperatura a resistência do termistor pode ser escrita de forma simplificada como:

$$R_{PTC} = A_0 e^{\beta T} \quad (2-10)$$

em que:

R_{PTC} é a resistência do termistor na região *PTC*, em Ω .

A_0 é a resistência do termistor para temperatura zero Kelvin, em Ω .

β é uma constante do material, que define a sensibilidade do termistor e tem seu valor controlado pelo processo da fabricação, em $1/K$.

Existem também aproximações mais precisas para relacionar a resistência de um PTC com a sua temperatura quando submetido a faixas maiores de temperatura [13], porém como neste trabalho aplicaremos com temperatura quase constante, usaremos a forma linearizada da equação (2-10) válida para pequenas variações de temperatura em torno de T_0 como segue:

$$R_{PTC} = R_0[1 + \beta(T - T_0)] \quad (2-11)$$

em que:

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

A equação (2-11) pode ser reescrita de forma mais simples:

$$R_{PTC} = k_1 T + k_2 \quad (2-12)$$

em que:

$$k_1 = R_0 \beta \quad (2-13)$$

$$k_2 = R_0(1 - \beta T_0) \quad (2-14)$$

Com a variação da composição dos termistores, os fabricantes podem alterar o valor da temperatura Curie, tornando o dispositivo um NTC, quando a temperatura Curie é alta ou um PTC quando a temperatura Curie é baixa.

Os termistores são os sensores que possuem maior sensibilidade a variação de temperatura, porém possuem uma grande desvantagem que é a não linearidade da resistência com a temperatura, o que limita ou dificulta sua aplicação.

Neste trabalho, mostra-se o uso do termistor para determinação da temperatura ambiente em uma faixa larga de operação de forma intrinsecamente linear independente da não linearidade do sensor.

Aqui foi usado sensor *NTC*, porém, como veremos, não há nenhuma restrição ao uso de sensores *PTC* nesta aplicação.

As relações entre a resistência do sensor com a sua temperatura até aqui apresentadas, mostram o comportamento estático do componente, sem considerar sua variação no tempo, porém é importante que se conheça o comportamento dinâmico do sensor para esta aplicação.

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

Usando a lei de conservação da energia na porção do espaço ocupada pelo sensor, pode-se afirmar que a energia total a ele fornecida é igual à energia por ele armazenada mais a energia dissipada para o meio, de onde se deduz a equação dinâmica do mesmo como sendo [13]:

$$R_s(t)I^2(t) + A_{th}H(t) = G_{th}[T_s(t) - T_a(t)] + C_{th}\frac{dT_s(t)}{dt} \quad (2-15)$$

Que na forma integral fica:

$$T_s = \frac{1}{C_{th}} \int [R_s I^2 + A_{th}H - G_{th}(T_s - T_a)] dt \quad (2-16)$$

em que:

$R_s I^2$ é a potência entregue ao sensor, em W, pela passagem de uma corrente elétrica por seus terminais, sendo:

R_s é a resistência do termistor, em Ω .

I é a corrente, em A, submetida ao sensor.

$A_{th}H$ é a potência absorvida pelo sensor, em W, por exposição à radiação térmica, sendo:

A_{th} é a condutância de radiação térmica do sensor, em m^2 .

H é a radiação térmica incidente na superfície do sensor, em W/m^2 .

$G_{th}(T_s - T_a)$ é a potência absorvida ou dissipada para o meio, em W, devido a diferença entre a temperatura na superfície do sensor T_s , em K, e a temperatura do meio ambiente T_a , em K, sendo:

G_{th} é a condutância térmica do sensor, em W/K.

$C_{th}(dT_s/dt)$ é a potência armazenada pelo sensor, em W, sendo:

C_{th} é a capacitância térmica do sensor, em J/K.

Esta equação nos mostra a natureza dinâmica da variação da temperatura do sensor com as diversas formas de energia que afetam sua temperatura.

Para pequenas variações de temperatura em torno de T_{s0} , o sensor pode ser modelado como um sistema de primeira ordem, com o pólo em [13]:

$$p = \frac{[G_{th0}(T_{s0} - T_{a0}) - G_{H0}H_0]k_1 - R_{s0}G_{th0}}{R_{s0}C_{th0}} \quad (2-17)$$

em que:

k_1 é o coeficiente de temperatura definido nas equações (2-8) se for um *NTC* ou (2-13) se for um *PTC*.

O subscrito zero está sendo usado para indicar que são valores no ponto de equilíbrio térmico do sensor em $T_s = T_{s0}$.

2.2 - Conversores Sigma-Delta

Para o processamento digital de um sinal analógico, o sinal deve inicialmente passar por um circuito amostrador, cuja saída será convertida para um formato digital por um conversor A/D, entretanto de acordo com o teorema da amostragem, a frequência de amostragem não deve ser inferior ao dobro da frequência máxima contida no sinal analógico, pois, desta forma, o sinal analógico original não poderá ser recuperado devido ao sobre-recobrimento. (*aliasing*)

Para prevenir o sobre-recobrimento o sinal analógico deve passar por um filtro analógico passa-baixas, antes de ser amostrado, cuja frequência de corte deve ser a maior frequência do sinal que se deseja preservar.

O filtro anti-recobrimento deverá cortar todos os componentes de frequência fora da banda do sinal, inclusive o ruído de alta frequência nele contido.

O sinal assim filtrado deverá então ser amostrado com uma frequência pelo menos o dobro da frequência de corte do filtro anti-recobrimento, conhecida por frequência de Nyquist.

Se a frequência de amostragem for igual a frequência de Nyquist, o filtro passa-baixas anti-recobrimento deverá ter um corte muito abrupto e para isto é necessário que o mesmo tenha uma ordem muito alta o que só pode ser implementado com uma grande quantidade de componentes de alta precisão, normalmente muito difícil de serem integrados, além de introduzir distorção de fase no sinal de saída [6][16].

Uma abordagem alternativa é sobreamostrar o sinal com uma frequência muito maior que a frequência de Nyquist, reduzindo assim as exigências de projeto do filtro anti-recobrimento, resultando numa estrutura simples que pode ser implementada com componentes de baixa precisão [6][16].

A sobreamostragem, se realizada a uma taxa suficientemente alta, além de simplificar o filtro anti-recobrimento, torna a diferença entre duas amostragens consecutivas tão pequena que a conversão pode ser feita por um conversor A/D de baixa resolução, normalmente um ou dois bits, a depender da taxa de

sobre-amostragem e da precisão requerida.

A sobreamostragem também tem uma consequência importante na relação sinal-ruído (SNR).

A SNR, de um conversor analógico/digital, (ADC) convencional multibit é dada por [6]:

$$SNR = 6,02N + 4,77 + 20 \log(S_i) \quad (2-18)$$

em que N é o número de bits do quantizador e S_i é o valor eficaz normalizado do sinal.

Para um sinal senoidal cujo valor eficaz normalizado é 0,707, tem-se:

$$SNR = 6,02N + 1,76dB \quad (2-19)$$

A equação (2-19) mostra que a SNR de um ADC convencional melhora 6 dB a cada acréscimo de 1 bit no quantizador e não depende da frequência de amostragem.

A amplitude da potência do erro de quantização, modelado como um ruído com densidade de probabilidade uniforme, é dada por [13]:

$$A_r = \frac{1}{3F_s} \left(\frac{1}{2^N - 1} \right)^2 \quad (2-20)$$

Em que F_s é a frequência de amostragem e N é o número de bits do quantizador.

Pode-se observar na Figura 2-2, o espectro de frequência de um sinal senoidal quantizado com N bits e amostrado a uma frequência F_s , em que a amplitude do ruído permanece constante na banda do sinal.

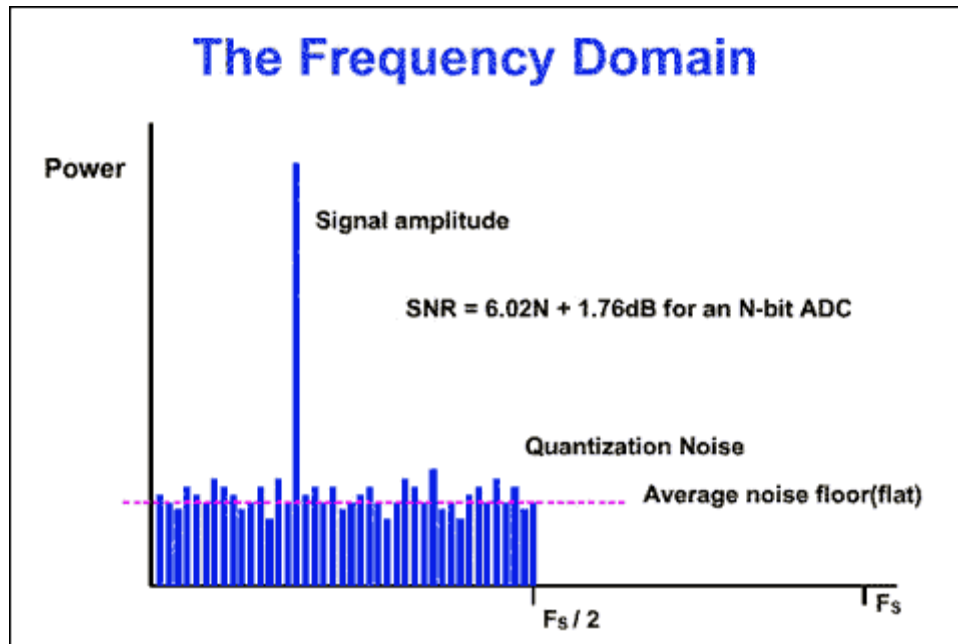


Figura 2-2: FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem F_s .
Fonte: [15]

Pode-se observar na Figura 2-3, o espectro de frequência de um sinal senoidal quantizado com N bits e amostrado a uma frequência kF_s , em que o erro de quantização mantém sua potência total, mas ele se espalha até kF_s , reduzindo a amplitude de potência de acordo com a equação (2-20).

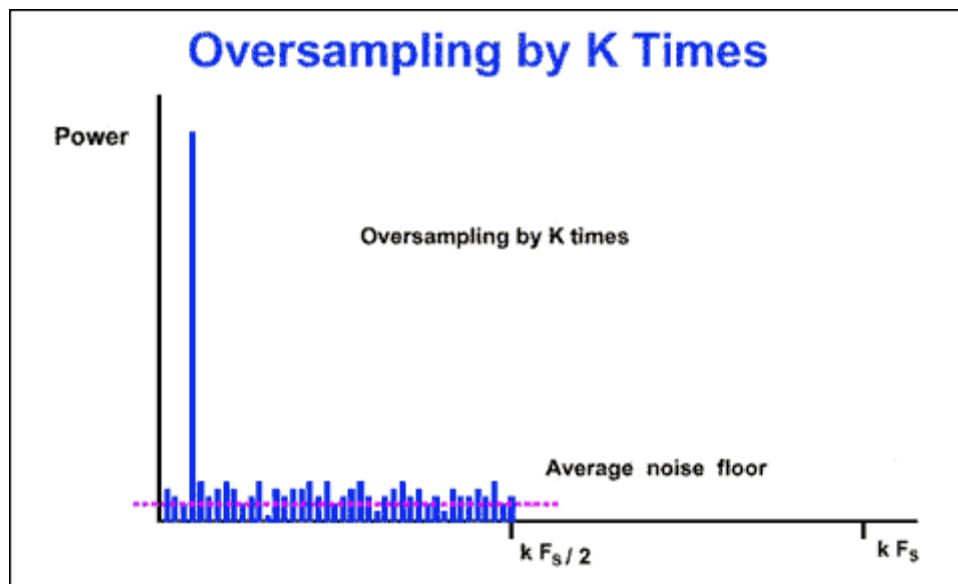


Figura 2-3: FFT de um ADC convencional com frequência de amostragem kF_s .
Fonte:[15]

Pode-se observar na Figura 2-4, a ação de um filtro passa-baixas removendo o ruído acima de $F_s/2$ fazendo com que a SNR melhore 3 dB a cada duplicação da frequência de amostragem pois neste caso, pela equação (2-20), a amplitude da potência do ruído reduz 3 dB em toda a banda do sinal, fazendo com que a potência total na banda do sinal até $F_s/2$ reduza 3 dB.

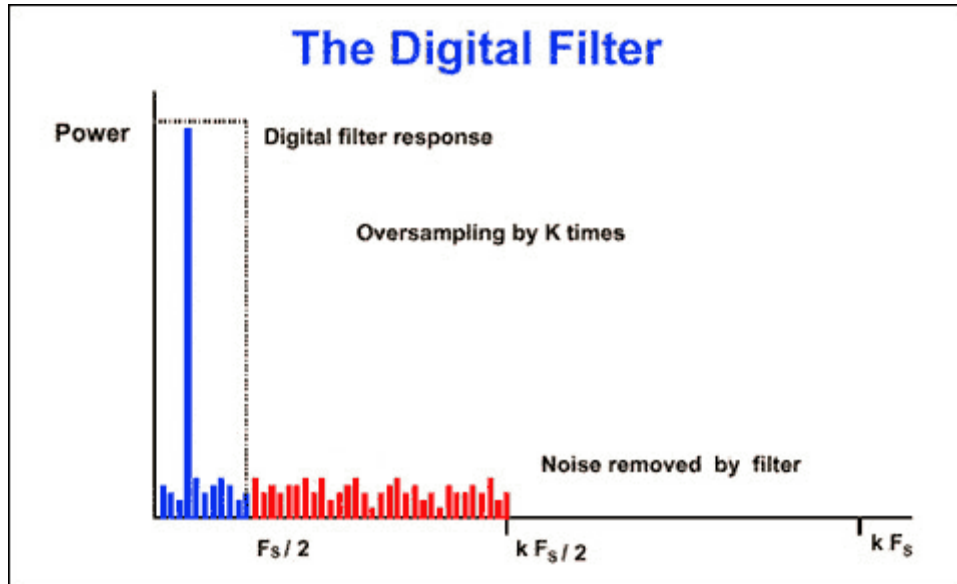


Figura 2-4: Ação do filtro passa baixas na SNR de um sinal sobreamostrado.
Fonte:[15]

Usar sobre-amostragem para melhorar a precisão (SNR) de um conversor convencional não é prático, pois para se ter uma melhora na SNR equivalente a 1 bit, que é 6 dB de acordo com a equação (2-18), é necessário quadruplicar a frequência de amostragem, de acordo com a equação (2-20).

Neste cenário surge o modulador sigma-delta com a característica importante de ter uma densidade espectral do ruído de quantização favorável à realização de ADC de um bit, como mostrado a seguir.

Pode-se observar na Figura 2-5, o diagrama em blocos do modulador sigma-delta de primeira ordem, e seu diagrama de blocos equivalente no domínio da frequência, em que o ruído de quantização é substituído por uma função de ruído $N(s)$ somada ao sinal de saída do modulador.

Este modulador consiste em um somador, um integrador e um quantizador, que transforma o sinal analógico de entrada num sinal digital modulado por densidade de pulso, (PDM), como se pode ver a seguir.

Para a recuperação do sinal de entrada é necessário um filtro passa-baixas (digital ou analógico), na banda do sinal original.

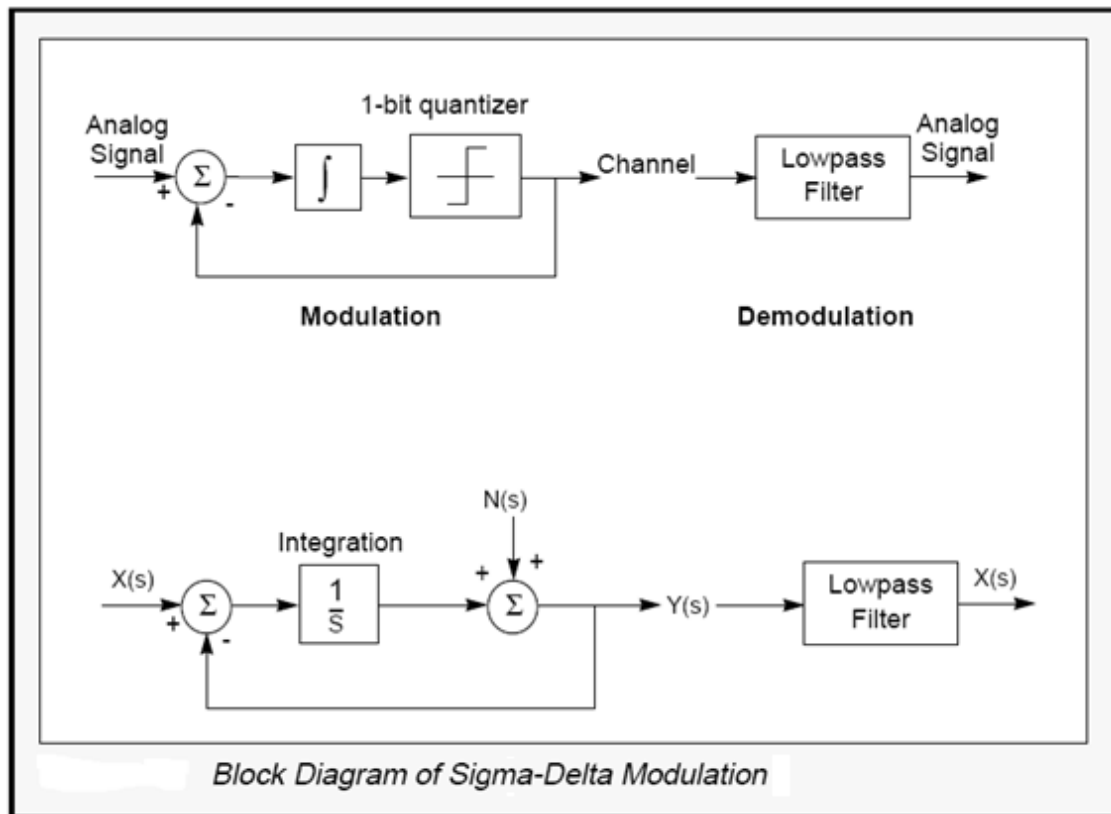


Figura 2-5: Diagrama em blocos do Modulador Sigma-Delta de primeira ordem.
Fonte:[16]

Este diagrama foi assim apresentado porque a grandeza que se quer medir (temperatura) é analógica, porém este modulador tem seu equivalente discreto, em que a entrada é multibit digital e o integrador é um somador.

Além disto, para melhorar a SNR, este modulador pode ter mais de um estágio de soma e integração, resultando em moduladores de ordem superiores e o seu quantizador pode ter mais de um bit, cujo estudo está fora do escopo deste trabalho.

Na Figura 2-6 observa-se que este modulador funciona como um filtro passa-baixas para o sinal de entrada e como um filtro passa altas para o ruído, deslocando a potência do ruído para as altas frequências como pode ser observado na Figura 2-7.

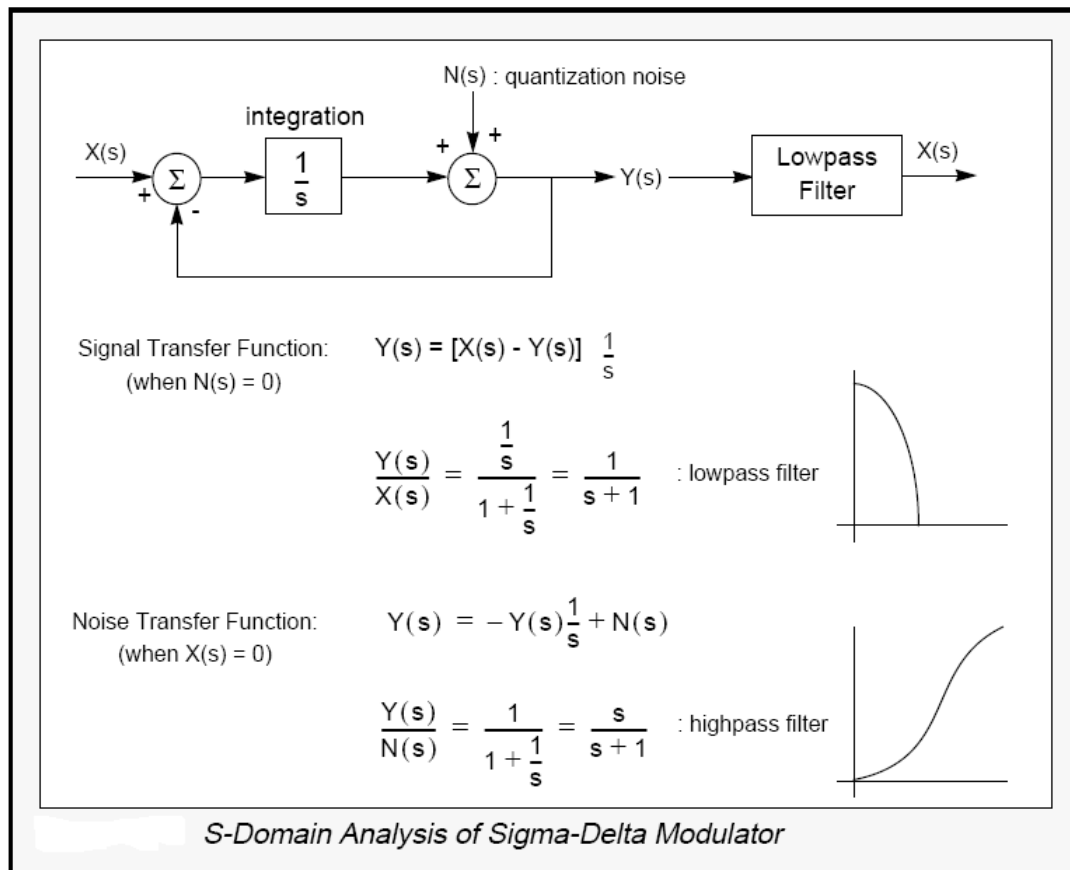


Figura 2-6: Análise do modulador Sigma-Delta no domínio da frequência.
Fonte:[16]

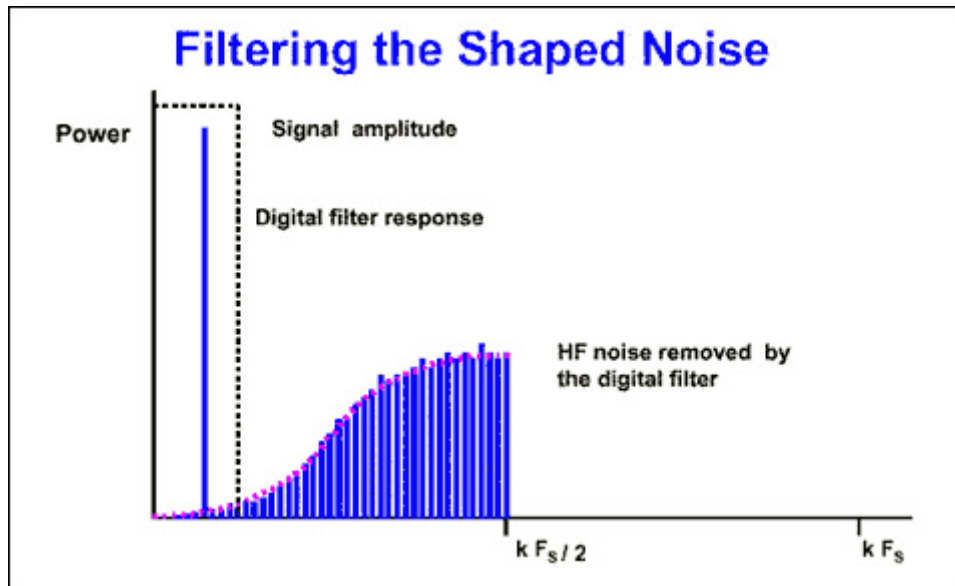


Figura 2-7: Efeito da modulação Sigma-Delta no sinal e no ruído de quantização.
Fonte:[15]

O sinal gerado pelo modulador sigma-delta deve ser filtrado para eliminação do ruído acima da banda do sinal de interesse ($F_s/2$), como mostrado Figura 2-7.

Este sinal filtrado tem uma SNR de [6]:

$$SNR = 30 \log(OSR) - 0,4006 + 10 \log(S_i) \quad (2-21)$$

em que OSR é a taxa de sobre-amostragem, antes no texto referenciada por k .

Pela equação (2-21), a cada duplicação de OSR temos uma melhora de 9 dB na SNR .

Para melhorar a SNR sem aumentar a sobreamostragem, pode-se usar conversor sigma-delta de ordem superior, cujos SNR 's são ilustrados na Figura 2-8.

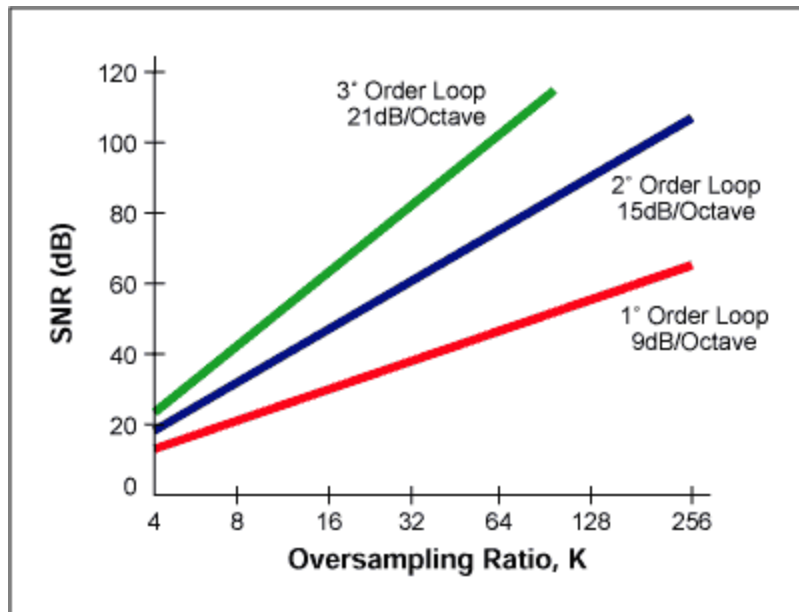


Figura 2-8: Relação entre SNR e OSR para Sigma-Delta de ordem superior.
Fonte: [15]

Pode-se observar na Figura 2-9, de forma mais detalhada, o diagrama de um modulador sigma-delta de primeira ordem, que tem o seguinte princípio de funcionamento:

O conversor digital/analógico, de agora em diante no texto referenciado por *DAC*, transforma o bit de saída do modulador em duas tensões de referência: $+V_{ref}$ e $-V_{ref}$.

O sinal de entrada X_i , deve ficar limitado na faixa: $+V_{ref} < X_i < -V_{ref}$.

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

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

A cada pulso de amostragem, esta diferença é acumulada pelo integrador e enquanto esta soma for positiva, um bit “um” é gerado na saída do modulador e enquanto for negativa, um bit “zero” é gerado.

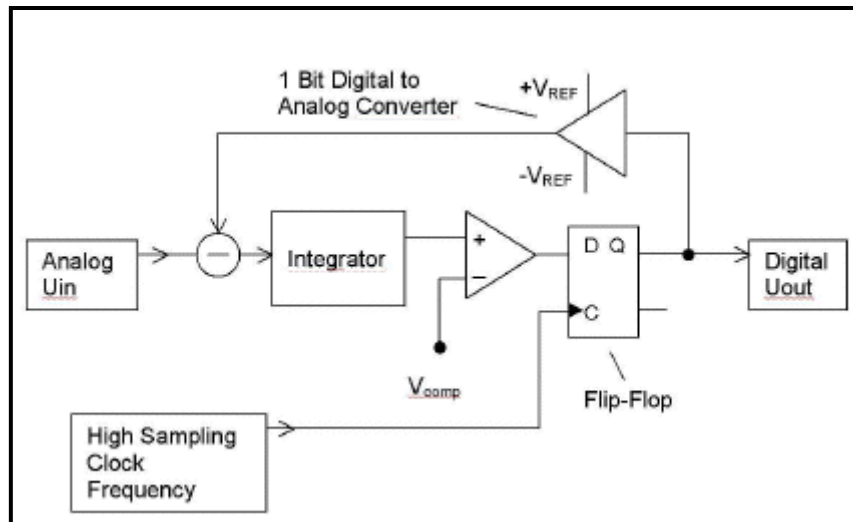


Figura 2-9: Detalhes de implementação do Modulador Sigma-Delta.
Fonte:[16]

Desta forma, quando o sinal de entrada se aproxima de $+V_{ref}$, aumenta a densidade de “um” na saída do modulador e quando o sinal de entrada se aproxima de $-V_{ref}$ a densidade de “zero” aumenta na saída do modulador, gerando assim um sinal digital *PDM* (pulse density modulation) característico do modulador sigma-delta, conforme mostrado na Figura 2-10, em que a senóide corresponde ao sinal de entrada, o bit mais escuro corresponde ao bit “um” na saída do modulador e o bit mais claro ao bit “zero”.

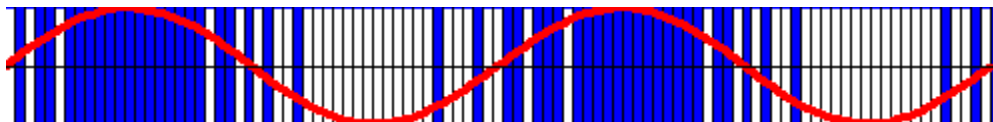


Figura 2-10: Modulação por Densidade de Pulso.

Capítulo 3 : Transdutor Sigma-Delta Térmico

No item 2.1 do capítulo 2 foi mostrado que o termistor tem característica de integrador, pois tem uma capacitância térmica intrínseca que permite ao dispositivo armazenar (carregar) energia térmica a partir de uma excitação externa e dissipar (descarregar) energia para o meio.

Foi mostrado também que a função de integração é feita sobre a diferença entre a temperatura do sensor e a temperatura do meio.

No item 2.2 do capítulo 2 foi mostrado que o modulador sigma-delta tem em sua topologia uma integração da diferença de dois sinais.

A partir desta observação surgiu a idéia de aproveitar a característica de soma e integração do termistor para realizar medições da temperatura da superfície do sensor através de uma topologia sigma-delta.

Desta forma o modulador sigma-delta elétrico observado na Figura 2-9 passa a ter a topologia mostrada na Figura 3-1 e na Figura 3-2, tornando-se um modulador sigma-delta térmico, em que a saída digital agora representa a temperatura do meio, modulada em *PDM*.

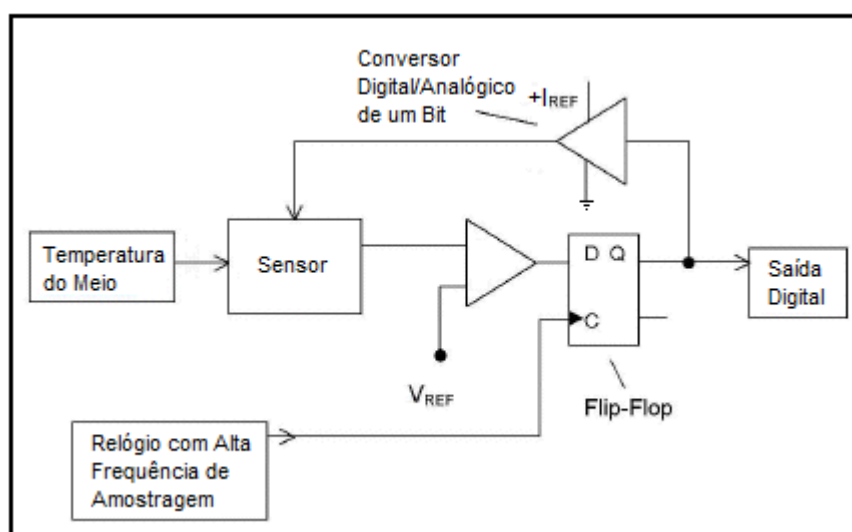


Figura 3-1: Topologia do Modulador Sigma-Delta com sensor termo-resistivo.
Adaptado de [16]

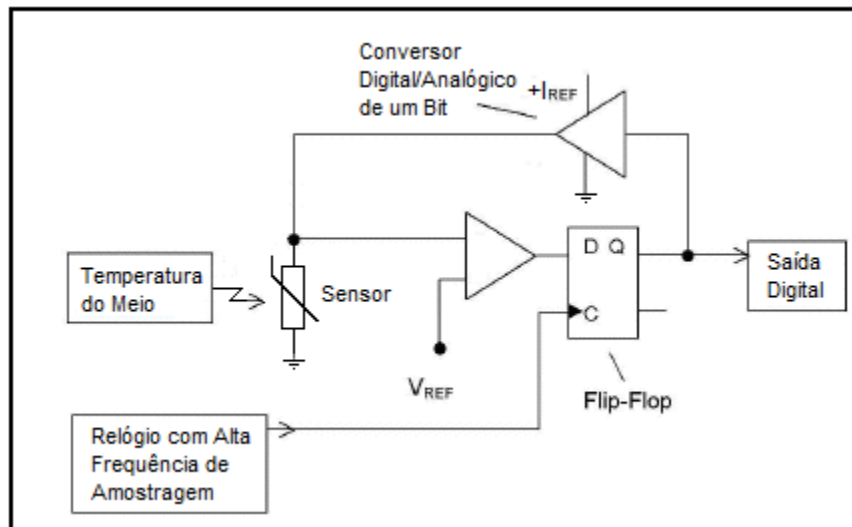


Figura 3-2: Conexão do Termistor na topologia Sigma-Delta.
Adaptado de [16]

O sensor é excitado pelo DAC com corrente zero ou I_{ref} , a depender do sinal digital de saída, de tal forma que quando excitado com a corrente I_{ref} , a tensão em seus terminais é proporcional a sua resistência que tem uma relação biunívoca com sua temperatura, vide equações (2-3) e (2-10), desta forma uma das entradas do comparador segue a temperatura do sensor quando excitado com I_{ref} .

A outra entrada do comparador é uma tensão de referência equivalente à temperatura constante com que o sensor deve operar.

A realimentação do modulador mantém o sensor na temperatura de referência, pois se o sensor, aquecido por efeito Joule, ultrapassar a temperatura de referência, a corrente do DAC será cortada e ele se resfriará por dissipação. Se por outro lado, a temperatura, por dissipação, ficar menor que a de referência a corrente do DAC será restabelecida, mantendo assim o sensor com temperatura constante independente da temperatura do meio.

Para que a realimentação seja negativa, corrigindo a temperatura do sensor para o valor determinado por V_{ref} , os sensores *PTC* devem ser ligados ao terminal “*mais*” do comparador com V_{ref} ligada ao terminal “*menos*”, e sensores *NTC* devem ser ligados ao terminal “*menos*” do comparador com V_{ref} ligada ao terminal “*mais*”.

Além disto, o *DAC* deve gerar uma corrente de referência quando excitado com “*zero*” e cortar a corrente quando excitado com “*um*”, pois “*um*” na saída significa que o sensor deve ser resfriado.

Para que seja possível medir a temperatura (tensão) do sensor quando este estiver esfriando por dissipação, ou seja, durante o tempo que a corrente estiver cortada, é necessário que no momento da amostragem o *DAC* excite o sensor com um pulso estreito de corrente, o tempo apenas suficiente para realizar a medição, de tal forma que não afete o resfriamento do mesmo, desta forma a corrente eficaz mínima fornecida ao sensor não é zero e sim $I_{ref} \times D$, em que D é a relação entre o tempo necessário para realizar uma amostragem e o período entre as amostragens. (*duty-cycle*)

A cada pulso do relógio, uma amostragem da temperatura do sensor será realizada e corrigida.

3.1 - Análise do Circuito

O circuito proposto pode ser observado na Figura 3-3, em que foi inserida uma porta AND para possibilitar a leitura da temperatura do sensor durante seu resfriamento, período em que teoricamente, estaria desenergizado.

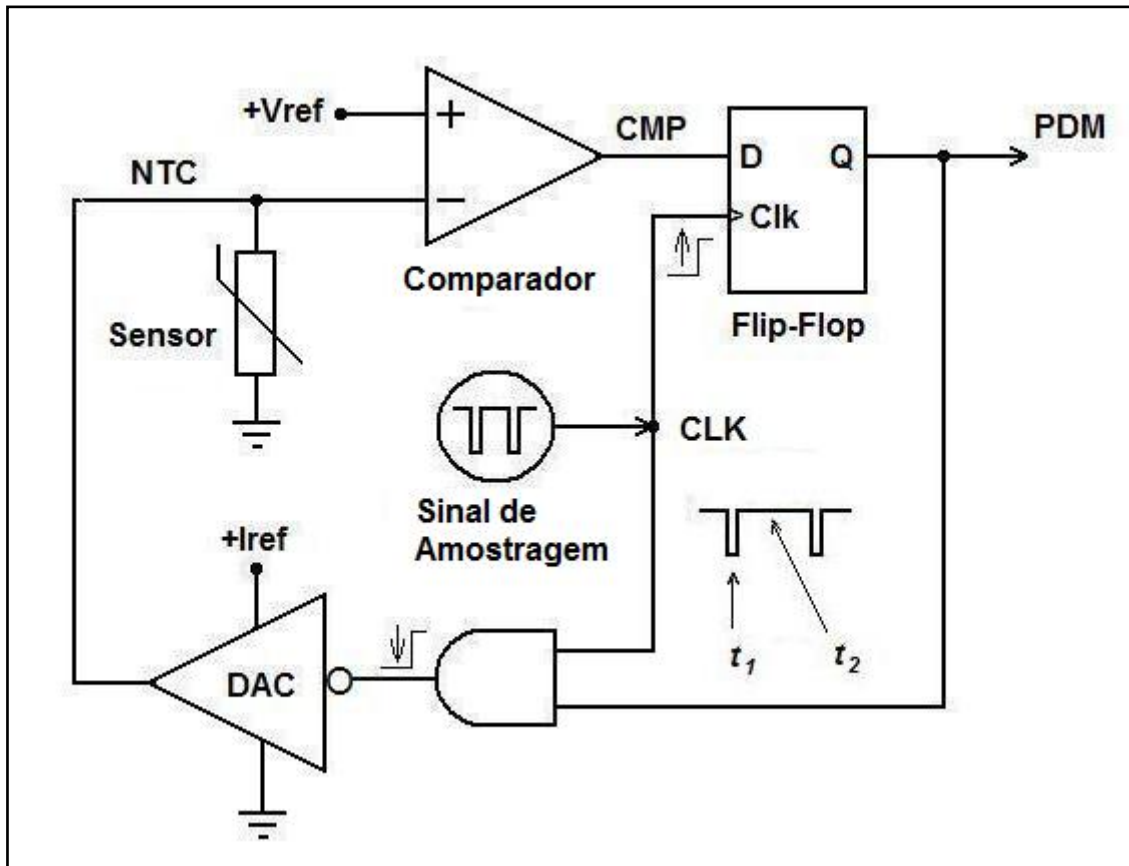


Figura 3-3: Topologia proposta para o modulador térmico.

Observou-se neste capítulo que este circuito, através de uma realimentação negativa, procura manter o sensor com temperatura constante T_{s0} e consequentemente sua resistência constante R_{s0} , dentro dos limites de precisão desejada, como demonstrado em [7].

Este equilíbrio térmico só é possível se a potência média fornecida ao sensor pelo circuito for igual à potência dissipada pelo mesmo.

Mostrou-se também que o circuito fornece ao sensor uma potência modulada em PDM, e sabe-se que a potência dissipada é proporcional a diferença de temperatura entre o sensor e o ambiente, desta forma:

$$P_i = G_{th0}(T_{s0} - T_a) \quad (3-1)$$

Em que P_i é a potência fornecida pelo circuito e T_a é a temperatura ambiente.

Particularmente, como pode ser observado na Figura 3-4 tem-se que:

$$P_{max} = G_{th0}(T_{s0} - T_{min}) \quad (3-2)$$

$$P_{min} = G_{th0}(T_{s0} - T_{max}) \quad (3-3)$$

em que:

T_{max} é o valor máximo da temperatura submetida ao sensor.

T_{min} é o valor mínimo da temperatura submetida ao sensor.

P_{max} é a potência máxima fornecida pelo circuito:

$$P_{max} = V_{ref} I_{ref} \quad (3-4)$$

P_{min} é a potência mínima fornecida pelo circuito, que é a potência gerada pelo pulso de amostragem no resfriamento do sensor:

$$P_{min} = P_{max} \left(\frac{\rho_t}{\rho_t + 1} \right) \quad (3-5)$$

em que: $\rho_t = t_1/t_2$ (vide Figura 3-3)

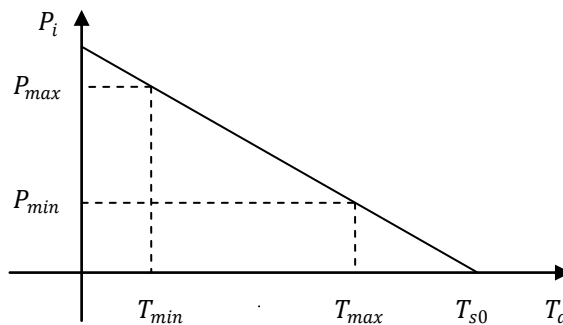


Figura 3-4: Potência X Temperatura ambiente no equilíbrio térmico.

Das equações (3-2), (3-3) e (3-5), tem-se que:

$$T_{s0} = T_{max} + \rho_t \Delta T \quad (3-6)$$

$$P_{max} = G_{th0} \Delta T (\rho_t + 1) \quad (3-7)$$

em que: $\Delta T = T_{max} - T_{min}$.

Como:

$$V_{ref} = I_{ref} R_{s0} \quad (3-8)$$

Das equações (3-4), (3-7) e (3-8) tem-se que:

$$V_{ref} = \sqrt{G_{th0} \Delta T (\rho_t + 1) R_{s0}} \quad (3-9)$$

$$I_{ref} = \sqrt{G_{th0} \Delta T (\rho_t + 1) / R_{s0}} \quad (3-10)$$

Assim, para que este circuito opere numa determinada faixa de temperatura, de T_{min} até T_{max} , é necessário apenas ajustar os valores de I_{ref} e V_{ref} , calculados a partir das equações (3-9) e (3-10).

O procedimento para o cálculo dos valores de referência para calibração do transdutor pode ser resumido como segue:

- (i) - Determinar a faixa de temperatura que se deseja medir
- (ii) - Calcular a temperatura de trabalho do sensor a partir da equação (3-6).
- (iii) - Escolher o sensor adequado para esta temperatura de trabalho.
- (iv) - Determinar experimentalmente os valores da condutância térmica e da resistência elétrica do sensor na temperatura de trabalho.
- (v) - Calcular a tensão e corrente de referência a partir das equações (3-9) e (3-10).

Assim, os valores de I_{ref} e V_{ref} são obtidos a partir das características estáticas do sensor, da faixa de medição definida e do ciclo de trabalho do relógio.

Observa-se que o tempo t_1 deve ser maior que o atraso do circuito da saída do relógio (CLK) até a saída do comparador (CMP), (vide Figura 3-3) para garantir que na subida do pulso do relógio a saída do comparador esteja estável para leitura da temperatura do sensor no resfriamento.

Este pulso tem a finalidade de estimar a temperatura do sensor durante seu resfriamento, para tanto é estimada a tensão em seus terminais que é proporcional a sua resistência elétrica, pois o mesmo está sendo alimentado neste momento por corrente constante fornecida pelo DAC e a sua resistência elétrica tem uma relação linear com sua temperatura para pequenas variações.

Como esta medição de resistência está no domínio elétrico, a duração deste pulso não tem nenhuma relação com qualquer parâmetro térmico do sensor incluindo sua capacitância térmica.

É importante lembrar que, como a temperatura do sensor se mantém constante durante o processo de medição, só é necessário conhecer os parâmetros do sensor na temperatura de operação T_{s0} , reduzindo muito o trabalho de caracterização do mesmo.

O circuito proposto pode operar de forma linear em qualquer faixa de temperatura permitida pelo sensor, que pode ser PTC ou NTC , bastando ajustar a corrente e a tensão de trabalho.

A cada pulso de amostragem, é feita uma leitura da tensão nos terminais do sensor, que está relacionada com sua temperatura.

A variação da temperatura do sensor em torno de T_{s0} se apresenta como ruído na saída do circuito e pode ser minimizado com o aumento da frequência de amostragem.

3.2 - Linearidade

Aqui se estabelece a relação entre o valor da temperatura ambiente e o valor médio do sinal gerado na saída do circuito, considerando que o sensor é mantido a uma temperatura constante.

Observa-se na Figura 3-3 que a potência fornecida ao sensor é $I_{ref} V_{ref}$, quando o sinal digital na entrada do DAC é “zero” em lógica positiva.

Observa-se também que a potência fornecida ao sensor é zero watt, quando o sinal digital na entrada do DAC é “um” em lógica positiva.

Por estas observações, o sinal de potência fornecida ao sensor pelo DAC pode ser escrito como:

$$P(t) = P_{max} (1 - E_p(t)) \quad (3-11)$$

Em que $E_p(t)$ é o sinal lógico (com valores zero ou um) na entrada do DAC.

Calculando-se o valor médio em ambos os membros da equação (3-11) obtêm-se:

$$\overline{P(t)} = P_{max} (1 - \overline{E_p(t)}) \quad (3-12)$$

Observa-se na Figura 3-3 que o sinal $E_p(t)$ é um AND lógico, entre o sinal lógico do relógio, e o sinal lógico da saída do modulador, que neste caso pode ser substituído por uma multiplicação resultando em:

$$P_i = P_{max} (1 - \overline{clk} \overline{pdm}) \quad (3-13)$$

Em que P_i é a potência média entregue ao sensor para mantê-lo numa temperatura constante, $\overline{clk}$ é uma constante do circuito que é o valor médio normalizado do sinal de relógio e $\overline{pdm}$ é o valor médio normalizado (com valores entre zero e um) do sinal na saída do circuito que varia com a temperatura ambiente.

Substituindo (3-1) e (3-7) em (3-13) obtêm-se:

$$T_{s0} - T_a = \Delta T(\rho_t + 1)(1 - \overline{clk} \overline{pdm}) \quad (3-14)$$

De acordo com a Figura 3-3, tem-se que:

$$\overline{clk} = \frac{1}{\rho_t + 1} \quad (3-15)$$

Substituindo (3-15) em (3-14):

$$T_{s0} - T_a = \Delta T(\rho_t + 1) \left(1 - \frac{\overline{pdm}}{\rho_t + 1} \right) \quad (3-16)$$

Substituindo (3-6) em (3-16):

$$T_{max} + \rho_t \Delta T - T_a = \Delta T(\rho_t + 1) \left(1 - \frac{\overline{pdm}}{\rho_t + 1} \right) \quad (3-17)$$

Simplificando:

$$T_a = T_{min} + \Delta T \overline{pdm} \quad (3-18)$$

A equação (3-18) mostra um resultado muito importante, o valor médio do sinal gerado por deste circuito tem uma relação intrinsecamente linear com o valor do mensurando que é a temperatura ambiente.

Esta linearidade não depende de nenhum parâmetro, nem do sensor nem do circuito e é válida para qualquer valor de temperatura na faixa de medição de T_{min} até T_{max} , considerando que o sensor mantém seus parâmetros constantes quando em uma temperatura constante.

Tendo a faixa de temperatura definida mais as características do sensor e do circuito, só é necessário polarizar o circuito com os valores de V_{ref} e I_{ref} para que o valor médio da saída siga a equação (3-18).

O valor médio do sinal PDM gerado na saída do circuito é obtido com um filtro passa-baixas, analógico ou digital.

3.3 - Radiômetro

Para medição de radiação térmica, usa-se o circuito na forma diferencial, em que um sensor, protegido da radiação térmica é usado para medir a temperatura ambiente, como mostrado até aqui, e outro sensor é usado para medir a temperatura ambiente mais a radiação térmica, como pode ser observado na Figura 3-5.

Como visto no capítulo 2, o comportamento dinâmico de um termistor sob efeito da temperatura ambiente e da radiação térmica, pode ser modelado de acordo com a seguinte equação:

$$P_i + A_{th}H = G_{th}(T_s - T_a) + C_{th} \frac{dT_s}{dt} \quad (3-19)$$

Como o sensor opera com temperatura constante, a equação (3-19) pode ser escrita como:

$$P_i + A_{th}H = G_{th}(T_s - T_a) \quad (3-20)$$

Substituindo (3-7), (3-13) e (3-15) em (3-20):

$$G_{th}\Delta T(\rho_t + 1) \left(1 - \frac{\overline{pdm}}{\rho_t + 1} \right) + A_{th}H = G_{th}(T_s - T_a) \quad (3-21)$$

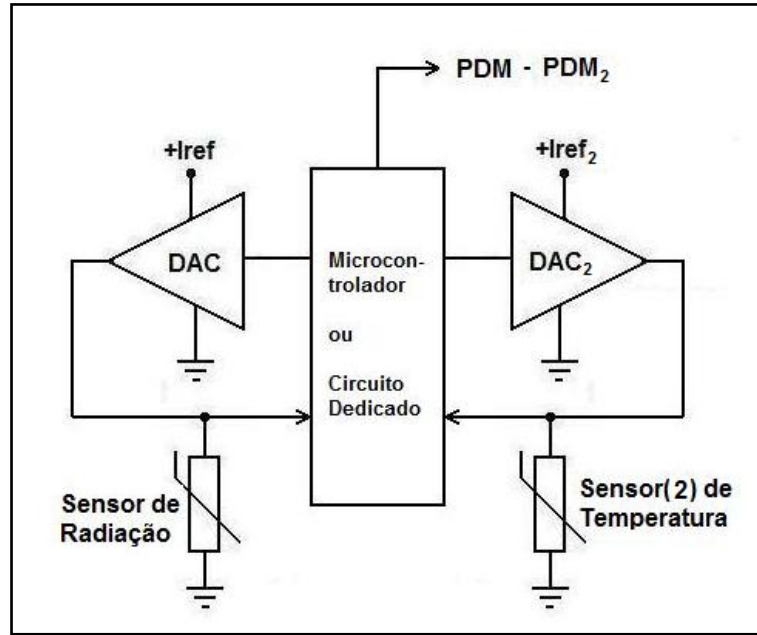


Figura 3-5: Circuito proposto para medição de radiação térmica.

Considerando que ambos os sensores estão submetidos à mesma temperatura ambiente, protegidos de convecção térmica forçada e operando na mesma faixa de temperatura com o sensor 2 protegido de radiação térmica, a equação (3-18) pode ser usada na equação (3-21), que após simplificação fica:

$$H = \frac{G_{th}\Delta T}{A_{th}} (\overline{pdm} - \overline{pdm}_2) \quad (3-22)$$

Como ambos os sinais *PDM* tem a mesma frequência de amostragem a equação (3-22) pode ser assim escrita:

$$H = \frac{G_{th}\Delta T}{A_{th}} (pdm - pdm_2) \quad (3-23)$$

A equação (3-23) mostra um resultado importante: a radiação térmica medida é intrinsecamente linear com a média da diferença entre os sinais *PDM* gerados pelos sensores.

Observa-se que, ajustando-se os sensores para operarem na mesma faixa de temperatura pelas equações (3-9) e (3-10), pode-se obter valores distintos

de tensão e corrente de referencia para cada sensor devido a suas características estáticas, porém é o fato de ambos operarem na mesma faixa de temperatura que garante a linearidade, não sendo necessário portanto que os sensores tenham exatamente as mesmas características.

Observa-se que não é necessário filtrar os dois sinais *PDM*, somente a diferença entre eles, então o transdutor tem dois sensores e somente uma rotina de filtro, que reduz o processamento.

A equação (3-22) mostra que a radiação máxima que pode ser medida ocorre quando $\overline{pdm}$ é máximo, ou seja $\overline{pdm} = 1$.

Substituindo $\overline{pdm} = 1$ na (3-22), calculando $\overline{pdm}_2$ pela equação (3-18) e considerando o pior caso, que é quando a temperatura ambiente é máxima, obtêm-se:

$$H_{max} = \frac{G_{th}}{A_{th}} (T_{max} - T_{a(max)}) \quad (3-24)$$

Para dimensionar os valores de tensão e corrente de referência do circuito medidor de radiação térmica, deve-se conhecer: o valor máximo da radiação que se pretende medir, os parâmetros estáticos dos dois sensores, os valores máximo e mínimo da temperatura no ambiente onde se deseja medir a radiação térmica, procedendo como a seguir:

- (i) - Fazer $T_{min} = T_{a(min)}$, que é a menor temperatura a que o sensor vai ser submetido considerando radiação zero.
- (ii) - Determinar T_{max} , que é a máxima temperatura a que o sensor será submetido considerando radiação máxima, pela equação (3-24),.
- (iii) - Com T_{min} e T_{max} definidos, seguir o mesmo procedimento definido no item 3.1 para na calibração do transdutor de temperatura para ambos os sensores.

Capítulo 4 : Implementação Física

No capítulo 3 foi proposta uma topologia para o modulador sigma-delta térmico (Figura 3-3) e foi feita uma análise teórica do seu comportamento, verificando-se que sua resposta é linear para medição de temperatura e radiação térmica.

Neste capítulo são mostradas uma simulação e duas implementações físicas, uma chamada analógica e outra digital em função do tipo de filtro utilizado.

4.1 – Simulação e Implementação Analógica

Neste item é mostrado um circuito que foi concebido para validar a topologia proposta, usando componentes eletrônicos digitais e analógicos discretos.

Uma foto do circuito pode ser observada na Figura 4-1.

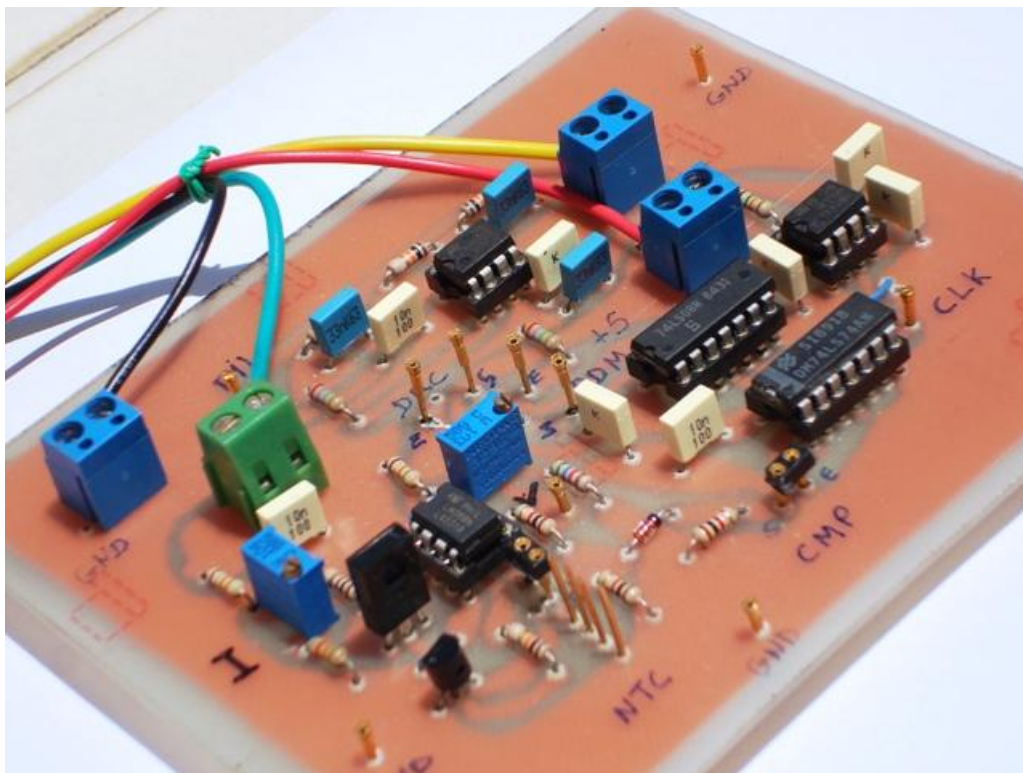


Figura 4-1: Foto do Protótipo usando Componentes Discretos.

Para facilitar o projeto, o circuito que implementa a topologia apresentada na Figura 3-3 foi dividido em blocos funcionais como pode ser observado na Figura 4-2.

Cada bloco foi projetado separadamente e testado num simulador de circuito, em seguida, após a simulação do circuito completo, foi realizada a montagem em bancada usando componentes reais.

Esta estratégia mostrou-se bastante proveitosa, pois as funcionalidades puderam ser validadas sem uso de bancada, acelerando a fase de desenvolvimento do projeto.

Os blocos funcionais da Figura 3-3, observados na Figura 4-2, são:

- **Polarizador**, que é o *DAC* da Figura 3-3, cuja entrada vem do bloco de controle e cuja saída alimenta o sensor que por sua vez está ligado à entrada “menos” do comparador por se tratar de um sensor *NTC*.
- **Sensor**, que é o integrador e o subtrator do transdutor sigma-delta.
- **Comparador**, que compara a temperatura de referência representada por V_{ref} , com a temperatura do sensor representada pela tensão em seus terminais. A saída do comparador é a entrada do circuito de controle.
- **Controle**, que amostra e segura a saída do comparador (*sample-hold*), gerando: o sinal *PDM* de saída, o sinal de realimentação do sistema e o pulso para leitura da temperatura do sensor quando este não estiver energizado.
- **Filtro Passa-Baixas**, que transforma o trem de bits *PDM* em seu valor médio.
- **Escala**, que transforma o valor gerado pelo filtro em valores numa escala de temperatura.

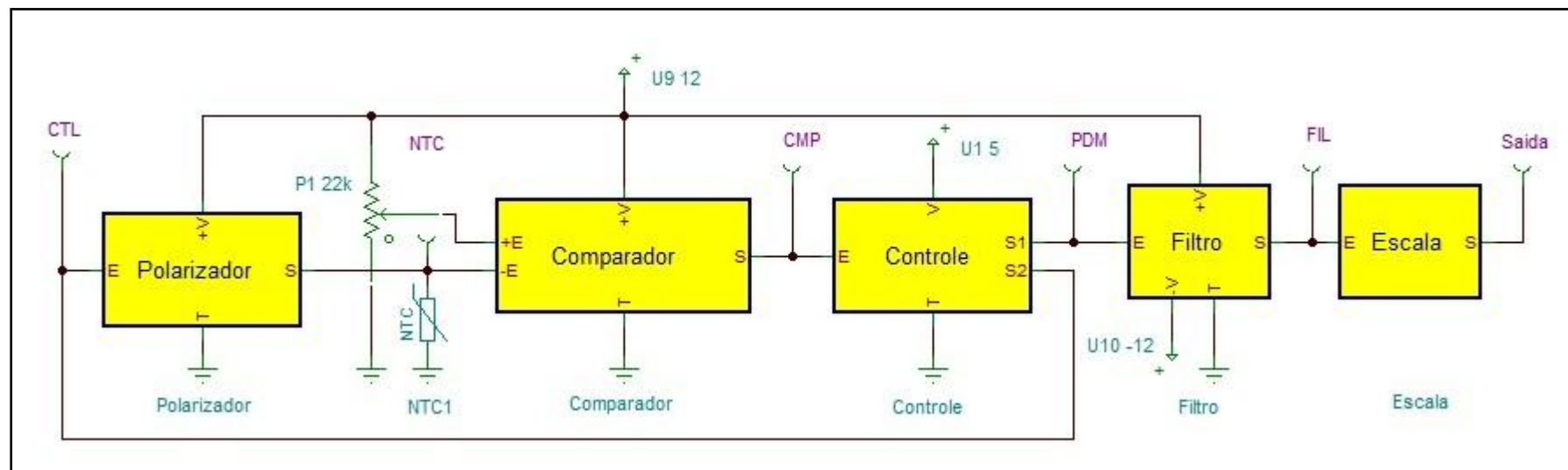


Figura 4-2: Diagrama geral em blocos do circuito Transdutor Sigma-Delta.

4.1.1 – Circuito Polarizador

O polarizador, cujo circuito detalhado pode ser observado na Figura 4-3, tem a função de gerar energia para manter o sensor numa temperatura constante apesar da dissipação de potência para o meio ambiente.

É um gerador de corrente de precisão no qual, o amplificador operacional garante uma tensão constante no emissor de T_1 e conseqüentemente uma corrente constante em seu coletor que pode ser ajustada por P_2 .

A corrente gerada por este circuito é desviada para o terminal de terra através de T_2 , quando recebe um nível lógico “alto” na entrada, vindo do bloco de controle.

Quando o polarizador recebe um nível lógico “baixo” na entrada, a corrente flui para a saída, na qual está ligado o sensor.

Então, um nível lógico “baixo” na entrada, aquece o sensor com corrente constante e um nível lógico “alto” corta a corrente do sensor, fazendo-o resfriar por dissipação.

No circuito real, o amplificador operacional TL081C, foi substituído pelo LM358N, por ser mais adequado para trabalhar com fonte única.

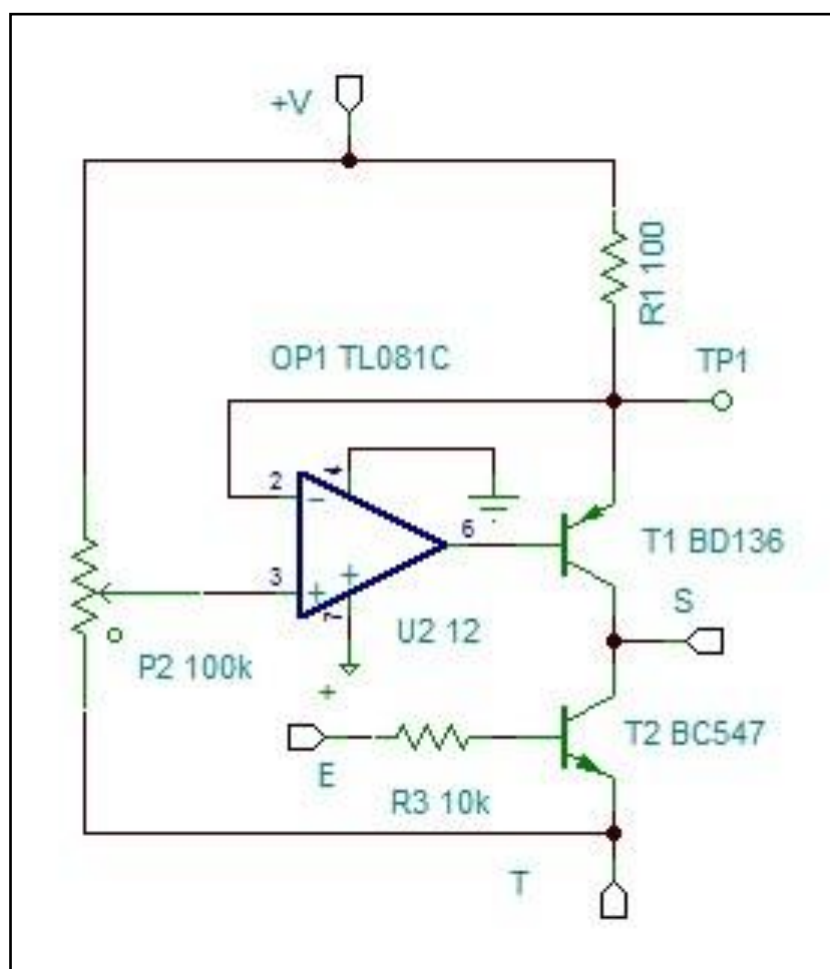


Figura 4-3: Circuito do Polarizador.

4.1.2 – Circuito Comparador

O circuito comparador, observado na Figura 4-4, tem a função de detectar qualquer variação de temperatura do sensor em relação à temperatura de trabalho.

Os resistores R_1 , R_3 , R_6 e o diodo D_1 , fazem uma adaptação do nível de saída do amplificador operacional, que é de +2V e +10V, para os níveis de +0,2V e +2,9V compatíveis com *TTL*.

A tensão de saída do circuito comparador pode ser calculada por:

$V_{sc} = (V_c - 2V_d)/3$, sendo V_c a tensão na saída do *AmpOp* e V_d a queda de tensão no diodo, para $V_c > 2V_d$.

Na versão digital, este circuito é substituído por um comparador interno ao microcontrolador e V_{ref} será uma variável da rotina de aquisição de dados.

No circuito real, o amplificador operacional TL081C, foi substituído pelo LM358N, por ser mais adequado para uso com fonte única e os resistores de 10k foram substituídos por resistores de 1k por serem mais adequados para interface com os circuitos *TTL* utilizados.

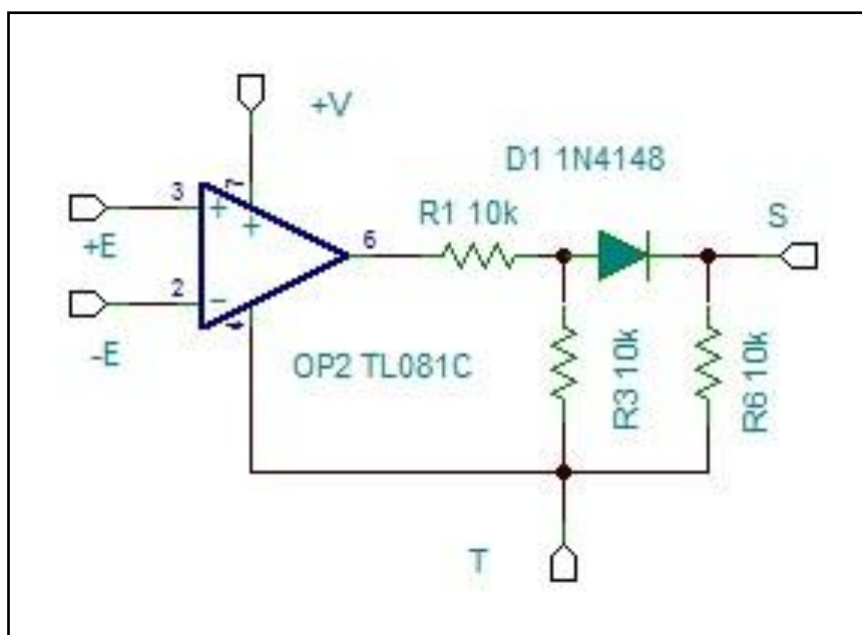


Figura 4-4: Circuito Comparador

4.1.3 - Circuito de Controle

O circuito de controle, observado na Figura 4-5, tem a função de amostrar e segurar a saída do comparador, gerando na saída S_1 , o sinal modulado em densidade de pulso (*PDM*) da temperatura ambiente.

Em S_2 é gerado o sinal que controla o aquecimento do sensor através do polarizador.

Quando o sinal *PDM* é “zero”, o sensor está com a temperatura inferior à de trabalho, neste caso o circuito gera $S_2 = 0$ para aquecê-lo.

Quando o sinal *PDM* é “um”, o sensor precisa esfriar, neste caso a porta AND U_1 deixa passar apenas o pulso necessário para de leitura da temperatura do sensor.

O oscilador é um circuito astável usando o temporizador clássico 555 que pela sua topologia interna:

o tempo de “zero” é $t_1 = 0,693R_{13}C_2$

o tempo de “um” é $t_2 = 0,693(R_{12}+R_{13})C_2$

A descida do pulso do oscilador excita o sensor através da porta AND U_1 durante o resfriamento do mesmo e na subida do pulso é feita a leitura da temperatura pelo flip-flop U_8 .

Na versão digital, este circuito é substituído por uma rotina de aquisição de dados rodando numa interrupção de relógio do microcontrolador funcionando na frequência de amostragem definida.

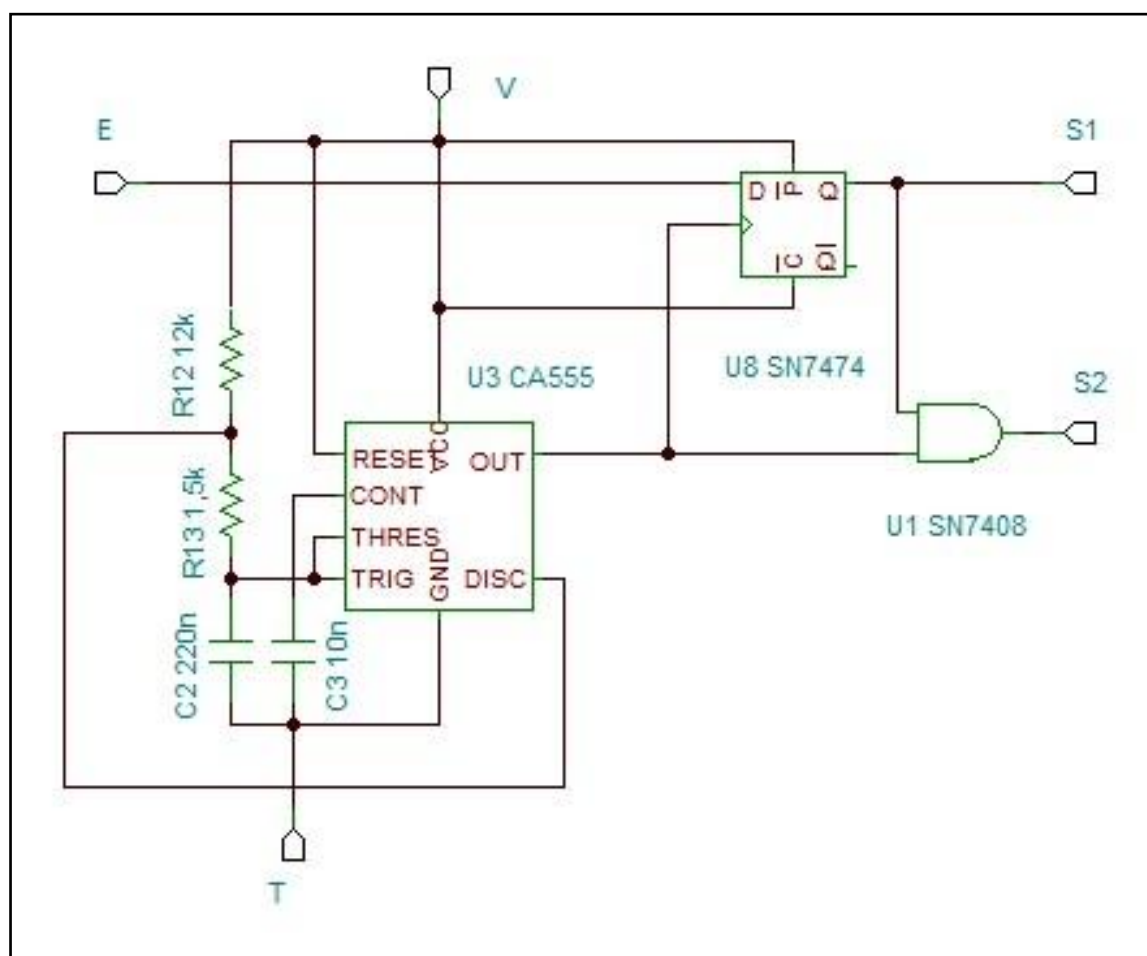


Figura 4-5: Circuito de Controle

4.1.4 - Filtro Passa-Baixas

O circuito filtro passa-baixas observado na Figura 4-6, tem a função de transformar o sinal digital *PDM* num sinal analógico proporcional a temperatura medida.

Como demonstrado em [12], o conversor sigma-delta térmico de primeira ordem tem seu pólo em:

$$p_{sr} = \frac{G_{th0}}{C_{th0}} \frac{\Delta T}{2} - p \quad (4-1)$$

em que p é calculado pela equação (2-17).

Como o circuito limita a banda do sinal em p_{sr} , ele foi considerado como o valor da frequência máxima do sinal.

Substituindo-se na equação (4-1) os valores das condições de testes mostrados no item 4.1.5, obtêm-se para a frequência de corte em 3dB do circuito o valor de 2,865 rad/s ou 0,456 Hz..

Foi então usado um filtro Butterworth com três pólos iguais na frequência de 1Hz e atenuação de 60 dB em 10 Hz ou 20 dB por década na banda de rejeição para cada pólo.

Dois dos pólos foram implementados usando topologia Sallen-Key [18] e o terceiro pólo foi implementado usando um seguidor de tensão RC.

Os 3 pólos são obtidos pelos pares (R_{10} , C_{10}), (R_{11} , C_{11}) e (R_{21} , C_{21}) do circuito da Figura 4-6, cuja frequência de corte é dada por $1/2\pi RC$ [18].

Nesta implementação é usado um filtro analógico pela facilidade de testes no ambiente de simulação e bancada.

Na versão digital, este circuito é substituído por um filtro digital exigindo, portanto, que o microcontrolador a ser utilizado tenha funções de DSP (processador digital de sinais).

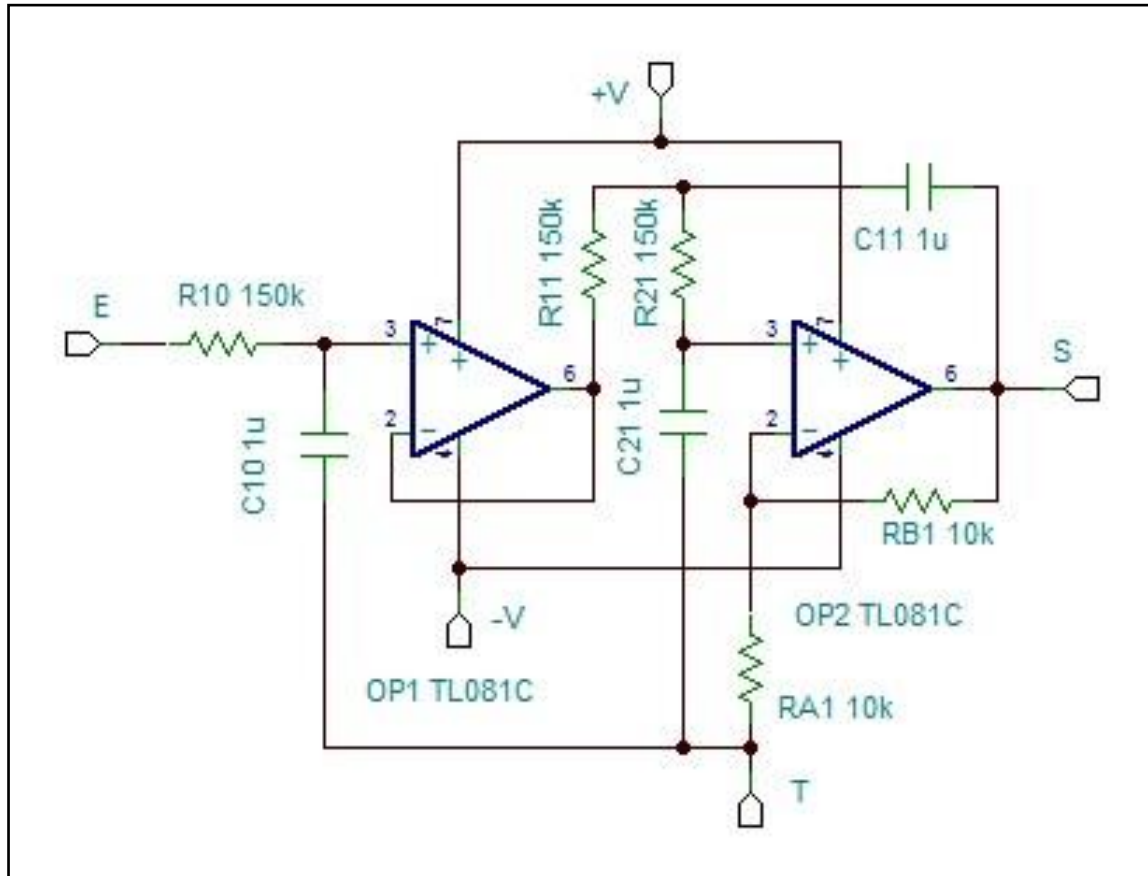


Figura 4-6: Filtro Passa-Baixas analógico.

4.1.5 - Resultados

Os resultados obtidos com o simulador de circuitos podem ser observados na Figura 4-7, 4-8 e 4-9.

Os resultados de bancada obtidos com o circuito real podem ser observados na Figura 4-9.

O transitório dos sinais, *CMP* (tensão saída do comparador), *NTC* (tensão no sensor) e *PDM* (tensão na saída do modulador), obtidos com o simulador, podem ser observados na Figura 4-7.

Observa-se que o sinal *PDM* fica em zero comandando o aquecimento inicial do sensor durante 5 segundos. Depois que o sensor atinge a temperatura de trabalho, o sinal *PDM* se alterna buscando estabilizar a temperatura do sensor.

Até pouco mais de um segundo a temperatura do sensor aumenta lentamente, pois o gerador de corrente está saturado devido ao valor alto da resistência do sensor na temperatura ambiente, em seguida o gerador de corrente entra na região linear e o sensor excitado com corrente constante acelera o aquecimento até atingir a temperatura de trabalho em 5 segundos, o que pode ser observado pelo sinal de tensão *NTC*, lembrando que tensão mais baixa significa temperatura mais alta e vice versa.

O sinal de tensão na saída do comparador, até 5 segundos, está em nível baixo indicando que a temperatura do sensor é menor que a de referência, depois, a temperatura do sensor fica alternando entre maior que e menor que a temperatura de referência como consequência da ação do circuito na tentativa de manter o sensor o mais constante possível.

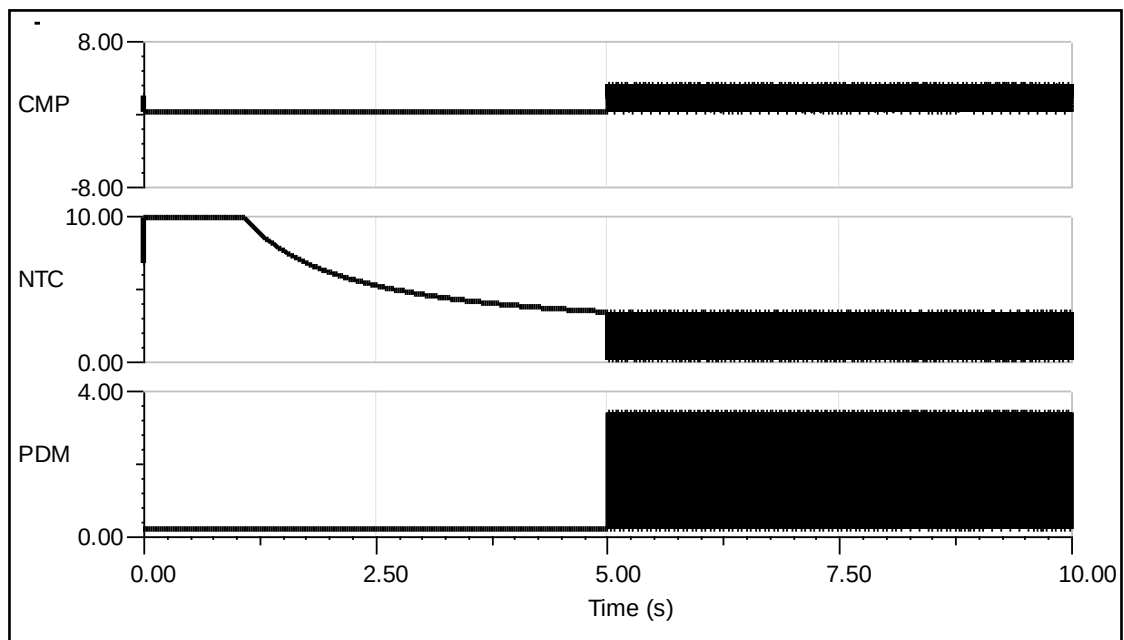


Figura 4-7: Transitórios do aquecimento inicial do sensor.

A Figura 4-8 mostra detalhes da Figura 4-7 entre o período de 9.05 e 9.10 segundos.

Observa-se (*CMP*), o resfriamento gradativo do sensor através da queda de tensão gradativa a cada pulso de leitura durante o período em que PDM é “um” (sensor resfriando).

Observa-se também na saída do comparador o aquecimento do sensor através do aumento gradativo da tensão, quando *PDM* está em “zero” (sensor aquecendo).

Observa-se que a duração do aquecimento ou resfriamento depende da temperatura do sensor no momento da transição.

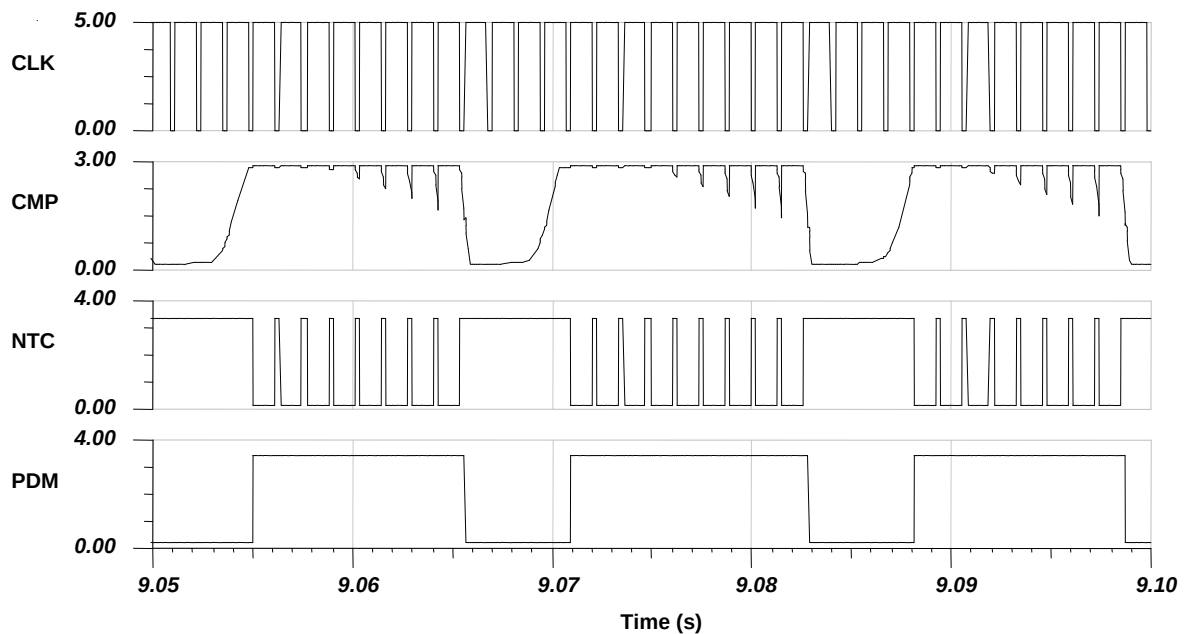


Figura 4-8: Resfriamento e aquecimento do sensor em equilíbrio térmico.

Foram executadas várias medições e alguns dos valores podem ser observados na Tabela 4-1.

Tabela 4-1: Condições de teste e valores obtidos sem DSP.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valores</i>		<i>Ref. (°C)</i>	<i>Analógico (V)</i>	<i>Simulado (V)</i>
t_1 (s)	0,000234		67,00	7,93	6,80
t_2 (s)	0,001090		65,00	7,62	6,61
F_s (Hz)	755,29		63,00	7,38	6,41
t_1/t_2 (%)	21,47		60,00	7,00	6,12
R_{s0} (Ω)	163,3		58,00	6,74	5,93
T_{min} (°C)	0,00		55,00	6,38	5,64
T_{max} (°C)	68,60		52,00	6,04	5,35
ΔT (°C)	68,60		48,00	5,56	4,96
V_{ref} (V)	3,38		43,60	5,05	4,54
I_{ref} (mA)	20,72		40,00	4,61	4,19

Na Figura 4-9, obtida a partir dos dados da Tabela 4-1, pode ser observada a linearidade obtida com o simulador e com o circuito real, em que r é o coeficiente de correlação de Pearson [22], que mede a linearidade existente entre duas variáveis de tal forma que $r = 1$ significa uma relação linear perfeita e ocorre quando todos os pontos estão sobre a reta de regressão.

Com o simulador observa-se uma linearidade perfeita entre a temperatura do meio e o valor médio do sinal PDM , enquanto que com o circuito de teste observa-se uma linearidade muito forte, ratificando portanto, a previsão da equação (3-18).

Nestes testes iniciais de linearidade foi usado um filtro analógico, como descrito no item 4.1.4, para obtenção do valor médio sinal PDM , devido à facilidade de simulação e implementação, porém na implementação com microcontrolador foi usado um filtro digital.

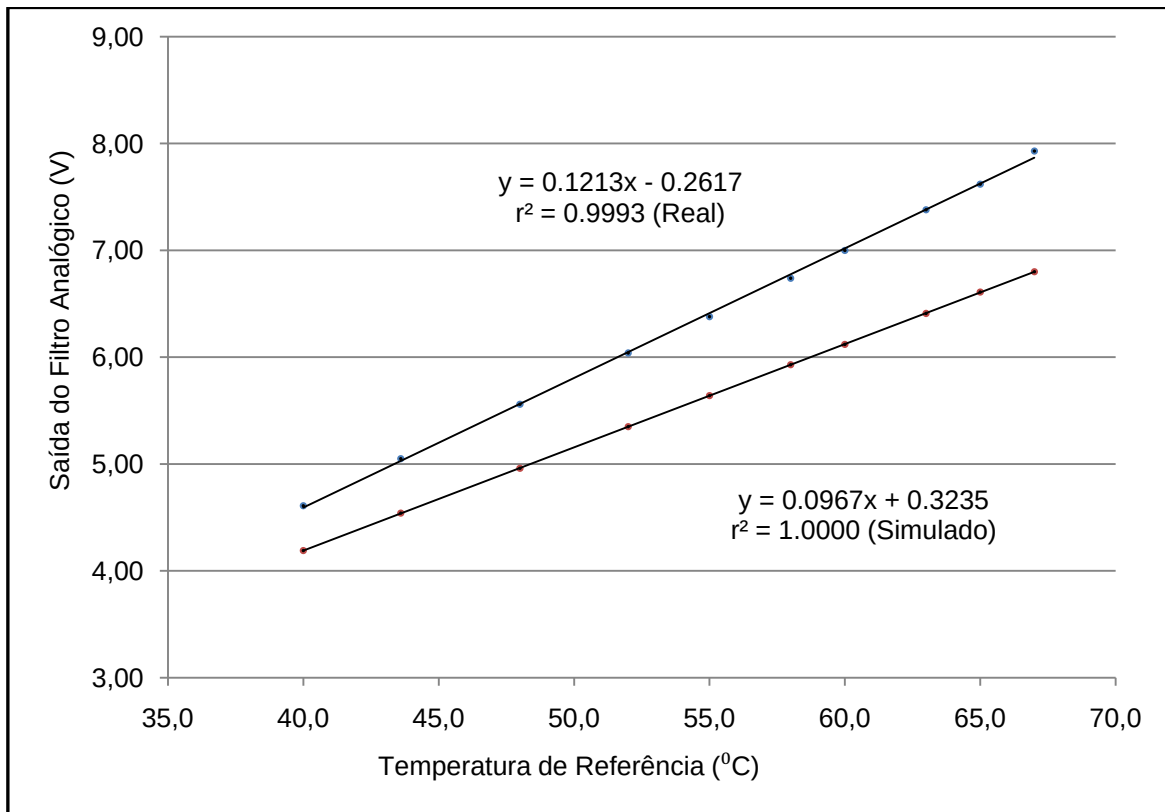


Figura 4-9: Linearidade Obtida com o Circuito Discreto.

A seguir são relacionadas as condições de teste:

Características do sensor NTC:

$$A = 0,01366 \, \Omega$$

$$B = 3334 \, K$$

$$C_{th} = 10,73 \, mJ/K$$

$$G_{th} = 0,841 \, mW/K$$

Faixa da temperatura ambiente:

$$T_{min} = 0,0 \, ^\circ C$$

$$T_{max} = 68,6 \, ^\circ C$$

Ponto de operação do sensor:

$$T_{s0} = 83,4 \, ^\circ C$$

$$R_{s0} = 163,3 \, \Omega$$

Frequência de sobreamostragem:

$$F_s = 755 \, Hz$$

$$\rho_t = t_1/t_2 = 21,47\%$$

$$V_{ref} = 3,38 \, V$$

$$I_{ref} = 20,72 \, mA$$

Taxa de sobreamostragem:

$$\rho_{sr} = 2,865 \, rad/s$$

$$OSR = 755/(2,865/\pi) = 827$$

Pela equação (2-21), esta taxa de sobreamostragem é equivalente a uma $SNR = 84,44$ dB, que é uma SNR equivalente a um modulador convencional de 13 bits pela equação (2-19).

Como observado no capítulo 3, o tempo t_1 deve ser maior que o atraso do circuito de CLK até CMP. Com os componentes ativos utilizados, este atraso foi de $150\text{ }\mu\text{s}$, sendo usado um tempo arbitrário de $230\text{ }\mu\text{s}$ para o valor de t_1 , garantindo assim o funcionamento confiável do circuito.

Uma vez definido o valor de t_1 e da frequência de amostragem, calcula-se o valor de t_2 e conseqüentemente o valor de ρ_t que neste caso foi 21,47%.

O valor médio do sinal PDM na saída do filtro, foi medido com um voltímetro de bancada com $6\frac{1}{2}$ dígitos e 0.0035% de precisão em DC.

Nos testes experimentais, as temperaturas de referência foram medidas com um termômetro de $4\frac{1}{2}$ dígitos e $0.01\text{ }^{\circ}\text{C}$ de precisão colocado junto ao sensor NTC numa estufa de laboratório cuja temperatura era mantida constante por um controlador.

4.2 - Implementação Digital

O circuito apresentado no item 4.1, foi concebido com componentes de fácil simulação e testes, com o objetivo apenas de validar a topologia proposta na Figura 3-3.

Os resultados experimentais mostrados, validam a topologia proposta para a implementação de um transdutor sigma-delta térmico linear de primeira ordem.

Na Figura 4-10, pode ser observada uma versão do circuito com os mesmos blocos funcionais, implementados agora no microcontrolador, TMS320F2812 [9], em que somente o bloco do polarizador (DAC) e o sensor ficaram fora do microcontrolador, pois as faixas de temperatura usadas exigiram um circuito de potência externo para conseguir manter o sensor com sua temperatura constante até cerca de 100 °C.

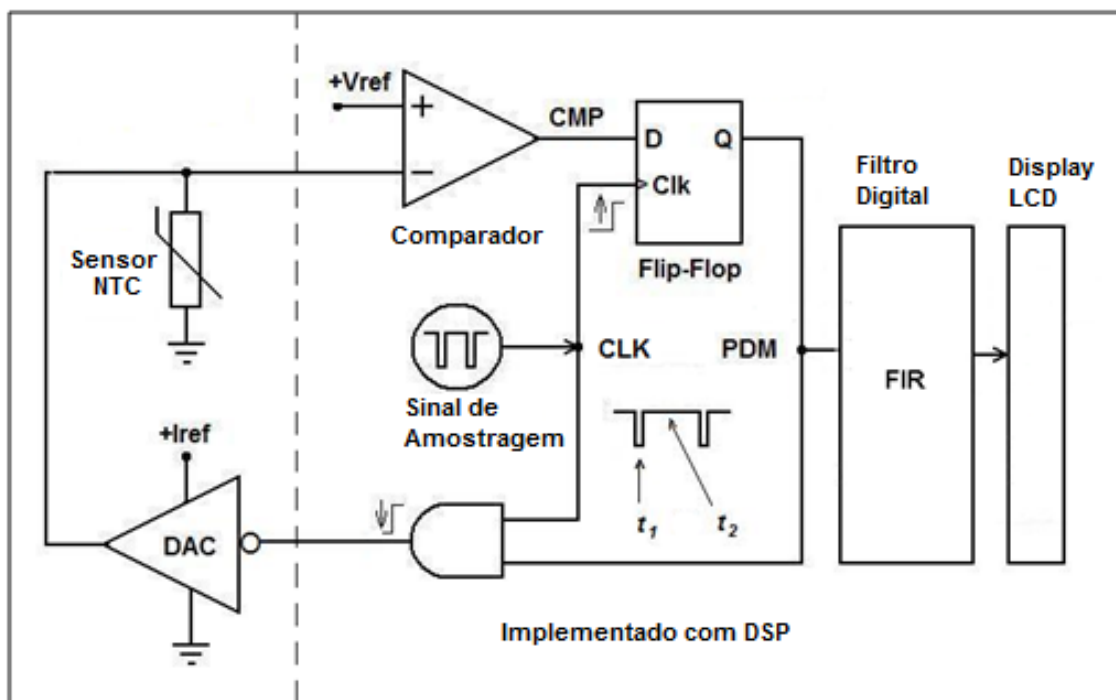


Figura 4-10: Transdutor Sigma-Delta térmico com Microcontrolador.

O circuito do polarizador (*DAC*), é o mesmo mostrado na Figura 4-3.

O comparador e o circuito de controle foi implementado por software, seguindo o seguinte pseudocódigo:

Início

DAC=0; Atraso(tDac);

Se NTC > Vref então PDM=0, Vá para Fim;

Se NTC < Vref então DAC=1, PDM=1;

End.

Em que:

NTC = Sinal de tensão no sensor. (entrada analógica)

DAC = sinal que aciona o polarizador. (saída digital)

PDM = sinal de temperatura a ser filtrado.

Vref = tensão de trabalho do sensor. (variável interna)

tDac = Atraso para estabilizar o sinal *NTC*. (variável interna)

Esta rotina é acionada por uma interrupção de relógio do microcontrolador na frequência de amostragem escolhida e pode ser observada com detalhe no Apêndice I, com o nome de *Comb()*.

Para o circuito funcionar com sensor *PTC* é necessário inverter as desigualdades na rotina.

O bloco de controle gera um sinal *PDM* que é um trem de bits, cujo valor médio é linearmente proporcional à temperatura medida como demonstrado no item 3.2.

Na versão anterior, o valor médio deste trem de bits foi extraído diretamente do sinal *PDM* por um filtro analógico.

Nesta versão o valor médio do trem de bits foi calculado matematicamente pelo microcontrolador.

Foi realizada inicialmente a cada 256 bits, uma média aritmética simples dos últimos 4096 bits, de tal forma que a cada 256 bits é gerada em tempo real uma amostra do sinal *PDM* com palavra de 12 bits, como pode ser observado na Figura 4-11. Esta rotina pode ser observada em detalhes no Apêndice I, com o nome de *cpu_timer0_isr()* e este processo é conhecido como decimação.

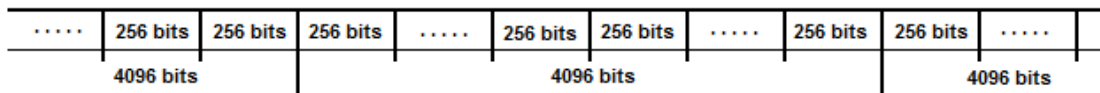


Figura 4-11: Janela deslizante usada para decimação do sinal PDM.

A cada amostra gerada foi calculada uma média ponderada das ultimas 128 amostras com os ponderadores calculados segundo a janela de Blackman [10].

A rotina usada para cálculo da média ponderada pode ser observada no Anexo I e a rotina usada para o cálculo dos pesos pode ser observada no Anexo II.

Esta média ponderada é calculada por um filtro *FIR* [10].

Cada amostra gerada pelo filtro *FIR* é ajustada para uma escala de temperatura obedecendo a Equação (3-18) cujo valor é mostrado num *display* de cristal líquido a uma taxa de 4 amostras por segundo.

Na Figura 4-12, pode-se observar o protótipo do circuito em que se destacam: o circuito do polarizador, analisado no item 4.1.1, o *display* e a placa do micro-controlador.

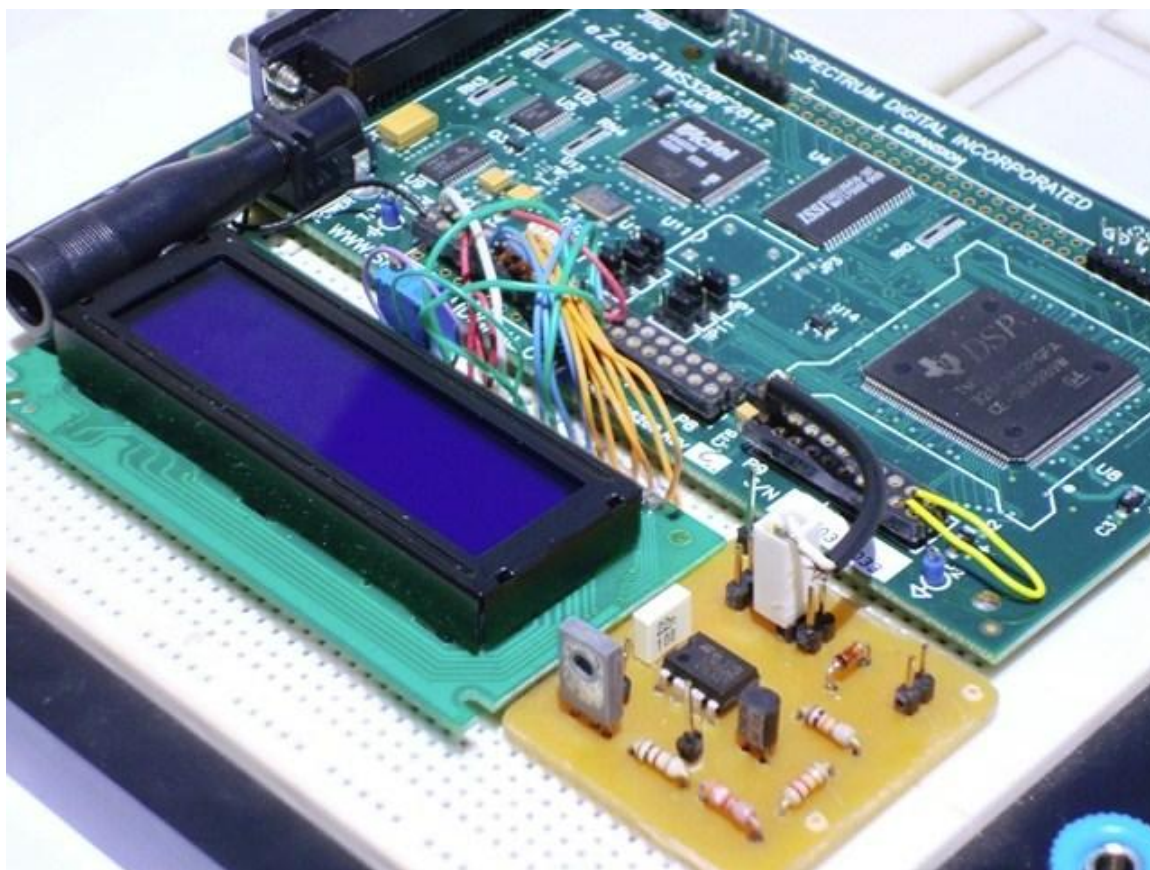


Figura 4-12: Foto do Protótipo com Microprocessador.

Foram executadas várias medições e alguns dos valores podem ser observados na Tabela 4-2.

Tabela 4-2: Condições de teste e valores obtidos com DSP.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valores</i>	<i>Ref. (°C)</i>	<i>Digital (°C)</i>
t_1 (s)	0,000100	80,55	80,38
t_2 (s)	0,000900	74,80	74,15
F_s (Hz)	1000	70,64	69,86
t_1/t_2 (%)	11,11	65,11	64,38
R_{s0} (Ω)	137,1	60,90	60,00
T_{min} (°C)	26,00	56,33	55,38
T_{max} (°C)	83,00	51,00	50,07
ΔT (°C)	57,00	46,45	45,56
V_{ref} (V)	2,70	41,56	40,43
I_{ref} (mA)	19,71	36,12	34,89

Na Figura 4-13, obtida a partir dos dados da Tabela 4-2, pode ser observada a linearidade obtida com o uso do microcontrolador que foi próxima da linearidade obtida com o circuito analógico, apesar das condições de testes serem diferentes propositalmente, ratificando mais uma vez a linearidade esperada pela equação (3-18).

Observa-se uma pequena melhora na linearidade do circuito digital em relação ao analógico o que pode ser atribuído à sua melhor imunidade a ruído ou ao aumento da frequência de amostragem, o que não foi explorado neste trabalho.

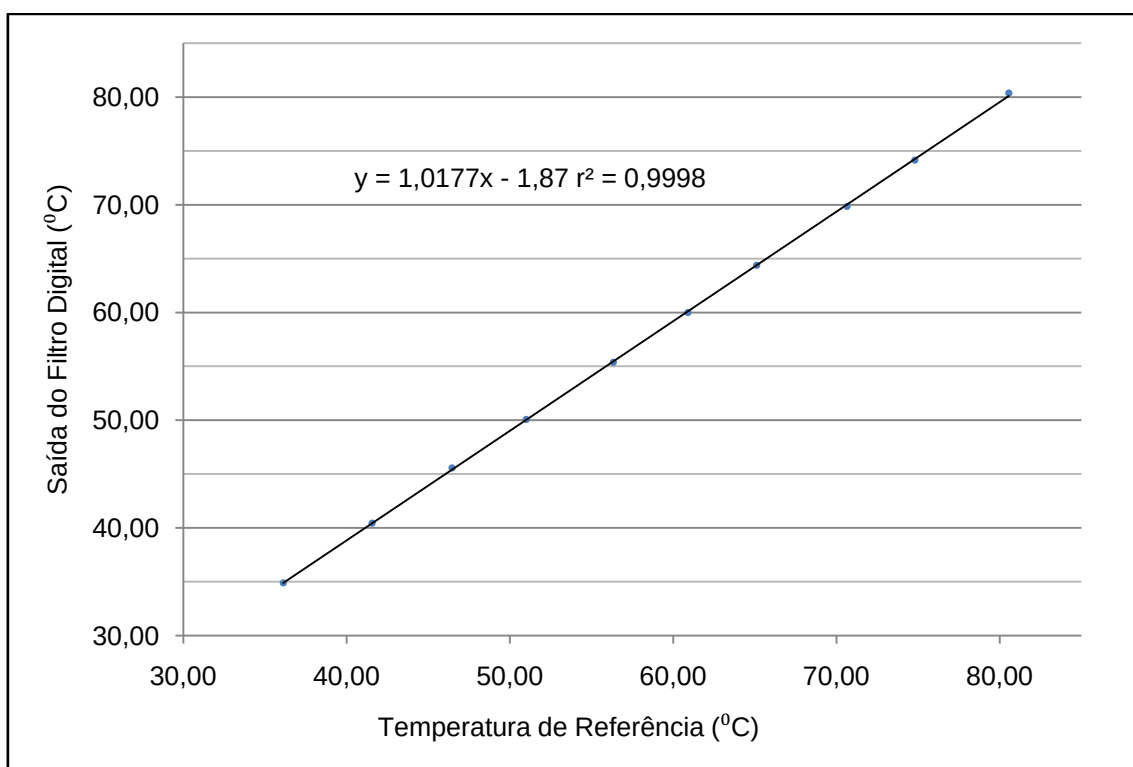


Figura 4-13: Linearidade Obtida com o Circuito Integrado num DSP.

A seguir são relacionadas as condições de teste:

Características do sensor NTC:

$$A = 0,01366 \, \Omega$$

$$B = 3334 \, \text{K}$$

$$C_{th} = 10,73 \, \text{mJ/K}$$

$$G_{th} = 0,841 \, \text{mW/K}$$

Faixa da temperatura ambiente:

$$T_{min} = 26,0 \, ^\circ\text{C}$$

$$T_{max} = 83,0 \, ^\circ\text{C}$$

Ponto de operação do sensor:

$$T_{s0} = 89,3 \, ^\circ\text{C}$$

$$R_{s0} = 137,1 \, \Omega$$

Frequência de sobreamostragem:

$$F_s = 1000 \, \text{Hz}$$

$$\rho_t = t_1/t_2 = 11,1\%$$

$$V_{ref} = 2,70 \, \text{V}$$

$$I_{ref} = 19,71 \, \text{mA}$$

Taxa de sobreamostragem:

$$\rho_{sr} = 2,381 \, \text{rad/s}$$

$$\text{OSR} = 1000/(2,381/\pi) = 1319$$

Pela equação (2-21), esta taxa de sobreamostragem é equivalente a uma SNR = 91,71 dB, que é uma SNR equivalente a um modulador convencional de 14 bits pela equação (2-19).

Capítulo 5 : Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 - Conclusões

Foi apresentada uma arquitetura de circuito baseada na modulação sigma-delta aplicada às medidas da temperatura ambiente e radiação térmica. Esta arquitetura de circuito pode ser estendida para medidas de velocidade de fluido.

O circuito do transdutor térmico sigma-delta para aplicação em medição de temperatura ambiente foi implementado para validar esta arquitetura.

A relação linear entre a temperatura ambiente e o valor médio do sinal na saída do transdutor sigma-delta térmico foi demonstrada teoricamente, vide equação (3-18), e experimentalmente, vide Figura 4-9 e Figura 4-13.

A metodologia para o cálculo da tensão da referência e da corrente de referência do sensor foi desenvolvida para toda a escala de temperatura suportada pelo sensor.

A topologia do transdutor sigma-delta térmico aplicada à medida da radiação térmica foi desenvolvida, sendo mostrado que a relação entre a saída do transdutor e a radiação térmica medida também é linear em toda a faixa de medição, vide equação (3-23).

Os resultados deste trabalho foram divulgados em dois artigos [17] e [20]. O primeiro, já publicado, mostra os resultados obtidos com o circuito analógico, em que toda a teoria foi desenvolvida. No segundo, aguardando aprovação para publicação, é mostrada a versão usando DSP e os resultados obtidos.

Esta arquitetura, baseada na modulação sigma-delta, tem a vantagem de transformar a grandeza física diretamente na forma digital, sem a necessidade de passá-la por uma tensão ou corrente intermediária.

A parte analógica desta arquitetura é fácil de implementar em circuito integrado porque está reduzida ao circuito de polarização do sensor e a um comparador.

Uma desvantagem desta arquitetura é o alto consumo de energia do circuito para manter o sensor a uma temperatura constante acima da temperatura máxima a ser medida, principalmente para grandes faixas de temperatura, como pode ser observado na equação (3-7).

5.2 - Trabalhos Futuros

A topologia aqui apresentada para medição de radiação térmica, deve ser implementada para ratificar a linearidade esperada.

Devem ser exploradas e implementadas arquiteturas sigma-delta de ordem superior e analisado seu impacto na resolução e na resposta em frequência do transdutor.

Outro trabalho que pode ser desenvolvido é a implementação do transdutor sigma-delta para medição de radiação térmica, todo integrado num circuito misto, inclusive o sensor, considerando que as faixas de temperatura envolvidas devem permitir tal integração.

Referências Bibliográficas

- [1] A. Oliveira, G. S. Deep, A. M. N. Lima, R. C. S. Freire, "A Feedback I^2 -controlled Constant Temperature Solar Radiation Meter", *Proc. IEEE-IMTC*, vol. 2, pp. 1062-1066 (1998).
- [2] H. Fujita, T. Ohhashi, M. Asakura, M. Yamada, K. Watanabe, "A thermistor Anemometer for Low-Flow-Rate Measurements", *IEEE Trans. Instrum. Measurement*, 44 (3), pp. 779-782 (1998).
- [3] 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), pp 498-503 (2003).
- [4] P. C. Lobo, "An electrically Compensated Radiometer", *Solar Energy*, 36 (3) pp.207-216 (1985).
- [5] K. A. A. Makinwa, J. H. Huijsing, "Constant power Operation of a Two-dimensional Flow Sensor using Thermal Sigma-Delta Modulation Techniques", *Proc. IEEE-IMTC*, pp. 1577-1580 (2001).
- [6] P. M. Aziz, H. V. Sorensen, J. V. D. Spiegel, "An Overview of Sigma-Delta Converters", *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 61-81 (1996).
- [7] A. Oliveira, L. S. Palma, A. S. Costa, R. C. S. Freire, A. C. C. Lima, "A Constant Temperature Operation Thermoresistive Sigma-Delta Solar Radiometer", *Measurement*, (34) pp 267-273 (2006).
- [8] L.S. Palma, A. Oliveira, R. C. S. Freire, A. B. Fontes, "Sigma-Delta Modulator: with Thermoresistive Sensor Frequency Response", *Proc. IEEE-IMTC*, pp. 776-780, (2006).
- [9] Texas Instruments Incorporated, TMS320C28xx User's Guide, (2001).
- [10] IFEACHOR, E. C., JERVIS, B. W., *Digital Signal Processing: A Practical Approach*. Suffolk: Addison-Wesley Publishers, Ltd., 2002, 2nd edition, Chapter 7, pp. 343-454.
- [11] Amauri Oliveira. Sensores Termo-resistivos em Configurações Realimentadas. 1997 111f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba. Orientadores: Gurdip Singh Deep e Raimundo Carlos Silvério Freire
- [12] Lígia Souza Palma. Modulador Sigma-Delta com Sensor Termo-resistivo. 2005. 230 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande. Orientadores: Dr. Raimundo Carlos S. Freire e Dr. Amauri Oliveira.

- [13] Alexandre Santana da Costa. Transdutor Sigma-Delta com Sensor Termo-Resistivo. 2005. 160 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal da Bahia. Orientadores: Dr. Amauri Oliveira e PhD. Antonio Cezar de Castro Lima.
- [14] Engineering Notes. Spectrum Sensors & Controls Inc., <http://www.specsensors.com/ptc-engineering.asp>, <http://www.specsensors.com/ntc-engineering.asp>
- [15] Contadini, Franco., Demystifying Sigma Delta ADCs., Artigo publicado na Sensors Magazine, Agosto de 2002, http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/1870/ln/en
- [16] Park, Sangil, Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters, Abril de 1998.
- [17] Valter C. Rosa, Lígia Souza Palma, Amauri Oliveira, Tiago Rodrigues Torres. "An inherently linear transducer using thermistor, Practical approach." 3rd International Conference on Sensing Technology, Nov.30 -Dec.3, 2008, Tainan, Taiwan.
- [18] John Bishop, Bruce Trump, R. Mark Stitt. "FilterPro MFB and Sallen-Key Low-Pass Filter Design Program", Application Report Texas Instruments, SBFA001A – November 2001
- [19] I.S. Steinhart & S.R. Hart "Deep Sea Research" vol. 15 p. 497 (1968).
- [20] Valter C. Rosa, Lígia Souza Palma, Amauri Oliveira, Luiz Fernando G. T. Amaral. "An inherently linear transducer using thermal sigma-delta modulator." XIX IMEKO World Congress, Fundamental and Applied Metrology, September 6–11, 2009, Lisbon, Portugal (Artigo submetido em fevereiro de 2009, aguardando aceitação para publicação)
- [21] Tina for Windows, "The Complete Electronics Lab." Student Version 7.0.80.15 SV-DS, by DesignSoft, Inc. 1993-2008.
- [22] Spiegel, M. R. "Theory and Problems of Probability and Statistics", 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.

Apêndice I: Rotina Principal em C

```
// -----
// Universidade Federal da Bahia - Escola Politécnica
// Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica
// Valter da Conceição Rosa - valter.rosa@gmail.com
// Agosto de 2008
// Programa desenvolvido para o microcontrolador TMS320F2812
// -----
// Descrição: Executa as funções do Comparador, Controle, Filtro e
// Escala do Transdutor Sigma-Delta Térmico.
// -----
// Principais variáveis:
// OSR: Número de bits do sinal PDM em cada amostra é gerada.
// tDac: Tempo de espera para a estabilização da saída do comparador.
// Pfila: Ponteiro de entrada e saída da fila circular.
// Vfila: Fila circular que armazena os últimos 16 pacotes de 256 bits.
// Pdm1: Amostras do sinal PDM geradas pelo processo de decimação.
// MaxFila: Número máximo de posições da fila.
// Pdm3: Amostras do sinal PDM geradas pelo filtro FIR.
// Pdm: Mais antigos OSR bits da última amostra Pdm1 gerada.
// Pdm0: Mais recentes OSR bits, que fará parte da nova amostra.
// Pdmf: Cópia de Pdm.
// indc: Contador dos bits gerados.
// MaxBit: Número máximo de bits acumulados em cada amostra.
// Bit: Bit gerado a cada leitura do sensor.
// NTC: Tensão do sensor convertida internamente para uma palavra de 12 bits.
// nVref: Valor de Vref em volts com 12 bits
// Vref: Valor da tensão de referência do transdutor em volts.
// Tmin: Valor da Temperatura mínima em graus Celsius.
// dT: Valor da faixa de temperatura.
// BufLcd: Buffer de armazenamento dos dados a serem mostrados no display.
// -----

#include "DSP281x_Device.h"
#include "fir.h"
#include "stdio.h"

// Definição de parâmetros do conversor analógico digital interno do DSP.
// -----
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK=SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2=150/(2*3)=25MHz
#define ADC_CKPS 0x1 // ADC module clock=HSPCLK/2*ADC_CKPS=25MHz/(1*2)=12.5MHz
#define ADC_SHCLK 0xf // S/H width in ADC module periods = 16 ADC clocks
#define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset

// Definição de parâmetros da rotina do filtro FIR
// -----
#pragma DATA_SECTION(fir, "firfilt");
FIR16 fir= FIR16_DEFAULTS;
#pragma DATA_SECTION(dbuffer, "firldb");
long dbuffer[(FIR_ORDER+2)/2];
long const coeff[(FIR_ORDER+2)/2]= FIR16_LPF;

// Definição das variáveis da rotina principal
// -----
unsigned int OSR,tDac,Pfila,Vfila[17],Pdm1,MaxFila;
unsigned int Pdm3,Pdm,Pdm0,Pdmf,indc=0,ind,MaxBit,Bit,NTC,nVref;
unsigned int ltp,pos,cmd,dado,DelayLcd;
float Tmin, dT;

float Vref;
```

```

char BufLcd[16];

// Inicialização das portas de entrada e saída do DSP.
// -----
void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPBMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPDMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPFMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPEMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPGMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPADIR.all = 0xFFFF;
    GpioMuxRegs.GPBDIR.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPDDIR.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPEDIR.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPFDIR.all = 0xFFFF7;
    GpioMuxRegs.GPGDIR.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPAQUAL.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPBQUAL.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPDQUAL.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPEQUAL.all = 0x0;
    EDIS;
}

// Inicialização dos registros internos do DSP.
// -----
void SpeedUpRevA(void)
{
    EALLOW;
    DevEmuRegs.M0RAMDFT = 0x0300;
    DevEmuRegs.M1RAMDFT = 0x0300;
    DevEmuRegs.L0RAMDFT = 0x0300;
    DevEmuRegs.L1RAMDFT = 0x0300;
    DevEmuRegs.H0RAMDFT = 0x0300;
    EDIS;
}

void InitSystem(void)
{
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR = 0x00E8;
    SysCtrlRegs.PLLCR.bit.DIV = 1;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x1;
    SysCtrlRegs.LOSPCP.all = 0x2;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.EVAENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.EVBENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.SCIAENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.SCIBENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.MCBSPENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.SPIENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.ECANENCLK=0;
    SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.ADCENCLK=1;
    EDIS;
}

void StartTimer(void)
{
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
    IER = 1;
    EINT;
    ERTM;
    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;
    CpuTimer0.InterruptCount = 0;
}

```

```

// Inicialização do conversor A/D interno do DSP.
// -----
void InicAdc(void)
{
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1;
    AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;
}

// Rotina generic de atraso
// -----
void delay_loop(end)    // end=10us
{
    unsigned int i;
    for (i = 0; i < end; i++) {asm(" RPT #144 || NOP");}
}

// Rotina primária de aquisição de dados que gera Pdm0 a cada OSR bits.
// -----
void Comb(void)
{
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF6=0; // Gera sinal para o DAC
    delay_loop(tDac); // Aguarda a estabilização do sinal do comparador
    while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {}
    asm(" RPT #11 || NOP");
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
    NTC=((AdcRegs.ADCRESULT0>>4) ); // Lê a tensão do sensor pelo ADC
    if( NTC>nVref) Bit=0; // Executa a função do Comparador e Filp-Flop
    if( NTC<nVref) Bit=1;
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF6=Bit; // Gera realimentação para o DAC
    Pdm0=Pdm0+Bit; // Acumula OSR bits
    indc++;
}

// Rotina que lê e grava na fila circular.
// -----
int Fila(void)
{
    Pdm=Vfila[Pfila]; // lê o valor mais antigo da fila
    Vfila[Pfila]=Pdm0; // salva o valor atual na fila
    Pfila--; // atualiza o ponteiro da fila
    if (Pfila==0) Pfila=MaxFila; // torna a fila circular
    return Pdm;
}

// Rotina que faz interface com a rotina do filtro FIR do Anexo I
// -----
int Filtro(void)
{
    fir.input=Pdm1; // Entrada de nova amostra vinda do decimador
    fir.calc(&fir); // Cálculo da nova amostra filtrada
    Pdm3=fir.output; // Saida da nova amostra
    return Pdm3;
}

// Rotina executada na interrupção do relógio na frequencia de amostragem.
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    Comb(); // Acumula até OSR bits.
    if(indc==OSR)
    {
        indc=0;
        Pdmf=Fila(); // Retira a amostra mais antiga da fila e grava a mais nova
        Pdm1=Pdm1-Pdmf+Pdm0; // Gera nova amostra a partir da anterior.
    }
}

```

```

        Pdm3=Filtro(); // Gera nova amostra filtrada pelo filtro FIR
        Pdm0=0;
    }
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

// Inicialização da rotina do filtro FIR
// -----
void InicFilt(void)
{
    fir.order=FIR_ORDER;
    fir.dbuffer_ptr=dbuffer;
    fir.coeff_ptr=(long *)coeff;
    fir.init(&fir);
}

// Rotina de enviar palavra de controle para o display
// -----
void Wcmd()
{
    GpioDataRegs.GPADAT.all = cmd;          //Byte
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF2 = 0;    //RS // comando
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF1 = 0;    //RW // escrita
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF0 = 1;    //EN
    delay_loop(DelayLcd);
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF0 = 0;    //EN
    delay_loop(DelayLcd);
}

// Rotina de enviar palavra de dados para o display
// -----
void Wdado()
{
    GpioDataRegs.GPADAT.all = dado;
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF1 = 0;    // RW escrita
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF2 = 1;    // RS dado
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF0 = 1;    //EN
    delay_loop(DelayLcd);
    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF0 = 0;    //EN
    delay_loop(DelayLcd);
}

// Rotina de enviar uma linha de caracteres para o display
// -----
void Display(int linha)
{
    cmd=linha; Wcmd();
    for (pos=0; pos<ltp; pos++)
    {
        dado=BufLcd[pos];
        Wdado();
    }
}

// Iniciaização do display LCD
// -----
void InicLcd()
{
    cmd=0x38; Wcmd(); // 8 bits, duas linhas, 7x5
    cmd=0x0C; Wcmd(); // liga cursor
    cmd=0x06; Wcmd(); // desloca direita ao escrever
    cmd=0x01; Wcmd(); // limpa display
    strcpy(BufLcd, "Temperatura ");
    ltp=16;
    Display(0x80); // linha 1
    delay_loop(DelayLcd);
}

```

```

// Inicialização das variáveis do sistema, do filtro FIR e do display LCD.
// -----
void InicTsd(void)
{
    Tmin=26.0; dT=57.0; Vref=2.70;
    tDac=10;           // 100 us
    OSR=256;
    nVref=4095*Vref/3;
    MaxFila=16;
    MaxBit=OSR*MaxFila; // 12 bits
    DelayLcd=200;       // 2ms
    for(ind=0;ind<=MaxFila;ind++) Vfila[ind]=0;
    Pfila=MaxFila;
    Bit=0; Pdm0=0; Pdm1=0;
    InicFilt();
    InicLcd();
}

// Rotina que executa a função de Escala
// -----
void Escala()
{
    ltp=sprintf (BufLcd, "%+4.1f C ", Tmin+(float)Pdm3*dT/MaxBit);
    BufLcd[ltp-4]=0xDF;
}

// Inicialização geral de todo o sistema.
// -----
void InicAll()
{
    InitSysCtrl();
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
    EDIS;
    DINT;
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    InitAdc();
    InitSystem();
    SpeedUpRevA();
    EALLOW;
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    EDIS;
    InitCpuTimers();
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,150,1000); //Frequencia em MHz e Amostragem us
    Gpio_select();
    InicTsd();
    InicAdc();
    StartTimer();
}

// Programa principal, única parte do sistema fora da interrupção do relógio.
void main(void)
{
    InicAll();           // Inicializa todo o sistema
    while(1)             // Loop infinito
    {
        Escala();        // Formata a linha da saída para display.
        Display(0xC0);   // Escreve o valor da temperatura no display
    }
}
// -----

```


Anexo I: Rotina do Filtro FIR em Assembler

```

;=====
; File Name      : fir16.asm
; Originator     : Advanced Embeeded Control (AEC) Texas Instruments Inc.
; Description    : This file contain source code for 16-bit FIR Filter
; Date          : 12/05/2002 (DD/MM/YYYY)
;=====
;
; Routine Name   : Generic Function
; Routine Type   : C Callable
; Description    : void FIR16_calc(FIR16_handle)
;
; This routine implements the non-recursive difference equation of an
; all-zero filter(FIR), of order N. All the coefficients of all-zero
; filter are assumed to be less than 1 in magnitude.
;=====
;
; Function Input: This function accepts the handle of the below structure
;
; typedef struct {
;     int *coeff_ptr;           /* Pointer to Filter co-efficient array */
;     int *dbuffer_ptr;         /* Delay buffer pointer */
;     int cbindex;              /* Circular Buffer Index */
;     int order;                /* Order of the filter */
;     int input;                /* Input data */
;     int output;               /* Output data */
;     void (*init)(void *)      /* Pointer to init fun */
;     void (*calc)(void *);     /* Pointer to the calculation function */
; }FIR16_handle;
;
; Module definition for external reference
.def      _FIR16_init
.def      _FIR16_calc

_FIR16_init:
MOV     *+XAR4[6],#0           ; XAR4->ouput, input=0
MOV     *+XAR4[7],#0           ; output=0
MOVL    XAR6,*+XAR4[2]         ; XAR6=dbuffer_ptr
MOV     AL,*+XAR4[5]           ; AL=order
MOV     AH,AL                  ; AH=order
TBIT    AL,#0
ADDB    AL,#1                  ; AL=order+1
MOV     AL,AH,TC               ; AL=order, if odd
MOV     AH,AL
SUBB    AH,#1
MOV     *+XAR4[4],AH           ; cbindex=order, even=order-1, odd
RPT     AL
|| MOV  *XAR6++,#0
LRETR

ConstTable:
PosSatVal:    .long    0x00FFFFFF ; Corresponds to >> 6
NegSatVal:    .long    0xFF000000 ; Corresponds to >> 6

_FIR16_calc:
PUSH     XAR1                  ; Context Save
SETC     SXM,OVM               ; AR4=FIR16_handle->coeff_ptr
SPM      -6                    ; Create guard band of >> 6
MOVL     XAR7,*XAR4             ; XAR4->coeff_ptr, XAR7=coeff_ptr
MOVZ     AR1,*+XAR4[4]          ; XAR4->coeff_ptr, AR1=cbindex

```

```

MOVL  XAR6,*+XAR4[2]      ; XAR4->coeff_ptr, XAR6=dbuffer_ptr
MOVL  ACC,*XAR6           ; ACC = -:X
MOV   AH,@AL             ; ACC = X:X
MOV   AL,*+XAR4[6]       ; ACC = X:Input
MOVL  *XAR6%++,ACC       ; Store in data array and inc circ address
MOVL  *+XAR4[2],XAR6     ; XAR4->coeff_ptr, update the dbuffer pointer
MOV   ACC,*+XAR4[5]<<15  ; AR0=cbindex
MOVZ  AR0,AH             ; AR0=order/2
ZAPA                      ; Zero the ACC, P registers and OVC counter
RPT   AR0
|| DMAC ACC:P,*XAR6%++,*XAR7++
ADDL  ACC,P              ; Add the two sums with shift
MOVW  DP,#PosSatVal      ; Saturate result
MINL  ACC,@PosSatVal
MOVW  DP,#NegSatVal
MAXL  ACC,@NegSatVal
MOVH  *+XAR4[7],ACC<<7  ; Store saturated result (Q15)
SPM   0
POP   XAR1
CLRC  OVM
LRETR
; =====

```

Anexo II: Pesos do Filtro FIR em Matlab

```

disp('ezFIR FILTER DESIGN SCRIPT');
order=input('Input FIR Filter order(EVEN for BS and HP Filter) : ');
disp('Low Pass      : 1');
disp('High Pass     : 2');
disp('Band Pass      : 3');
disp('Band Stop      : 4');
fres=input('Select Any one of the above Response : ');
disp('Hamming       : 1');
disp('Hanning        : 2');
disp('Bartlett        : 3');
disp('Blackman        : 4');
wtype=input('Select Any one of the above window : ');
fs=input('Enter the Sampling frequency : ');
fc=input('Enter the corner frequency(Fc) : ');
fname=input('Enter the name of the file for coeff storage : ','s');

% Design the Filter
if fres==1
    res='';
elseif fres==2
    res='high';
elseif fres==3
    res='';
elseif fres==4
    res='stop';
end

if wtype==1
    win=hamming(order+1);
elseif wtype==2
    win=hanning(order+1);
elseif wtype==3
    win=bartlett(order+1);
elseif wtype==4
    win=blackman(order+1);
end

fc=fc/(fs/2); % Normalize the frequency values

B=fir1(order,fc,res,win);
Bi=B*32768; % Coefficients in Q15 format
Bi=floor(Bi);
bsize=length(Bi);

for i=1:bsize % Saturate the coefficients for Q15 format
    if Bi(i)==32768
        Bi(i)=32767;
    end
end

if(mod(bsize,2))
    Bi(bsize+1)=0;
    bsize=bsize+1;
end

```

```

% Open the file and store the scaled FIR filter coefficients.
fid = fopen(fname, 'w');
fprintf(fid, '#define FIR16_COEFF {\\');
fprintf(fid, '\\n');
fprintf(fid, '\\t\\t\\t');
for i=1:bsize/2
    two_coeff=Bi(bsize+1-i)*2^16 + Bi((bsize/2)+1-i);

    if( Bi((bsize/2)+1-i) <0)
        two_coeff=two_coeff+65536;
    end

    fprintf(fid, '%d, ', two_coeff);
    if(mod(i,10)==0)
        fprintf(fid, '\\');
        fprintf(fid, '\\n');
        fprintf(fid, '\\t\\t\\t');
    end
end
end

fseek(fid, -1, 0);
fprintf(fid, '\\n');
fclose(fid);

% Plot the frequency response of the filter
[H, f]=freqz(B, 1, 512, fs);
figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(f, abs(H));
grid;
xlabel('Hertz');
ylabel('Magnitude Response');
subplot(2,1,2);
plot(f, unwrap(angle(H))*180/pi);
grid;
xlabel('Hertz');
ylabel('Phase (degrees)');
figure(2);
freqz(B, 1, 512, fs);
% -----

```