

Sistemas de Medição em Hidrometeorologia

Apostila

Dezembro de 2003

AGRADECIMENTOS

Esta apostila foi traduzida do material de aula da disciplina *Meteorological Measurement Systems* oferecido na *University of Oklahoma* pelo *Dr. Fred V. Brock*, que autorizou o uso da versão em português para fins didáticos. A primeira versão foi revisada pelos alunos de pós-graduação da USP dessa disciplina em 1999. Esta nova versão foi revisada pelos Professores Almir Venâncio, Célia Maria Paiva, Eduardo Beck, Isa Maria Oliveira da Silva, Paulo Foster e Roberto Lyra. Todos lecionam disciplinas de instrumentos meteorológicos em Escolas Técnicas e Universidades Federais do Brasil. Agradecemos a participação e colaboração dos mesmos no processo de atualização das disciplinas de sistemas de medição em hidrometeorologia. Este material pode ser utilizado nas disciplinas de nível médio e superior. Sugere-se a aquisição do livro ***METEOROLOGICAL MEASUREMENT SYSTEM*** de ***Fred Brock e Scott Richardson***, publicado pela ***OXFORD*** em 2001. Trata-se de um excelente livro sobre assunto, bastante completo que vai além do material aqui apresentado.

São Paulo, 18 de dezembro de 2003.

Augusto José Pereira Filho
Departamento de Ciências Atmosféricas
Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas
Universidade de São Paulo

Índice

Conteúdo	página
1. Introdução	04
2. Barometria	10
3. Especificações de Desempenho Estático	20
4. Termometria	30
5. Higrometria	49
6. Características de Desempenho Dinâmico – Parte I	64
7. Anemometria	72
8. Características de Desempenho Dinâmico – Parte II	85
9. Precipitação	96
10. Radiação Solar e Terrestre	103
11. Visibilidade	110
12. Amostragem e Conversão Analógica para Digital	114
13. Conteúdo de Informação	120
14. Comunicação de Dados	122
15. Controle de Qualidade de Dados	130

Capítulo 1

Introdução

O objetivo de fazer medidas meteorológicas é obter informação, com exatidão suficiente, sobre variáveis atmosféricas selecionadas. Nas seções seguintes, verificaremos o escopo da tarefa de medição, considerando um modelo funcional de um instrumento, sua exposição atmosférica e o conteúdo da informação.

1. Escopo

A grande diversidade de sistemas de medição meteorológicas pode ser explorada através de várias perspectivas: as variáveis a serem medidas, o tempo e escalas espaciais envolvidos, as plataformas de instrumentação requeridas, os sistemas de comunicações usados e a classificação de instrumentos.

1.1.1 Mesurandos

Mesurandos, ou variáveis atmosféricas a serem medidas, são aquelas requeridas para especificar o estado da atmosfera, o movimento dinâmico da atmosfera e as influências externas na atmosfera como a interação com a superfície da terra e com o espaço.

Se quiséssemos especificar completamente o estado da atmosfera a um dado momento, necessitaríamos medir a temperatura, pressão, concentração de componentes gasosos, e concentração de partículas em suspensão como uma função da altura e posição sobre a terra.

A concentração dos principais componentes gasosos, nitrogênio e oxigênio, é relativamente constante, não sendo necessária uma rotina de medição. Porém, há muitos componentes que existem em pequenas mas altamente variáveis concentrações que têm um profundo efeito na atmosfera, como por exemplo vapor d'água, gás carbônico e ozônio. O gás carbônico e o vapor d'água são ativos no efeito estufa, já a concentração de gases da poluição, como compostos de enxofre e hidrocarboneto, são também freqüentemente de interesse e devem ser medidos. Os componentes gasosos podem ser medidos pela sua absorção seletiva de radiação visível e infravermelha, sendo que o vapor d'água, além deste método, pode ser medido também por outros instrumentos, como a medição de ponto de orvalho através de espelho resfriado e psicrômetros.

Partículas em suspensão incluem água líquida e sólida, como chuva, neve e granizo, e também poeira, isto é, todas as outras partículas sólidas. A água, líquida e sólida, participa em processos atmosféricos, como formação de nuvem, e são de interesse direto quando caem no solo, onde são medidas como precipitação. A água líquida e sólida podem ser medida com radar meteorológico, instrumentos montados em aeronave e com radiômetros. O pó também é uma variável significativa, que afeta a visibilidade e a transferência radiativa de calor.

A atmosfera é conduzida pelo fluxo de energia que transita por suas fronteiras. A fronteira inferior é a superfície da Terra, que pode ser solo ou água. Medidas de fluxo de energia entre a superfície de Terra e a atmosfera requererão medição do fluxo de calor sensível, troca de calor irradiado, fluxo de umidade e transferências de momentum. Já, considerando que a densidade do ar diminui exponencialmente com a altura, é difícil de se obter uma definição

precisa da fronteira superior, no entanto, a Terra recebe energia do sol, principalmente radiação visível. Muito da radiação infravermelha e ultravioleta entrante é absorvida pela atmosfera e parte da radiação visível é refletido para espaço pelas nuvens. Entretanto, a maioria da radiação solar entrante alcança a superfície e lá é absorvida ou refletida. A superfície irradia a energia absorvida de volta para a atmosfera como radiação infravermelha que, por sua vez, também irradia na faixa do infravermelho, perdendo energia para o espaço como radiação infravermelha de saída. A troca de energia irradiada em níveis superiores tem sido medidas usando aeronave em alta altitude, foguetes e satélites.

1.1.2 Tempo e Escalas Espaciais

Podemos dividir movimentos atmosféricos em três grandes grupos: macroescala, mesoescala, e microescala. Movimentos de macroescala são medidos pela rede de observação sinóptica, plotados em mapas de tempo e vistos em fotografias de satélite. A rede de observação sinótica inclui redes de estações de superfície, radiossondas e instrumentação baseada em conjuntos solo/satélite para monitorar o ar na troposfera. A rede de superfície mede temperatura de ar, umidade, pressão, velocidade e direção de vento e precipitação com estações espaçadas na ordem de algumas centenas de quilômetros. Medidas adicionais podem incluir altura de nuvem e visibilidade. Há aproximadamente 1.100 estações de superfície no EUA que registram dados sinóticos e mais aproximadamente 13.000 estações ligadas ao National Cooperative Weather Observation Program (CWOP) que informam dados climatológicos mensais.

Mesoescala inclui movimentos da ordem de 10 a 500 km e é caracterizada por circulação associada a zonas frontais, brisas marinhas, linhas de instabilidade, e ventos de montanha-vale. Esta escala é muito pequena para ser completamente solucionada pela rede de estações sinóticas, porém é de preocupação considerável para previsão de tempo local. Resolução desta escala requer então uma rede de superfície especial, de alta densidade, ou radar meteorológico. Uma rede de radares de tempo é usada para preencher essa falha.

A microescala é a menor escala e inclui turbulência responsável pela dispersão de plumas de fumaça e a cintilação de fontes fracas e remotas, como estrelas. Esta escala exige espaços muito pequenos e instrumentação de resposta muito rápida para solucionar os detalhes de movimento de ar e gradientes de variáveis como umidade e fluxo de calor.

A frequência de medida depende da escala de interesse, quanto menor a escala, mais alta a frequência. Em micrometeorologia e difusão turbulenta, pode ser necessário fazer medidas com períodos pequenos, a intervalos de até 1 ms. Para propósitos de sinótica, bastam medidas a intervalos de 4 a 12 horas. Climatologia se preocupa com períodos mais longos: meses, anos, décadas ou períodos até mais longos. Geralmente, medidas para estes períodos, quando possível, são compostas por médias de períodos menores.

A maioria das medidas são feitas na camada limite planetária, o primeiro quilômetro da atmosfera na qual vivemos, sendo a próxima prioridade a troposfera, abaixo de 11 km, onde é encontrada a maior parte do vapor de água e as nuvens. Já a atmosfera que se estende sobre a troposfera é de preocupação para aeronaves, vôos de foguete e transmissão de rádio (devido a ionosfera afetar na propagação das ondas de rádio).

1.1.3 Plataformas de Instrumentos

A atmosfera é bastante extensa e a maior parte dela é inacessível, não sendo surpreendente que virtualmente todo tipo de plataforma de instrumentos seja usado em meteorologia. Estas plataformas incluem mastros, abrigos de instrumentos, torres altas, balões, pipas, carros, navios, bóias, aviões de todos os tamanhos, foguetes, e satélites. Como visto, plataformas de dados sinóticos incluem balões e satélites, completados por bóias e navios sobre o oceano. Além disto, aeronaves são usadas para observação de furacão e alguns dados são coletados em vôos comerciais para preencher buracos na rede de observação. Aeronaves são extensivamente usadas para investigações e pesquisas em volta de temporais ou onde é necessária alta densidade de dados de ar superior. Normalmente não é prático construir redes que sejam suficientemente extensas e densas o bastante para investigações de mesoescala, para tal são úteis plataformas de instrumento móveis ou transportáveis.

1.1.4 Sistemas de Comunicação

Movimentos atmosféricos são de âmbito globais, desta forma, a coleta de dados e sua assimilação não podem parar nas fronteiras nacionais. O volume de dados requer redes de comunicação dedicadas tanto a nível nacional quanto internacional. Uma rede de comunicação é parte vital de quase todo sistema de medida meteorológico para todas as escalas. Historicamente, comunicações meteorológicas usam principalmente linhas físicas em terra e rádio. Agora são usados também satélites de órbita polar e geoestacionários para comunicações de dados em macroescala, ou sistemas de medição sinóticas, e até mesmo em muitos sistemas de mesoescala. O GOES (Satélite Ambiental Geoestacionário Operacional) provê uma linha de comunicação de dados sem igual, aceita sinais de estações remotas usando fonte solar e usam transmissores de baixa potência e antenas pequenas, relativamente baratas, e retransmite os dados para estações receptoras centrais. O sistema de comunicação de dados GOES é caracterizado por *uplinks* (transmissão estação-satélite) baratos e *downlinks* (transmissão satélite-estação) bastante sofisticados. Outras redes de mesoescala usam sistema de rádio UHF ou VHF ou linhas de telefone comercial. Algumas redes, especialmente em latitudes do norte, onde um satélite geoestacionário é muito baixo no horizonte, emitem sinais intermitentes, alcançando comunicações de longo alcance. Em contraste com GOES, satélites comerciais são usados para transmissão de dados e produtos de previsão em pontos centrais, com *uplinks* sofisticados, para usuários equipados com antenas e receptores bastante simples (*downlinks* baratos).

1.1.5 Classes de Instrumentos

Sensores de imersão ou "in-situ" são aqueles que estão em contato direto com a atmosfera, como termômetros, anemômetros, higrômetros, etc. Já sensores remotos monitoram o estado da atmosfera a grandes distâncias, o bastante para eliminar interação entre o sensores e a parcela de ar medida. Sensores remotos incluem radares, lidars, sondas, e radiômetros.

Um sensor ativo emite energia para a atmosfera de alguma forma, como microondas (radar), ondas curtas (lidar) ou ondas de som (sondas) e registra a energia que foi difundida ou refratada pela atmosfera retornando para o receptor do instrumento. Um sensor passivo, por sua vez, não emite energia, contando apenas com a energia emitida, difundida ou refratada pela atmosfera. Máquinas fotográficas que fotografam nuvens são dispositivos passivos, assim como são também os radiômetros, que determinam o perfil de temperatura e umidade através de microondas ou radiação infravermelha emitidas pela atmosfera. Sensores ativos remotos comuns, são os sensores de visibilidade, de altura de nuvem e radares meteorológicos.

O NWS (National Weather Service) e o AWS (Air Weather Service) desenvolveram um sistema de radares Doppler chamados WSR-88D (Radar de Serviço de Tempo - 1988 Doppler) e os instalou nos EUA na década de 90 para substituir a rede de radares existente. Os novos radares têm aproximadamente 10 cm de comprimento de onda e uma largura de feixe de um grau. Radares Doppler detectam as partículas em suspensão na atmosfera, principalmente gotículas de nuvem, e são úteis para medir velocidades de vento em tempestades, para localizar tempestades e para medir chuvas sobre grande áreas.

1.2 Modelo Funcional

Um sistema de medição interage com a atmosfera e envia os dados ao usuário que é informado sobre as variáveis atmosféricas desejadas. Características comuns de um sistema de medição são mostradas na Fig. 1.1 na forma funcional. Um sistema de medição pode incluir alguns ou todos estes blocos, além de muitos outros em um sistemas mais complexos. Os blocos essenciais a quaisquer sistemas de medida são o bloco 1, o sensor, o 2, condicionamento analógico do sinal e o bloco 7, a exibição do resultado.

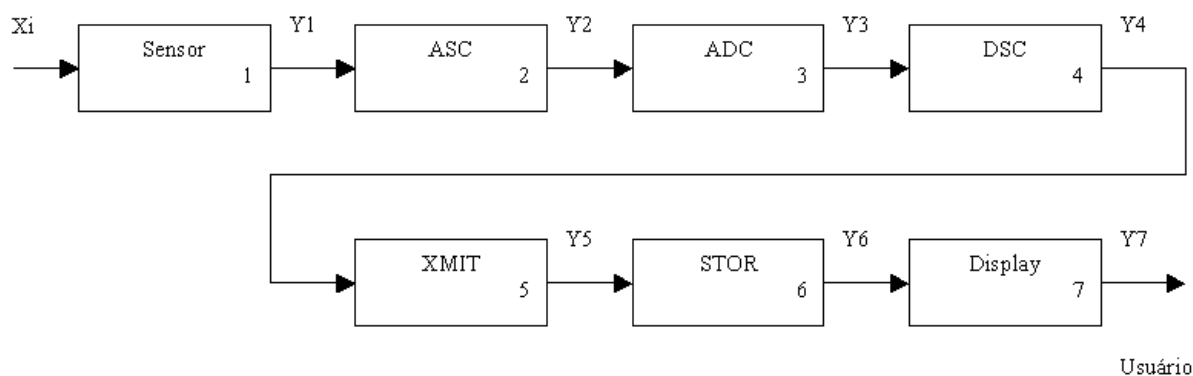


Fig. 1.1 Modelo de um sistema simples de medição. A entrada do mesurando é X_i e a saída pura de cada bloco é Y_n . O sistema mede uma variável atmosférica e apresenta o resultado para o usuário.

A entrada do bloco 1, X_i , é o mesurando, a variável a ser medida. É uma variável atmosférica como temperatura, pressão ou umidade, com unidades apropriadas.

O bloco 1 é o sensor com entrada X_i e saída Y_1 pura. Um sensor é um transdutor, um dispositivo que converte energia de uma forma para outra. Um instrumento pode conter vários transdutores para converter a energia do mesurando em vários passos para uma forma útil, como a tensão.

Exemplo. Um termômetro de mercúrio pode ser modelado com blocos 1, 2 e 7. Nos sensores, bloco 1, a energia de calor é convertida em uma mudança no volume do mercúrio no bulbo e este para a altura da coluna de mercúrio relacionado a algum índice arbitrário. O diâmetro da coluna relacionado ao volume do bulbo é uma forma de condicionador de sinal, bloco 2, ele amplifica o sinal do termômetro. A Entrada X_i é a temperatura do ar em Kelvin ou graus Celsius enquanto a saída pura, Y_1 é a altura da coluna de mercúrio em mm. A escala gravada no vidro e o bloco de exibição, fornecem a informação de calibração, que permite ao usuário traduzir a altura pura Y_1 em temperatura X_1 .

Pode-se usar para calibração, um polinômio para relacionar a saída pura dos sensores Y_1 com uma estimativa do mesurando, assim $X_1 = C_0 + C_1 Y_1$. A quantidade X_1 é uma estimativa de

X_i , baseado em conhecimento do sinal Y_1 . Não é possível conhecer o mesurando verdadeiro porque todos os instrumentos extraem um pouco de energia do mesurando e somam algum ruído ao sinal da saída, portanto X_i nunca pode ser calculado exatamente.

X_i e Y_n são sinais, ou seja, informações que carregam quantidades como temperatura, velocidade de vento, taxa de rotação da seta, voltagem, corrente, resistência, frequência, etc. X_i , Y_1 e Y_2 são sempre sinais analógicos, quer dizer, sinais cujo conteúdo de informação é continuamente proporcional ao mesurando.

O Bloco 2 contém um condicionador de sinal analógico que pode incluir transdutores secundários, um amplificador, para prover ganhos e compensação, e filtros, para reduzir ruídos de alta frequência.

O Bloco 3 é um conversor analógico/digital, que está presente nos sistemas de medição mais modernos, que convertem um sinal analógico para valores discretos na forma digitais.

Depois que o sinal estiver na forma digital, pode ser manipulado por elementos de processos digitais, comumente um microprocessador, representado no bloco 4. É conveniente aplicar a equação de calibração aqui, para corrigir não-linearidades, compensar entradas secundárias, formatar a saída e, em alguns casos, realizar a exibição de saída.

Os Blocos 5 e 6 representam as operações de transmissão de dados e armazenamento, que podem não estar presente em sistemas mais simples, mas são comuns em sistemas de medição maiores. A transmissão de dados pode ser realizada por uma conexão de fios, linhas de telefone, um link de rádio direto ou comunicação via de satélite. O armazenamento de dados, por seu turno, pode envolver qualquer forma de manter temporariamente os dados até o arquivamento final.

O Mostrador de dados, bloco 7, é requerido até mesmo no sistema mais simples, sendo o mecanismo com o qual o usuário tem acesso aos dados. Pode ser um indicador analógico simples ou um CRT (apresentador gráfico).

Na Fig. 1.1, o sistema de entrada é mostrado com uma única entrada, o mesurando. Na realidade, a maioria dos sensores têm sensibilidade para outros sinais de entrada, não desejados, chamados secundários. Em um instrumento bem projetado, a entrada secundário é minimizada ou é controlada, mas raramente podem ser ignoradas.

Exemplo. Um anemômetro de copo é um sensor que converte velocidade de vento horizontal para taxa de rotação angular das setas conectadas à roda de copos. A entrada do sensor é a velocidade do vento em $m s^{-1}$ e a saída é a taxa de rotação de seta em radianos por segundo. Normalmente há um transdutor secundário, como um gerador de DC, conectado à seta para converter taxa de rotação para uma tensão elétrica.

1.3 Exposição Atmosférica

Em um sistema de medição corretamente projetado e que esteja operando corretamente, a maior fonte de erro é devido a exposição imprópria à atmosfera. Um anemômetro de copo na verdade informa a taxa de rotação, não a velocidade de vento. Nós assumimos que a taxa de rotação é diretamente proporcional à velocidade de vento, na relação que é definida na calibração. Esta suposição é normalmente segura. A suposição mais difícil é que a velocidade

de vento para a que o anemômetro de copo esteja respondendo é representativa dos ventos que desejamos medir. Se o anemômetro está montado perto ou em cima de um edifício, os ventos informados pelo anemômetro não serão provavelmente representantes do fluxo desobstruído. A altura padrão para medida de vento é de 10 m do solo e, para evitar influências devido a obstruções, a distância do anemômetro deverá ser de pelo menos 20 vezes a altura da obstrução. É bastante difícil identificar um local tal que estas regras sejam consistentemente aplicadas. Portanto, a maioria dos locais de instalação de anemômetros acabam fracassando em testes, seja para alguns valores de intensidade, seja para algumas direções. Uma obstrução perto, talvez uma árvore ou um edifício, pode causar erro significativo para algumas direções de vento.

Em geral, todos os sensores informam o seu próprio estado não o estado da atmosfera. Uma boa exposição, que assegure um acoplamento adequado com a atmosfera, minimiza a diferença entre o estado da atmosfera e o estado dos sensores.

1.4 Conteúdo de Informação

O conteúdo de informação é o número de bits, bytes, palavras ou outra medida de informação necessária para definir algum aspecto do estado da atmosfera. O conteúdo de informação de um mesurando, temperatura, pressão, velocidade de vento, etc., é infinito ou pelo menos um número muito grande. Porém, o conteúdo de informação de uma saída de sensores, a qualquer determinado momento, é finito, apenas uma pequena fração do conteúdo de informação do mesurando.

Capítulo 2

Barometria

2.1 Pressão atmosférica

A atmosfera terrestre exerce uma pressão na superfície da Terra igual ao peso da coluna vertical de ar do corte transversal unitário. A pressão estática à superfície é determinada por:

$$p(0) = \int_0^{\infty} g_p(z) dz \quad (2.1)$$

onde g = aceleração devido a gravidade, $m s^{-2}$, e p = densidade como uma função de altura, $kg m^{-3}$. A unidade do SI de pressão é o Pascal, abreviado como Pa. Em meteorologia, a unidade de pressão preferida é mb (a WMO prefere usar o hPa). Na Tabela 2.1 são listados alguns fatores de conversão de unidades de medida de pressão de uso comum e também algumas unidades não comuns. Na tabela 2.2. é mostrada a pressão atmosférica padrão em várias unidades.

1 mb	0.100000 kPa
1 in. Hg @ 273.15 K	3.386400 kPa
1 mm Hg @ 273.15 K	0.133322 kPa
1 lbf in ⁻² (PSIA)	6.894790 k Pa
1 Std. Atmos.	101.3250 kPa

1 Std. Atmos. =	101325 Pa
($g = 9.80665 m s^{-2}$)	1013,25 hPa
	101,325 kPa
	1013,25 mb
	760 mm Hg a 273,15 K
	29,9213 in. Hg a 273,15 K
	14,6959 lbf em ⁻²

Além da pressão estática há uma pressão dinâmica exercida pelo fluxo de vento. Quando o vento sopra entorno de barômetros ou de uma estrutura que contém o barômetro, a pressão dinâmica produz um erro de pressão dado por

$$\Delta p = \frac{1}{2} C_p V^2 \quad (2.2)$$

onde ρ é a densidade de ar em kg.m^3 , V é a velocidade de vento em m.s^{-2} e C é um coeficiente tal que $-1 \leq C \leq 1$. O coeficiente C pode ser positivo ou negativo, assim o erro de pressão pode ser de qualquer sinal, que depende da forma da estrutura e da direção de vento.

Os princípios físicos comumente empregados para medir pressão atmosférica são a medida direta da pressão, ou força por unidade de área, exercida pelo peso da atmosfera, e por técnicas indiretas, como medir o ponto de ebulição de um líquido exposto a pressão atmosférica.

2.2 Medida direta de Pressão

Os métodos comuns para medir a força devido ao peso da atmosfera são: balancear o peso da atmosfera contra o peso de uma coluna de mercúrio; e de balancear o peso da atmosfera contra a força da mola em um barômetro aneróide.

2.2.1 Barômetros de Mercúrio.

O barômetro de mercúrio oferece alta acurácia e fácil calibração e, no modelo "Fortin", é um tanto portátil. Ele tem estabilidade, a longo prazo, excelente. Porém, a leitura é de difícil automatização e o barômetro de mercúrio não é satisfatório para uso em campo. Um barômetro simples de mercúrio, mostrado na Fig. 2.1, é uma coluna de mercúrio fechada em um tubo de vidro que é selado hermeticamente no topo, e com um reservatório de mercúrio ao fundo. Há vácuo no topo do tubo.

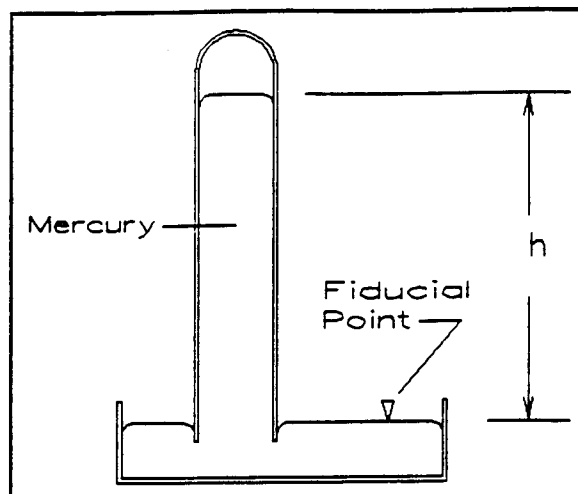


Fig. 2.1 um barômetro de mercúrio simples mostra a coluna de mercúrio, o reservatório, o ponto fiducial e a altura da coluna, h .

O peso do mercúrio na coluna é equilibrado contra o peso da atmosfera. A altura da coluna, relativa à superfície do mercúrio no reservatório, é determinada usando uma escala fixa. Para ler a altura, o nível de mercúrio no reservatório é ajustado ao ponto fiducial. Então o índice móvel é fixado manualmente ao topo da coluna de mercúrio e, para facilitar a leitura da escala, usa-se uma escala de "vernier" (ou Nônio); para interpolação entre as divisões de escala principais como mostrado na Fig. 2.2.

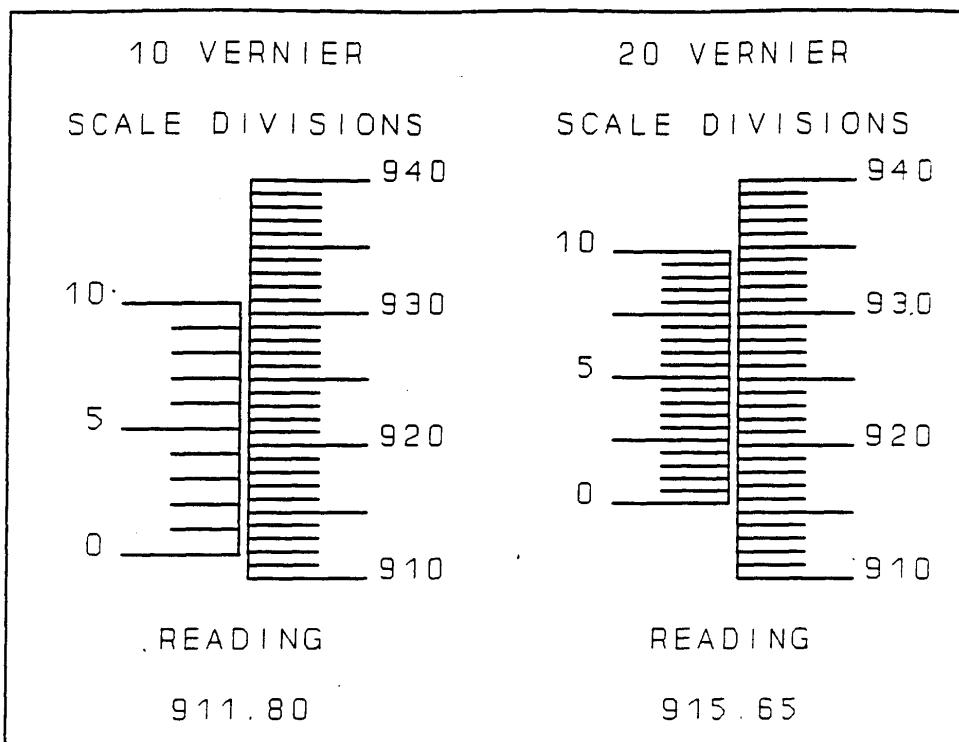


Fig. 2.2 ilustração de duas implementações diferentes de escalas de vernier comumente usada em barômetros de mercúrio.

Ambas as escalas principais são marcadas em unidades de mb com divisões menores que 1 mb. A escala a esquerda tem um vernier com 10 divisões que permite interpolação a 0.1 mb. A leitura é 911.00 mb da escala principal mais 0.80 mb lidos na divisão de vernier que mais se alinha com uma divisão de escala principal. A escala que usa 20 divisões de vernier à direita, no exemplo, deve ser lida como 915.00 mb na escala principal mais 0.65 mb do vernier.

Mercúrio é usado como um fluido barométrico porque:

- tem uma densidade alta (13595 kg m^{-3} a 0°C) o que significa que uma coluna pode ser de razoável tamanho (aproximadamente 0.760 m);
- tem uma baixa pressão de vapor (0.021 Pa a 0°C) que tem pequeno efeito no vácuo ao topo da coluna de mercúrio;
- é purificado facilmente e é quimicamente bastante estável;
- permanece líquido em um grande intervalo de temperaturas, inclusive temperatura ambientes (-38.87°C até 356.58°C).

A equação de calibração para um barômetro de mercúrio é $p = \rho_m g h$ onde ρ_m é a densidade de mercúrio, g é a aceleração devido a gravidade e h é a altura da coluna de mercúrio relativo para o nível de mercúrio no reservatório. Esta equação é obtida de $F = ma$ sendo $\rho_m h A_c =$ massa de mercúrio na coluna e $A_c =$ área de seção reta da coluna. A equação de transferência

é $h = p/\rho_m g$. Para aumentar a sensibilidade de um barômetro seria necessário achar outro fluido barométrico com as propriedades desejáveis de mercúrio, mas com menor densidade. Isso também faria o barômetro maior e mais incômodo.

As fontes principais de erro para barômetros de mercúrio são listadas abaixo:

a) Pressão dinâmica do vento, definida na eq. 2.2, sobreposta a pressão estática pode produzir significativo erro positivo ou negativo (vários millibars). Barômetros de mercúrio são normalmente montados dentro de um edifício onde o efeito de pressão de vento pode ser uma função das aberturas de portas e de janelas e do sistema de ventilação do edifício. Às vezes é necessário prover uma abertura de pressão especial para o exterior, que é chamado pórtico estático, que é projetado para reduzir a sensibilidade à velocidade e direção do vento.

b) A presença de gás no tubo acima do mercúrio causará um erro. Vapor de Mercúrio não afeta a redução do vácuo seriamente por causa de sua baixa pressão de vapor já mencionada acima. Porém, a presença de ar ou vapor de água é uma fonte de erro.

c) Em barômetro de tubo pequeno, a tensão da superfície de mercúrio causará uma depressão da coluna de mercúrio. Em um tubo de 5 mm de diâmetro interno, o erro será aproximadamente de 200 Pa, reduzindo a 27 Pa para um tubo de 13 mm. A correção para este erro é normalmente incorporada no índice de correção.

d) O barômetro deve ser mantido na vertical.

e) Impurezas de todos os tipos afetam a densidade de mercúrio e, então, a leitura. Mercúrio oxidado muda a depressão capilar. Mercúrio contaminado parece ter uma superfície insensível que afeta a habilidade para fixar o ponto fiducial. Mercúrio limpo tem uma superfície brilhante, igual a superfície de um espelho, que é útil para fixar o ponto fiducial.

f) A densidade do mercúrio depende da temperatura e, além disso, a escala fixa terá algum coeficiente de expansão linear. Estes efeitos de temperatura devem ser compensados medindo a temperatura do barômetro e calculando uma correção de temperatura, C_T .

g) Como o peso da atmosfera é equilibrado contra o peso de uma coluna de mercúrio, a gravidade local deve ser conhecida com precisão e uma correção de gravidade C_G computada,

A leitura pura do barômetro, B_o , e a temperatura de barômetro, T , são convertidas para a pressão da estação aplicando o índice de correção, a correção da temperatura e a correção da gravidade.

$$B_I = B_o + C_I + C_T \quad (2.3 a)$$

$$B_S = B_I + C_G \quad (2.3 b)$$

O índice de correção, C_I , é obtido através de comparação com um barômetro de referência. A correção de temperatura, C_T , é definida a partir dos coeficientes de expansão térmicos conhecidos para o mercúrio e para a escala:

$$C_T = \frac{-B_0(\beta - \alpha)T}{(1 + \beta T)} \quad (2.4a)$$

onde β = coeficiente de expansão de volume do mercúrio, α = coeficiente linear de expansão da escala, T = temperatura de barômetro, em graus centígrado, e B_0 = leitura observado no barômetro em mb. Assumindo uma escala de latão, e substituindo os coeficientes apropriados para mercúrio e latão, a correção se torna

$$C_T = -1.63 \times 10^{-4} B_0 T \quad (2.4b)$$

A correção para gravidade local, C_G , é determinado por

$$C_G = \frac{g_L - g_0}{g_0} B_1 \quad (2.5a)$$

onde B_1 é a leitura do barômetro com o índice correção, g_0 = gravidade padrão (9.80665ms^{-2}) e g_L = gravidade local. Para calcular a gravidade local, primeiramente é calculada a gravidade ao nível do mar na latitude do barômetro ϕ ,

$$g_\phi = 9.806160(1 - 2.637 \times 10^{-3} \cos(2\phi) + 5.9 \times 10^{-6} \cos^2(2\phi)) \quad (2.5b)$$

e então com o efeito elevação usando

$$g_L = g_\phi - 3.086 \times 10^{-6} z + 1.118 \times 10^{-6} (z - z') \quad (2.5c)$$

onde z = elevação do barômetro em metros e z' = elevação média dentro de 150 km de raio.

Exemplo. Um barômetro é lido como $B_0 = 941.23$ mb quando a temperatura de barômetro é 21.2°C . O índice correção é zero (desconhecido), assim $C_1 = 0$. A correção de temperatura é -3.25 mb, assim $B_1 = 937.98$ mb. Assuma que a latitude é 40.00 graus, e que a elevação é 652 m, e o terreno circunvizinho é plano assim $z' = z$. A correção de gravidade é -0.67 mb, assim a pressão da estação é 937.31 mb.

É razoável perguntar com que precisão a latitude e a elevação devem ser determinadas? Nós precisamos medir a altura exata do barômetro em um edifício? A derivada de g_L com relação a z é $-3.086 \times 10^{-6} \text{ms}^{-2}/\text{m}$ se $z' = z$. No exemplo acima, a derivada de C_G com relação a z é $-3 \times 10^{-4} \text{mb}/\text{m}$, portanto, se estamos dispostos a tolerar um erro de 0.05 mb devido ao um erro na correção de gravidade, precisamos determinar a altura do barômetro com $\pm 169\text{m}$.

O efeito de um erro na determinação da latitude do barômetro é determinado por:

$$\frac{\partial g_L}{\partial \phi} = -2a_0 \sin(2\phi)(a_1 + 2a_2 \cos(2\phi)) \quad (2.6a)$$

$$\frac{\partial C_G}{\partial \phi} = \frac{B_1}{g_0} \frac{\partial g_L}{\partial \phi} \quad (2.6b)$$

Novamente, se estamos dispostos a tolerar um erro de 0.05 mb e usando o exemplo acima, então $\partial g_L/\partial \phi = 8.88 \times 10^{-4} \text{ s}^{-2}/\text{grau}$ e $\partial C_G/\partial \phi = 0.0850 \text{ mb}/\text{grau}$. Isto significa que nós precisaríamos determinar a latitude do barômetro com ± 0.6 graus ou ± 36 min.

2.2.2 Barômetros aneróides

Um barômetro aneróide consiste em uma câmara de vácuo com um diafragma flexível que se move em resposta a pressão aplicada. A palavra aneróide significa sem fluido. A força de restauração é uma mola que pode ser parte do próprio diafragma. Dois tipos gerais de barômetros aneróides estão disponíveis: os barômetros com sensor de diafragma metálico soldado, e os barômetros com sensor de diafragma de silício com circuito integrado.

O sensor de diafragma metálico é uma cápsula circular feita de um metal selecionado com excelentes propriedades elásticas. Considere uma câmara aneróide simples, com vácuo internamente, com um diafragma metálico plano em um lado como mostrado em Fig. 2.3.

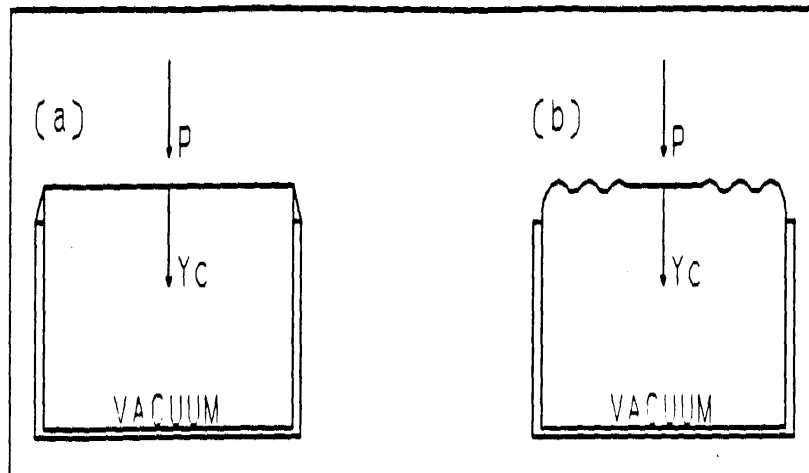


Fig. 2.3 corte transversal de uma câmara aneróide simples com um diafragma plano em (a) e com um diafragma corrugado em (b).

A equação de calibração seria da forma:

$$p = \frac{16Et^4}{3R^4(1-\nu^2)} \left[\frac{y}{t} + 0.488 \left(\frac{y}{t} \right)^3 \right] \quad (2.7)$$

p = pressão em Pa,

E = módulo de elasticidade = $1.0 \times 10^{11} \text{ N m}^{-2}$,

t = espessura do diafragma = $8.0 \times 10^{-4} \text{ m}$,

R = raio do diafragma = $5.0 \times 10^{-2} \text{ m}$,

ν = a relação de Poisson = $1/3$,

A deflexão do centro do diafragma é determinado por y em metros. Calcule a pressão e a sensibilidade estática quando a relação de deflexão, $y_r = y/t = 1.1, 1.2$ e 1.3 . Substituição na equação de calibração obtém-se $p = 688, 803, \text{ e } 933 \text{ mb.}$ Para achar a sensibilidade estática, primeiro escreva a equação de calibração como:

$$p = c_0 [y_r + c_1 y_r^3]$$

que é plotada na Fig. 2.4. Então, desde que a sensibilidade estática é derivado de y_r com respeito a p ,

$$\frac{dy_r}{dp} = \frac{1}{c_0 + 3c_0c_1y_r^2} \quad (2.8)$$

e a sensibilidade estática, para os valores acima de y_r torna-se 9.18×10^{-4} , 8.18×10^{-4} e $7.32 \times 10^{-4} \text{ mb}^{-1}$

A sensibilidade estática diminui com os aumentos de pressão e o diafragma é forçado a maior deflexão. Note que a deflexão mostrada é muito pequena, na ordem das espessuras do diafragma, e que a resposta é não linear. A linearidade poderia ser melhorada fazendo o diafragma mais duomas isso reduziria a sensibilidade.

É difícil trabalhar com tal deflexões pequenas, por isso diafragmas de aneróide normalmente são corrugados. Eles aumentam a sensibilidade e melhoram a linearidade. Wildhack, et. al. (1957) reportou as propriedades de vários diafragmas corrugados, inclusive um desenho chamado forma NBS 1. A equação de transferência normalizada para esta forma é:

$$y_r = \frac{y}{t} = \frac{2.25 \times 10^5 D(1-\nu^2)}{tE} \left(1000 \frac{t}{D}\right)^{-1.52} p$$

onde $D = 2R$ e, como acima, pressão é em Pa. Esta equação é plotada na Fig. 2.4. A sensibilidade estática é $1.06 \times 10^{-3} \text{ mb}^{-1}$.

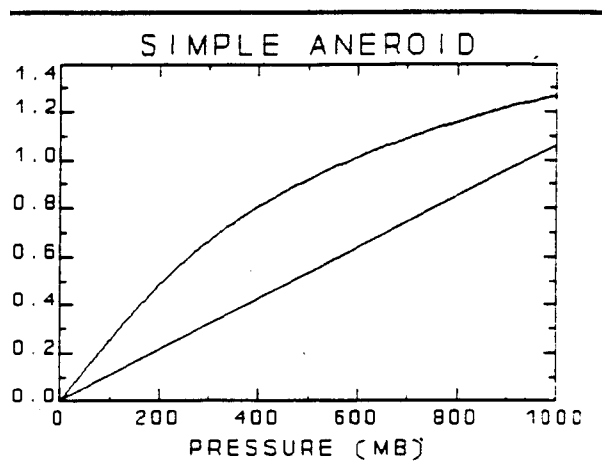


Fig. 2.4 relação da deflexão, y/t (y = deflexão e t = espessura do diafragma) contra pressão para diafragma de prato plano, linha encurvada, e para um diafragma corrugado, linha direta.

Uma cápsula aneróide típica consiste em dois diafragmas corrugados soldados juntos. Estas cápsulas normalmente são evacuadas para aproximadamente 1 Pa, embora, em alguns modelos, um gás inerte a aproximadamente 70 mb permanece na cápsula uma vez que o gás provê alguma compensação de temperatura. Uma equação de calibração deveria ser uma

função da forma do diafragma e da quantidade de gás residual. Considerando que os modelos variam muito, uma equação de calibração empírica frequentemente usada é:

$$p = a_0 + a_1y + a_2y^2 + T(a_3 + a_4y + a_5y^2) + T^2(a_6 + a_7y + a_8y^2) \quad (2.9)$$

onde y é a saída pura do sensor, T é a temperatura do sensor, e a_i são os coeficientes a serem determinados na calibração.

A cápsula pode conduzir um mostrador de dial ou braço de gravador por um encadeamento mecânico ou por uma saída elétrica de um resistor variável ou transformador. Em outra versão, o sinal elétrico é gerado formando um capacitor com um diafragma como uma das placas. Em um circuito de oscilador, a frequência é relacionada à pressão atmosférica.

Em desenvolvimento mais recente, o sensor do diafragma é feito de silício usando tecnologia de circuito integrado. O sensor absoluto de pressão tem uma câmara de referência com vácuo, aproximadamente a 3×10^{-3} Pa. Em um modelo, resistores em ponte são gravados sobre o diafragma e, com uma tensão de referência, a saída é um sinal de tensão da ponte. Sensores capacitivos também têm sido construídos. Foram desenvolvidos sensores em circuitos integrados para reunir outros sensores necessários de pressão, porém, nas primeiras versões, não eram satisfatórios para barometria. O desenho melhorou, veja a Fig. 2.5, e agora estes sensores já alcançam precisões adequadas para algumas aplicações barométricas.

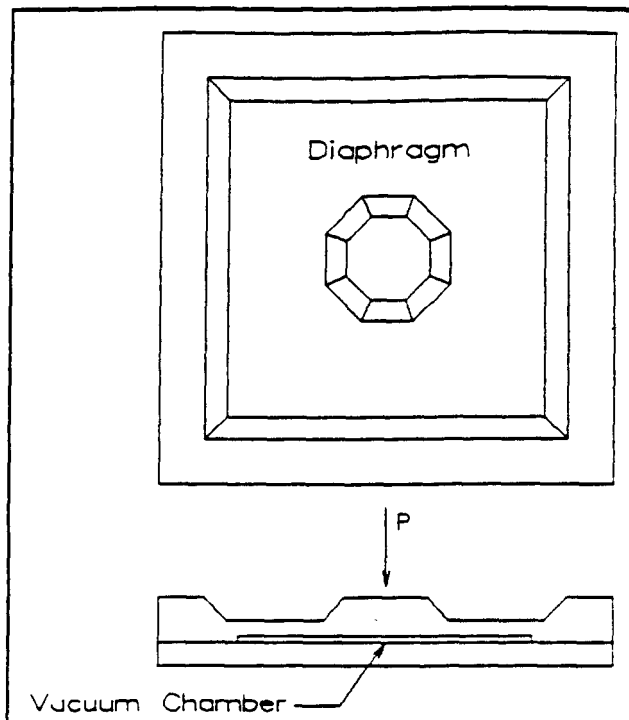


Fig. 2.5 visão do topo e corte transversal de um sensor de pressão em circuito integrado. A leitura poderia ser por uma ponte piezoresistiva gravada dentro do topo da chapa ou no topo na chapas do fundo poderiam agir como um capacitor.

A forma irregular do topo do sensor é projetada para uma saída linear. O dispositivo inclui compensação de temperatura. O diafragma de silício é semelhante ao dispositivo de diafragma metálico e está sujeito às mesmas fontes de erro como: temperatura sensibilidade, histerese, não linearidade e deriva.

a) Virtualmente todos os barômetros estão sujeitos a erros induzidos pela temperatura. Barômetros aneróides exibem um erro de temperatura que é não linear, em função da pressão ambiente, e que mudam a forma funcional de um sensor para o outro, até mesmo entre os do mesmo tipo e fabricação. Kirn e Wise, 1983, identificaram seis fontes de erro de temperatura em sensor de pressão em circuito integrado: dependência da temperatura dos componentes piezoresistivos, expansão de gás residual na cavidade de referência, erros de resistor localizados, vazamento de correntes de junção, tensão termicamente induzidas e efeitos de encapsulamento. Além disso, os circuitos eletrônicos requeridos para condicionar (amplificador, filtros, oscilador, etc.) o sinal de saída do sensor são tipicamente sensíveis à temperatura. Normalmente sensores de pressão incorporam formas de compensação de temperatura, mas, devido às muitas fontes de efeitos de temperatura, há sempre algum erro residual de temperatura. Os sensores e os circuitos de condicionamento do sinal podem também ser sensíveis a outras interferências de entrada como das fontes de alimentação elétrica.

b) sensores aneróides têm uma característica mais problemática: o efeito de histerese, cuja magnitude é significativa em aplicações meteorológicas. Surge de defeitos ou irregularidades na forma do diafragma e/ou material. Este é um efeito mal documentado porque ele aparece como dependente do tempo ou como transiente de compensação devido a valores atípicos. Hill, 1985, modelou histerese de grande escala empiricamente, mas este tipo de modelo não parece ser útil para corrigir as pequenas excursões mais comuns. Também, este efeito é uma função individual dos diafragmas.

c) A não linearidade de sensor de aneróide é manipulada facilmente com um microprocessador "on-board". Eles requerem tipicamente um polinômio de calibração de segunda ou de terceira ordem. Esta fonte de erro não é tão problemática quanto a temperatura, histerese e erros de deriva.

d) Deriva é uma mudança a longo prazo na sensibilidade do sensor ou compensação devido a movimentação lenta (creep) do diafragma. Para compensação da deriva, Garratt, et al, 1986 e Richner, 1987, fizeram verificações periódicas e correções que compensaram essa característica de redes de barômetros de mesoscala operacionais.

2.2.3 Ponto de ebulição de um líquido

A temperatura de ebulição depende do próprio líquido e da pressão atmosférica. Por exemplo, o ponto de ebulição da água pura a pressão do nível do mar é 373.15 K e decresce com a diminuição da pressão. Um sensor de pressão que utiliza esta propriedade é chamado um hipsômetro. Este compreende um frasco de fluido hipsométrico, aquecido para manter ebulição contínua, e um sensor de temperatura para medir a temperatura de ponto de ebulição. A relação entre a pressão de vapor e temperatura é conhecida como a equação de Clausius-Clapeyron:

$$\frac{d(\ln p)}{dT} = \frac{L}{RT^2} \quad (2.10)$$

onde L é o calor latente de vaporização, R é o constante universal do gás, e T é a temperatura do vapor, assumindo ser esta igual a do fluido. A tabela 2.3 dá os valores destes parâmetros para vários possíveis fluidos de hipsômetros.

Tabela 2.3 Parâmetros para vários fluidos de hipsômetros.			
Fluido	Temp. de ebulição T	Calor latente L	Constante do gás R
	K	J kg ⁻¹	J kg ⁻¹ K ⁻¹
Água	373.15	2.5 x 10 ⁶	461.5
FREON-11	296.97	1.8 x 10 ⁵	60.52
FREON-13	191.75	1.5 x 10 ⁵	79.59
Bissulfureto de Carbono, CS ₂ ,	319.45	3.6 x 10 ⁵	109.21
Tetracloroeto de Carbono, CCl ₄ ,	349.45	21. x 10 ⁵	54.05

Equação 2.11 pode ser integrada para obter-se a equação de calibração

$$p = p_0 \exp \left[\frac{L}{R} \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.11)$$

onde $p = p_0$ quando $T = T_0 =$ ponto de ebulição quando $p_0 =$ pressão ao nível mar. Esta equação pode ser invertida para dar a equação de transferência:

$$T = \frac{T_0}{1 - \frac{RT_0}{L} \ln \left(\frac{p}{p_0} \right)} \quad (2.12)$$

A água pode, em princípio, ser usada como um fluido de hipsômetro para medida de pressão de superfície. A sensibilidade estática de um hipsômetro a pressão do nível do mar é muito pobre e exige desempenhos altos do sensor de temperatura. Considerando que a sensibilidade estática melhora com pressão decrescente, uma aplicação razoável de um hipsômetro está em uma radiossonda, especialmente porque a precisão de um sensor de aneróide diminui com o decaimento da pressão para o limite mais baixo do alcance do aneróide. Hipsômetros de radiossonda usam tipicamente FREON, bissulfureto de carbono, ou tetracloroeto de carbono como fluido de funcionamento.

Capítulo 3

Especificações Desempenho Estático

As especificações de desempenho de um sensor são geralmente divididas em duas categorias: estáticas e dinâmicas. O desempenho do sensor em condições onde a variável medida é constante ou varia muito lentamente pode ser caracterizado por parâmetros estáticos. A modelagem dinâmica de desempenho requer o uso de equações diferenciais para considerar as relações entre a entrada e a saída do sensor quando a entrada varia rapidamente. Características estáticas devidas a atrito ou outros efeitos não lineares pode dificultar fortemente as equações diferenciais, de forma que quando a entrada não é estável, características estáticas e dinâmicas são consideradas separadamente. As características estáticas são determinadas com a exclusão cuidadosa de efeitos dinâmicos e características dinâmicas são obtidas assumindo-se que todos os efeitos estáticos foram excluídos ou compensados.

3.1 Algumas Definições

Variável Medida:

A grandeza medida, tal como temperatura, pressão ou velocidade do vento.

Sensor:

O elemento que recebe energia da grandeza medida e produz um sinal de saída relacionado de alguma forma com a variável medida. O sensor sempre extrai alguma energia do meio medido, o que faz uma medida perfeita algo teoricamente impossível. A variável medida é uma variável analógica e a saída do sensor é sempre um sinal analógico.

Sinal:

Uma informação indicando uma grandeza. Uma tensão proporcional a uma temperatura é um sinal que contém informação sobre a temperatura.

Sinal Analógico:

Um sinal cujo valor é continuamente proporcional à variável medida. Se um sensor eletrônico de temperatura tem uma saída de tensão, esta tensão de saída flutua de acordo com a temperatura do sensor. Um gráfico da tensão de saída do sensor lembraria um gráfico da temperatura do sensor, sendo análogo a ele, daí nos referimos à saída do sensor como um sinal analógico.

Sinal Digital:

Um sinal cujo valor varia em passos discretos. O tamanho do passo pode ser feito tão pequeno que um gráfico de um sinal digitalizado poderia também lembrar o sinal analógico. Entretanto, a granularidade de um sinal digital seria revelada se examinada com detalhe suficiente.

Transdutor:

Um dispositivo que converte energia de uma forma para outra. Um sensor é um transdutor. O termômetro de mercúrio converte energia calorífica numa variação de volume do mercúrio no bulbo e então na altura da coluna de mercúrio. Um sensor é o transdutor primário que interage

com a variável medida. Um instrumento usualmente contém outros transdutores para converter a energia em alguma forma utilizável.

Os transdutores podem ser ativos ou passivos, dependendo se eles requerem ou não uma fonte externa de energia. Um termômetro de mercúrio é um transdutor passivo, já que ele não tem uma fonte externa de energia.

Instrumento:

Um instrumento é um sensor, mais tantos outros transdutores quantos necessários e um visor de dados. Um termômetro de mercúrio é um instrumento, pois ele incorpora um visor de dados, que é a coluna de mercúrio visível e a escala associada.

Condicionamento de Sinal:

Operações realizadas em um sinal para aumentar sua amplitude (amplificação), reduzir o nível de ruído (filtragem) ou para compensar efeitos colaterais indesejáveis tais como a sensibilidade à temperatura de um sensor de pressão.

Transmissão de Dados:

O processo de enviar um sinal de um lugar para outro. O meio de transmissão de dados pode ser um pedaço de papel, uma fita magnética, radio, ondas de luz ou fios de telefonia.

Armazenamento de Dados:

Um mecanismo para manter dados e permitir sua recuperação posterior, tais como um disco rígido ou uma fita magnética.

Visor de Dados:

Qualquer mecanismo para apresentar os dados ao usuário. O tubo de um termômetro de mercúrio com a escala associada é um visor de dados.

Entradas Primárias e Secundárias:

A entrada primária para um sensor é a entrada desejada, a variável medida. Entradas secundárias são normalmente indesejadas mas inevitáveis, tais como a sensibilidade à temperatura de um sensor de pressão. Se a entrada desejada de um termômetro de mercúrio é a temperatura do ar, então as entradas secundárias ou indesejáveis poderiam ser a temperatura da mão do observador que segura o termômetro ou a radiação solar que esquentava o termômetro.

3.2 Calibração Estática

A calibração estática é feita variando-se lentamente uma entrada por toda a sua faixa possível de valores enquanto se mantém fixas quaisquer outras entradas existentes. A cada passo de medida, a saída é observada numa condição de estabilidade, isto é, após a entrada ter sido mantida estável tempo suficiente para que a saída estabilize como mostrado na figura 3.1. Então a medida da entrada é registrada e esta avança para o próximo nível e o processo é repetido. Desta forma é obtida uma relação entrada/saída ou função de transferência que é válida sob condições de estabilidade para qualquer outra possível entrada.

As linhas verticais tracejadas na figura 3.1 indicam um período durante o qual a entrada e a saída estão estáveis e as medidas de calibração podem ser feitas. O objetivo final da calibração é definir a exatidão do instrumento. Para realizar uma calibração estática, nós

devemos usar instrumentos de referência para medir entradas e saídas que sejam uma ordem de magnitude mais exatos que o instrumento em teste. A função de transferência ou relação entrada/saída do sensor é apresentada na figura 3.2. A abscissa é a entrada na unidade correspondente, como C, K, etc. A ordenada é a saída física do sensor em volts, metros, etc. Para um termômetro de mercúrio, a abscissa seria a temperatura, enquanto que a ordenada seria a altura da coluna de mercúrio, em mm, por exemplo.

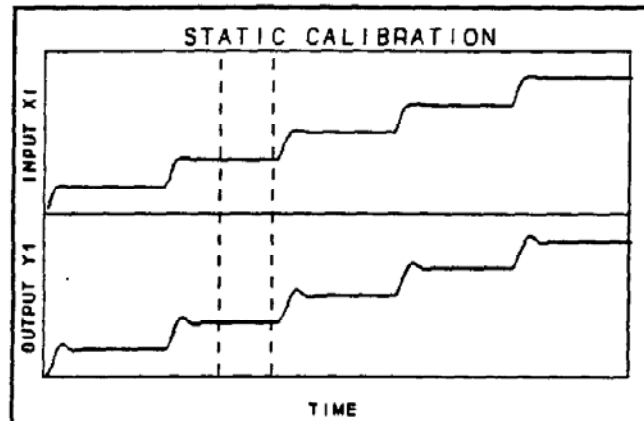


Figura 3.1: Procedimento de calibração estática.
O gráfico superior mostra a entrada como uma função do tempo e o gráfico inferior mostra a saída do sensor

Na figura 3.2, o gráfico (a) mostra um sensor linear com um bom ajuste em relação a uma reta. O gráfico (b) mostra um sensor com alguma não linearidade onde foi ajustada uma reta de regressão de primeira ordem. Já o gráfico (c) mostra os mesmos dados de (b), mas com uma curva ajustada aos pontos. O espalhamento observado nos valores medidos é causado por erros randômicos (não repetitivos) que não podem ser individualmente eliminados porque eles não são previsíveis. Isto gera a incerteza de medida.

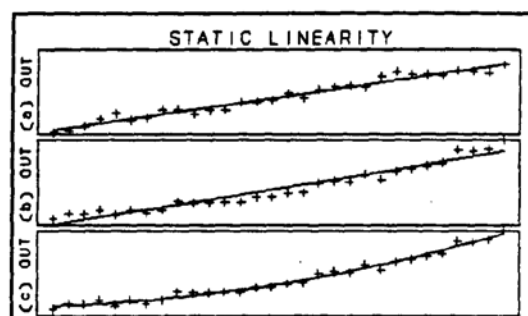


Figura 3.2: Conceitos de linearidade estática
A abscissa indica a entrada do sensor e a ordenada, a saída

3.2.1 Definição de Termos Relacionados ao Gráfico da Função de Transferência

Faixa de Leitura:

O intervalo da variável medida para o qual o instrumento é projetado para responder é chamado de faixa. Para um sensor de pressão, esta poderia ser 700 a 1100 mbar.

Intervalo de Leitura:

A diferença algébrica entre os limites superior e inferior da faixa de leitura é chamado de intervalo de leitura. Se a faixa é de 700 a 1100 mbar, o intervalo de leitura é de 400 mbar.

Sensibilidade Estática:

A sensibilidade estática é a inclinação (ou derivada) da função de transferência. Se esta função é uma linha reta, a sensibilidade é constante em toda a faixa de leitura do instrumento. Se a função de transferência não é uma reta, a sensibilidade varia dentro da faixa e o sensor é chamado de não linear.

Resolução:

A menor variação na entrada primária que produz uma alteração perceptível na saída é chamada de resolução do sensor. A resolução é limitada pelo atrito que impede a resposta do sensor ou pelo ruído que a mascara. A melhor resolução possível para um sensor é zero, embora se deseje frequentemente que esta seja infinita. O que esta expressão quer dizer é que a resolução é infinitesimal, o que é uma situação ideal não alcançável.

Linearidade:

Se uma linha reta pode ser ajustada aos pontos do gráfico da função de transferência de um sensor de forma que os erros residuais, isto é, as diferenças entre os pontos e a linha reta estão randomicamente distribuídos em torno da linha como mostrado na figura 3.2 (a), então o sensor é linear. Pequenas não linearidades que produzem desvios sistemáticos da linha reta mas que estão dentro da exatidão do sensor são usualmente ignoradas às custas de uma pequena redução da exatidão. Grandes e sistemáticos desvios que não podem ser ignorados, entretanto, indicam a presença de uma significativa não linearidade. A linha reta é tradicionalmente obtida com o método dos mínimos quadrados. Um instrumento é dito linear se os erros devidos à não linearidade são pequenos o suficiente para serem aceitos dentro da especificação de exatidão requerida.

Histerese:

A histerese existe quando a saída do sensor para uma dada entrada depende desta estar aumentando ou diminuindo. Este é um efeito não linear causado por atrito mecânico em alguns sensores. Barômetros aneróides e muitos sensores de umidade apresentam histerese.

Limiar de Partida:

O limiar de partida é um caso especial de histerese que ocorre em alguns instrumentos quando a entrada parte de zero. Se a saída permanece nula enquanto a entrada cresce lentamente, existe um limiar de partida e o seu valor é definido pelo valor que a entrada apresenta quando a saída começa a variar. Tal como a histerese, este efeito é usualmente causado por atrito mecânico.

Estabilidade:

Um instrumento é dito estável e livre de deriva se em repetidas calibrações durante um período de tempo resultam numa mesma função de transferência.

3.2.2 Procedimento de Calibração

Como citado anteriormente, o procedimento de calibração começa com a medição acurada de X_i , a entrada primária, e Y_i , a saída direta do sensor, em N pontos dentro da faixa de leitura do sensor. A unidade de X_i é aquela da variável medida, enquanto que a unidade de Y_i será a apropriada para a saída direta do sensor. Estes dados são traçados para formar uma função de transferência. O próximo passo é ajustar uma reta aos dados, usando preferencialmente o método dos mínimos quadrados. O objetivo é desenvolver uma equação que possa ser usada para ajustar a saída observada Y_i à entrada conhecida X_i . Tipicamente o modelagem será descrita por um polinômio da forma:

$$\hat{Y}_i = a_0 + a_1 \cdot X_i + a_2 \cdot X_i^2 + a_3 \cdot X_i^3 + \dots \quad (3.1)$$

que se reduz a

$$\hat{Y}_i = a_0 + a_1 \cdot X_i \quad (3.2)$$

quando o sensor é linear. \hat{Y}_i é uma aproximação de Y_i por causa dos erros randômicos. Seria possível obter um ajuste exato se não houvesse a incerteza de medida, mas erros randômicos estão sempre presentes. O método dos mínimos quadrados é um método de determinar os coeficientes a_i minimizando o quadrado da diferença entre a reta e os pontos observados. Se a função de transferência é linear, nos desejaríamos encontrar os coeficientes a_0 e a_1 que minimizarão a função:

$$E = \sum_{n=1}^N (a_0 + a_1 \cdot X_{1n} - Y_{1n})^2$$

Isto pode ser feito igualando-se as equações abaixo a zero:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial a_0} &= 2 \cdot \sum_{n=1}^N (a_0 + a_1 \cdot X_{1n} - Y_{1n}) = 0 \\ \frac{\partial E}{\partial a_1} &= 2 \cdot \sum_{n=1}^N (a_0 + a_1 \cdot X_{1n} - Y_{1n}) \cdot X_{1n} = 0 \end{aligned}$$

o que produz as equações normalizadas:

$$\begin{aligned} a_0 \cdot N + a_1 \cdot \sum_{n=1}^N X_{1n} &= \sum_{n=1}^N Y_{1n} \\ a_0 \cdot \sum_{n=1}^N X_{1n} + a_1 \cdot \sum_{n=1}^N X_{1n}^2 &= \sum_{n=1}^N X_{1n} \cdot Y_{1n} \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde o somatório é sobre N valores. A solução para os coeficientes é dada a seguir:

$$\begin{aligned}
 D &= N \sum_{n=1}^N X_{1n}^2 - (\sum_{n=1}^N X_{1n})^2 \\
 a_0 &= (\sum_{n=1}^N Y_{1n} \cdot \sum_{n=1}^N X_{1n}^2 - \sum_{n=1}^N X_{1n} \cdot \sum_{n=1}^N X_{1n} \cdot Y_{1n}) / D \\
 a_1 &= (N \cdot \sum_{n=1}^N Y_{1n} X_{1n} - \sum_{n=1}^N X_{1n} \cdot \sum_{n=1}^N Y_{1n}) / D
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

A sensibilidade estática é a inclinação da reta a_1 e a_0 é o offset (saída para entrada nula). A figura 3.2 (a) mostra um exemplo de ajuste de um modelo linear, do tipo da equação 3.2, a um conjunto de pontos. Os pontos estão aparentemente espalhados randomicamente em torno da reta indicando que o sensor que está sendo modelado é realmente linear. A distância vertical entre um ponto Y_{1n} e a reta é $(\hat{Y}_{1n} - Y_{1n})$. Quando o sensor é não linear, como mostrado nas figuras 3.2 (b) e 3.2 (c), existem as opções de se ajustar um modelo linear, gráfico (b), ou um modelo não linear, gráfico (c). Um modelo não linear pode apresentar algumas dificuldades, especialmente quando o sistema de medição não inclui um computador, mas a vantagem é que os erros resultantes de desvios em relação ao modelo são menores no gráfico (c) que no gráfico (b). Este último apresenta duas linhas de ajuste, uma reta (contínua) e um curva de segunda ordem (tracejada). Se os pontos estão espalhados randomicamente em torno da linha tracejada, então um modelo de segunda ordem é mais adequado. Se, por alguma razão, o modelo de primeira ordem for usado, o erro total conteria uma componente devida à não linearidade do sensor, que é a diferença entre a linha contínua e a tracejada.

O próximo passo é determinar a equação de calibração, outro polinômio, do tipo:

$$X_1 = c_0 + c_1 \cdot Y_1 + c_2 \cdot Y_1^2 + c_3 \cdot Y_1^3 + \dots \tag{3.5}$$

cujas forma linear é:

$$X_1 = c_0 + c_1 \cdot Y_1 \tag{3.6}$$

onde o valor X_1 é a melhor estimativa da verdadeira e desconhecida entrada X_i . Os coeficientes (c) podem ser obtidos dos coeficientes (a) por:

$$\begin{aligned}
 c_0 &= -a_0 / a_1 \\
 c_1 &= 1 / a_1
 \end{aligned}$$

As unidades de X_1 são as mesmas de X_i . Nós podemos nos referir à saída do sensor tanto como Y_1 , se estamos pensando na saída direta do sensor, como X_1 , se desejamos considerar a saída após a aplicação da equação 2.6. O índice (1) é usado para designar a saída do sensor. A saída de elementos subsequentes na cadeia do sistema de medição descrito no capítulo 1 seriam designados X_2 , X_3 , etc.

Bias, Imprecisão e Inexatidão:

A saída calibrada para cada medida,

$$X_1 = c_0 + c_1 \cdot Y_1$$

pode ser calculada e o erro do instrumento pode ser definido como:

$$e_n = X_{1n} - X_{in} \tag{3.7}$$

Note que o erro é sempre definido como o valor observado menos o valor verdadeiro. Obviamente, nós nunca sabemos o valor verdadeiro, mas com instrumentação de referência precisa, podemos conhecer a entrada com exatidão maior que aquela fornecida pelo sensor que está sendo calibrado. Erros de instrumentos são frequentemente modelados com uma distribuição gaussiana, mostrada na figura 3.3. O gráfico superior mostra um exemplo de um sinal, tal como o erro residual, com uma distribuição gaussiana e um desvio padrão de 1. Observe que alguns pontos excedem 3 vezes o desvio padrão e, se bastantes pontos forem registrados, alguns pontos excederão 4 vezes o desvio padrão. A distribuição da população de onde o sinal é obtido é mostrada no gráfico inferior. A linha vertical indica a média. A linha horizontal mostra o alcance da distribuição, chamado desvio padrão. Se o modelo é apropriado, a média e o desvio padrão dos erros é dada por:

$$\bar{e} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e_n \quad e \quad S_e = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (e_n - \bar{e})^2} \tag{3.8}$$

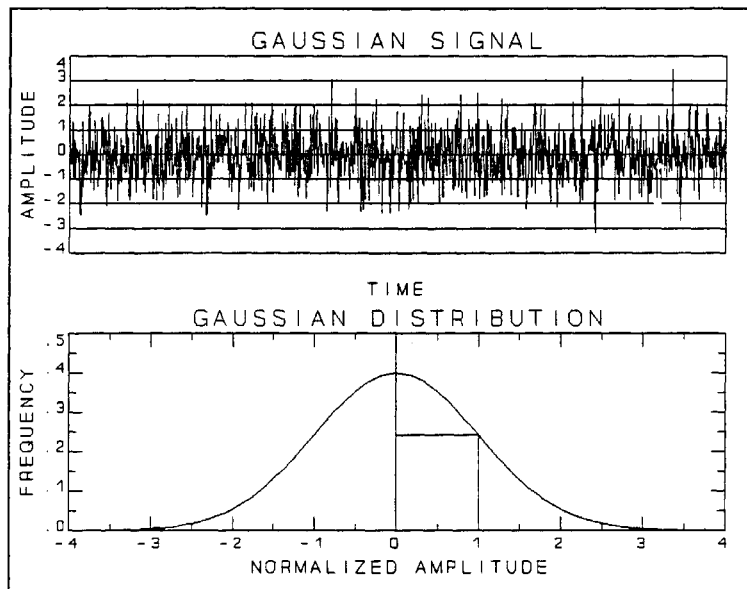


Figura 3.3: Exemplo de um sinal com distribuição gaussiana no gráfico superior e sua correspondente distribuição no gráfico inferior. A amplitude normalizada é $(x - \mu) / \sigma$.

Após a calibração, o erro médio deve ser zero. O desvio padrão é uma medida da dispersão e, se a distribuição dos erros é gaussiana, 95% dos erros estarão entre dois desvios-padrão de distância da média. Assim, podemos definir:

$$\text{Bias} = \bar{e}$$

$$\text{Imprecisão} = 2 S_e$$

$$\text{Inexatidão} = \text{Bias} \pm \text{Imprecisão} = \bar{e} \pm 2 S_e$$

A imprecisão ou incerteza é uma medida do ruído ou espalhamento da medição e o bias é o erro sistemático. O propósito da calibração estática é remover o bias e numericamente definir a imprecisão. Entretanto, o bias pode ainda estar presente em um instrumento se ele sofreu alguma deriva desde a última calibração. A deriva é a lenta variação dos parâmetros de um instrumento com o tempo. Muitos sensores estão sujeitos a alguma deriva. Outra fonte de inexatidão são as entradas secundárias, quando não há compensação adequada.

A figura 3.4 mostra vários exemplos de sensores com bias e imprecisão. Cada gráfico mostra uma série temporal de dados onde a entrada é o valor constante indicado pela linha contínua no meio do gráfico. No gráfico (a), o bias é evidentemente zero, mas a imprecisão é grande. No gráfico (b), a imprecisão é muito menor, mas existe um bias significativo. O gráfico (c) mostra um sensor melhor. Ele não apresenta bias e a imprecisão é pequena. O sensor deste gráfico é o que tem menor inexatidão.

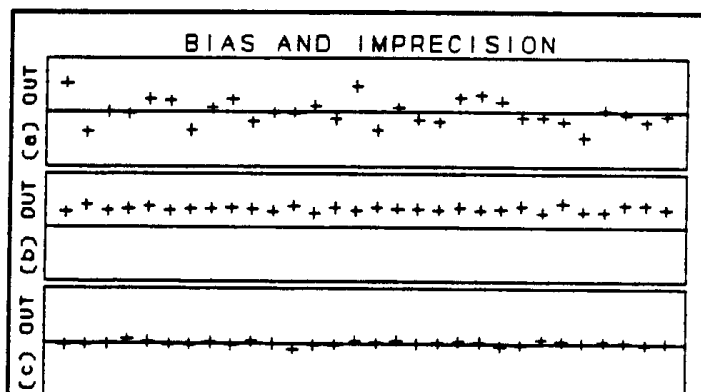


Figura 3.4: Viés e imprecisão em um sensor. O sensor do gráfico (a) não apresenta viés mas é impreciso. O sensor do gráfico (b) é mais preciso, (b) mas tem um viés significativo. O sensor do gráfico (c) tem viés nulo (c) e muito pouca imprecisão

Observe que as definições acima não são universalmente aplicadas. Existe uma considerável variação no uso comum dos termos, especialmente exatidão e resolução. É comum declarar a exatidão de um instrumento como um pequeno valor quando claramente o que isto significa é que a inexatidão é pequena. Frequentemente a definição precisa de inexatidão, ou exatidão, não é indicada.

3.3 Exemplo de Calibração Estática

Um sensor de pressão deve ser calibrado na faixa de 80 a 110 kPa. Para simplificar o exemplo, nós assumimos que não há sensibilidade à temperatura. As primeiras duas colunas na tabela 3.1 mostram a entrada X_i em kPa, obtida usando-se um sensor mais exato, e a saída direta Y_1 do sensor em volts. Os dados nas duas colunas restantes são derivados de sucessivos cálculos, como mostrado após a tabela.

Entrada	Saída Direta	Saída Calibrada	Erro
X_i (kPa)	Y_1 (V)	X_1 (kPa)	E (Pa)
80,000	3,0033	80,038	38
82,500	3,4949	82,495	-5
85,000	3,9882	84,961	-39
87,500	4,4937	87,487	-13
90,000	5,0049	90,042	42
92,500	5,5004	92,518	18
95,000	6,0055	95,042	42
97,500	6,4839	97,433	-67
100,000	6,9801	99,913	-87
102,500	7,5008	102,515	15
105,000	7,9971	104,995	-5
107,500	8,5061	107,539	39
110,000	9,0029	110,022	22

Tabela 3.1: Dados de calibração para um sensor de pressão

O primeiro passo é aplicar o modelo linear mostrado na equação 3.2 e resolvê-lo para encontrar os coeficientes pelo método dos mínimos quadrados, equação 3.4. O resultado é:

$$a_0 = -13,01221 \text{ V} \quad a_1 = -0,2000976 \text{ V / kPa}$$

A sensibilidade estática é a_1 . O próximo passo é encontrar os coeficientes c_0 e c_1 da equação de calibração:

$$c_0 = -a_0 / a_1 = 65,02931 \text{ kPa}$$

$$c_1 = 1 / a_1 = 4,997562 \text{ kPa/V}$$

Agora podemos usar a equação de calibração $X_1 = c_0 + c_1 Y_1$ para calcular os valores da coluna 3 da tabela 3.1 e então encontrar os erros residuais $X_1 - X_i$ da coluna 4. O erro médio é nulo e o desvio padrão dos erros é 42 Pa.

O viés também é nulo e a imprecisão é igual a 84 Pa. Se a saída do sensor indicasse 104,544 kPa, nós poderíamos estimar que o valor ‘verdadeiro’ da variável medida está entre 104,460 e 104,628 kPa. Não existe justificativa para expressar a saída com seis algarismos significativos visto que existe uma incerteza já no quarto algarismo. Seria mais apropriado expressar a saída, neste caso, como 104,5 kPa. Nós podemos usar a sensibilidade estática, 0,2000976 V/kPa, para converter a imprecisão de 84 Pa com respeito à saída calibrada para 17 mV com respeito à saída direta do sensor. Isto indica que nós só precisamos medir a saída direta do sensor até 10 mV e mostra que os últimos dois algarismos na coluna 2 da tabela 3.1 não são significativos.

3.3 Situações Significativas

Se um termômetro tem uma imprecisão igual a 0,12 K, então uma observação ou leitura de 273,781 K poderia ser expressa como $273,781 \pm 0,12$ K. Entretanto, os últimos dois algarismos da leitura não são significativos já que o valor correto é estimado entre 273,661 K e 273,901 K. O resultado deveria ser então arredondado para quatro algarismos significativos e registrado como $273,8 \pm 0,1$ K. Se a imprecisão do sensor é desconhecida, poderia-se estimá-la para os registros com algum conhecimento do sensor. Por exemplo, se um termômetro tem uma escala com marcações de 0,5 graus, o observador poderia fazer uma interpolação até 0,1 graus, mas nunca até 0,01 graus. O resultado então seria registrado com imprecisão de $\pm 0,1$ graus. Observe que a média de muitas leituras também seria registrada com a mesma imprecisão.

Quando calculadoras de mão ou computadores são usados, alguns resultados intermediários dos cálculos são armazenados com a precisão do computador, mas o usuário controla o número de algarismos mostrados na saída. Não confunda a precisão do computador com a precisão do instrumento. Em geral, operações matemáticas não melhoram a precisão do resultado, mas podem ser pioradas se os resultados intermediários forem manipulados sem cuidado. Por exemplo, durante o cálculo dos coeficientes pelo método dos mínimos quadrados (equação 3.4), ou da média e desvio padrão (equação 3.7), é essencial evitar arredondamento ou truncamento dos somatórios. Muitos computadores usam seis algarismos significativos em aritmética de ponto flutuante, o que usualmente é necessário, mas há casos em que o uso de seis algarismos significativos é inadequado. Quando grandes quantidades de dados, da ordem de 1000 pontos, são processadas, pode ser necessário usar precisão dupla. Quando utilizar uma calculadora de mão, sempre armazene resultados intermediários, especialmente somatórios, na precisão máxima da máquina e arredonde apenas o resultado final para a precisão apropriada.

Capítulo 4

Termometria

A medida da temperatura do ar próximo da superfície da terra é facilitada pela vasta gama de sensores de temperatura, que são apoiados por módulos eletrônicos prontamente disponíveis. A acurácia não é limitada pela tecnologia, mas por nossa habilidade tanto em usá-la como em proporcionar um acoplamento adequado com a atmosfera.

As escalas de temperatura preferidas são a Celsius e a Kelvin. A escala Fahrenheit é ainda usada pelo público nos EUA. Alguns pontos de referência de temperatura comuns são mostrados na tabela 4.1.

Tabela 4.1- Listagem de várias temperaturas de referência em várias escalas. É assumida para o gelo a pressão de 1013.25hPa e uma pressão de vapor de 6.106 hPa para o ponto triplo da água.

Escala	Símbolo	gelo	Ponto triplo	Vapor
Termodinâmica	K	273.15	273.16	373.15
Celsius	° C	0.00	0.01	100.00
Fahrenheit	° F	32.00	32.01	212.00

Sensores para medição de temperatura podem ser distinguidos de acordo com o princípio físico: expansão térmica, efeito termo-elétrico, resistência elétrica e alguns outros.

4.1 Expansão Térmica

A expansão térmica é explorada como sensor de temperatura (elemento sensível) pelo uso de uma tira bimetálica e do termômetro do tipo líquido-em-vidro. Em ambos os casos, a diferença entre os coeficientes de expansão dos dois materiais é utilizada. Alguns coeficientes lineares e volumétricos estão listados na tabela 4.2. A expansão linear é dada por $\Delta L = \alpha L_0 \Delta T$, sendo α o coeficiente de expansão linear e L o comprimento do material. A expansão volumétrica é dada por $\Delta V = \beta V_0 \Delta T$, sendo β o coeficiente de expansão volumétrica.

Material (K ⁻¹).	Expansão Linear, α (K ⁻¹)	Expansão Volumétrica, β
Alumínio	2.4×10^{-5}	7.2×10^{-5}
Bronze	2.0×10^{-5}	6.0×10^{-5}
Cobre	1.7×10^{-5}	5.1×10^{-5}
Vidro	$0.4 \text{ a } 0.9 \times 10^{-5}$	$1.2 \text{ a } 2.7 \times 10^{-5}$
Aço	1.2×10^{-5}	3.6×10^{-5}
Invar	0.09×10^{-5}	0.27×10^{-5}
Quartzo	0.04×10^{-5}	0.12×10^{-5}
Etanol		75×10^{-5}
Dissulfeto de Carbono		115×10^{-5}
Glicerina		49×10^{-5}
Mercúrio		18×10^{-5}

4.1.1 Tira Bimetálica

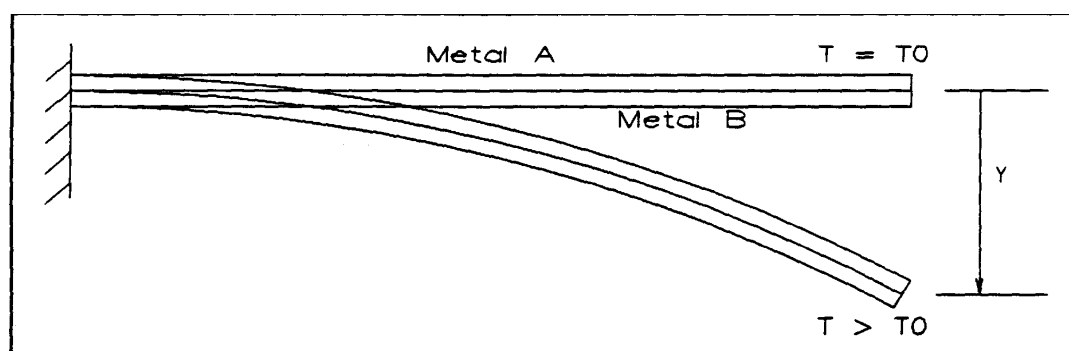


Fig. 4.1 Uma tira bimetálica: uma extremidade fica fixa enquanto a outra fica livre para defletir-se com as variações de temperatura a partir da temperatura a qual a tira foi formada.

Uma tira bimetálica é um par de metais com coeficientes de expansão térmica diferentes, unidas por meio de solda. Enquanto mantidas à temperatura de referência, a temperatura na qual a soldagem ocorreu, a tira mantém sua forma original. Quando a temperatura muda, a tira dobra em um arco circular devido à expansão diferencial dos dois componentes da mesma, como mostrado na Fig. 4.1 onde uma extremidade é mantida em uma posição fixa.

A deflexão da extremidade livre da tira é determinada por:

$$y = \frac{K\Delta TL^2}{t}$$

onde K é uma constante que é função das características dos dois metais, ΔT é a temperatura ambiente menos a temperatura de formação de tira T_0 , L é o comprimento da tira e t é sua espessura.

4.1.2 Termômetro tipo líquido-em-vidro

Um termômetro (líquido-em-vidro) é um tubo de vidro com um bulbo no final, cheio com um líquido e uma escala fixa ou gravada no tubo de vidro, como o tubo mostrado na Fig. 4.2. O líquido normalmente é mercúrio ou álcool. O mercúrio só

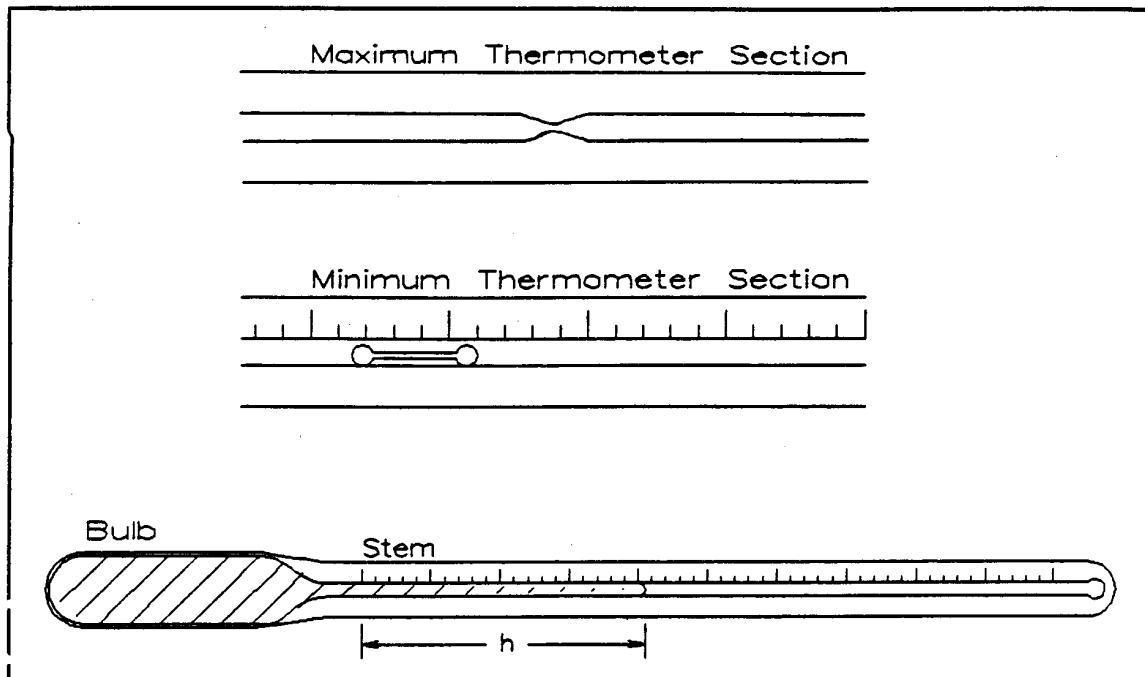


Fig. 4.2 Um termômetro de vidro que mostrando o bulbo e a coluna e indicando altura da coluna de álcool (h). Acima, detalhes de um termômetro de máxima (estrangulamento) e de mínima (alteres).

pode ser usado acima de $-39\text{ }^{\circ}\text{C}$, seu ponto congelamento, enquanto álcool pode ser usado desde $-62\text{ }^{\circ}\text{C}$. Um dos modos de classificar estes termômetros é pela imersão requerida. Os tipos de imersão são: parcial, total e completa. Um termômetro de imersão parcial deve ser colocado em banho líquido (água ou óleo) até que o bulbo e uma pequena porção da haste, indicada por uma linha de imersão, fiquem submersos. Para um termômetro de imersão total, o bulbo e a porção da haste que contém o fluido termométrico devem ser submersos. Os dois tipos de termômetros podem ser usados para calibrar outros sensores. Em um termômetro de imersão completa, o bulbo e toda a haste são submersos. Este tipo é usado para medida de temperatura de ar.

Dois termômetros de vidro especiais são usados para medir a temperatura mínima e a máxima. O termômetro de mínimo usa álcool com um "alteres" na haste (veja os detalhes na Fig. 4.2). O termômetro é montado horizontalmente; o álcool flui ao redor do alteres quando a temperatura aumenta, deixando-o em uma posição fixa. Quando a temperatura diminui, o álcool passa e arrasta consigo o alteres até que ele indique

a temperatura mínima. A força devida à fricção do alteres ao longo da haste deve ser menor que a força exigida para penetrar a tensão superficial do álcool.

O termômetro de máxima usa mercúrio e tem uma constrição na haste como mostrado em detalhe na fig. 4.2. O bulbo é montado ligeiramente mais alto que o resto da coluna, e com os aumentos de temperatura, o volume de mercúrio no bulbo aumenta e o mercúrio é forçado a passar na constrição.

Quando a temperatura diminui, a coluna quebra no estrangulamento. A coluna restante acima do estrangulamento indica a temperatura máxima. Este tipo de termômetro pode ser "zerado" por um impulso forte, mas cuidadoso, forçando todo o mercúrio a ir para baixo da constrição.

Com os aumentos de temperatura, o fluido de termométrico e o vidro se expandem:

$$\Delta V_d = V_0 \beta_d \Delta T = \pi r^2 \Delta h \quad (4.2)$$

onde β_d = é o coeficiente diferencial de expansão volumétrica, $V_d = V_0$ quando $\Delta T = 0$, r = o raio do capilar e Δh = mudança de altura da coluna. Quando o fluido termométrico é o mercúrio, $\beta_d = 1.6 \times 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Considere um termômetro com um volume de bulbo de 150 mm^3 e um tubo capilar de 15 cm de comprimento e 0.1 mm de diâmetro. Então o volume capilar total é 1.18 mm^3 . A expansão do fluido no vaso capilar é freqüentemente ignorada, uma vez que o volume é pequeno comparado ao do bulbo. Porém, para medidas precisas, ele não pode ser ignorado porque termômetros de acurácia são designados para imersão parcial, completa ou total.

A sensibilidade estática de um termômetro de vidro é:

$$S = \frac{dh}{dT} = \frac{V_0 \beta_d}{\pi r^2} \quad (4.2)$$

Assumindo que o raio do capilar (r) é constante. A sensibilidade de um termômetro líquido-em-vidro pode ser aumentada, aumentando-se o volume do bulbo e diminuindo-se o raio do capilar.

4.2 Sensores termoelétricos

Um termopar é formado pela junção de dois metais dissimilares. Dependendo dos metais selecionados uma FEM (força eletromotriz) é produzida pela junção. Termopares cobrem um grande intervalo de temperatura útil, são robustos, confiáveis, baratos e podem ter resposta rápida. A desvantagem principal dos termopares é a baixa saída, na ordem de $40 \text{ } \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, uma ligeira não linearidade, e a necessidade de calibração. Uma configuração comum de um termopar é mostrada na Fig. 4.3, incluem duas junções e um amplificador. A junção 1 está à temperatura T_1 , que é a temperatura medida, e a junção 2, chamada de junção de referência, é mantida a uma temperatura constante, T_2 . O metal "A" é usado da junção 1 ao amplificador e da junção 2 ao amplificador. O metal "B" é usado entre as junções 1 e 2. Se o metal "A" é cobre e o metal "B" é constantan (que é uma liga cobre-níquel), o

par de junções é chamado de termopar de cobre-constantan. Alguns tipos de termopar de uso comum são listado na tabela 4.3.

Tabela 4.3 Alguns tipos comuns de termopar

Tipo	Metal
T	Cobre vs. Constantan
J	Aço vs. Constantan
E	Níquel (10% de Cromo) vs. Constantan
K	Níquel (10% de Cromo) vs. Níquel (5% de Alumínio e Silício)

Na Fig. 4.3 é mostrado o uso de um amplificador para aumentar a pequena diferença de voltagem para um nível mais útil: $V_3 = G(E_1 - E_2)$.

A FEM produzida pelas duas junções na Fig. 4.3, chamada efeito de "Seebeck", é $\Delta E = E_1 - E_2$ e só aparecerá se nenhuma corrente for permitida fluir no circuito. O amplificador deve ter uma impedância muito alta. Se uma corrente fluísse pelo circuito, então uma junção seria aquecida e a outra esfriada. Este é chamado de efeito "Peltier". Este efeito é usado em algumas bombas de calor onde uma corrente é forçada a passar por uma termopilha (uma série de junções de termopar). O efeito Peltier é usado no higrômetro de espelho resfriado para aquecer e resfriar o espelho.

Há algumas "leis de comportamento do termopar" usadas na construção do circuito de termopar usadas prática a exemplo da regra do polegar. Estas leis são discutidas com referência à Fig. 4.3.

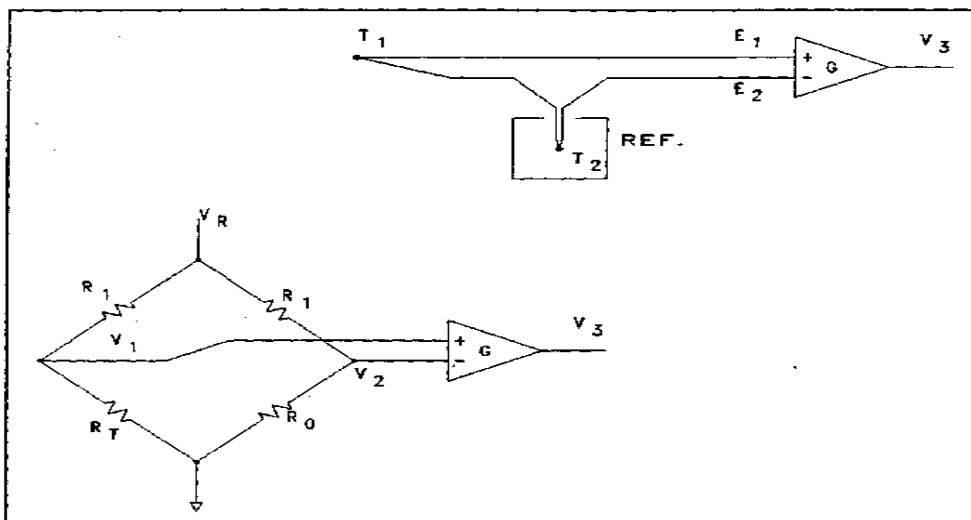


Fig. 4.3 – Um circuito ponte DTR com um amplificador é mostrado no canto inferior esquerdo e um sistema de medição de temperatura com termopar, no canto direito superior.

Lei #1. A FEM térmica de um termopar é inalterada pelas temperaturas do circuito se os dois metais usados são homogêneos. Assim, pode-se usar fios feitos dos metais com os quais o termopar foi construído.

Lei #2. Se um terceiro metal ou é inserido entre "A" ou "B" e se as duas novas junções estão à mesma temperatura, nenhuma FEM efetiva será gerada pelo terceiro metal. Isto significa que um voltímetro real (ou amplificador) pode ser usado. Os terminais do voltímetro são normalmente de um terceiro metal e podem ser ligados à mesma temperatura.

Lei #3. Se um metal C é inserido em um das junções de AB, então nenhuma FEM líquida é gerada ao longo das junções AC e BC, que estão à mesma temperatura. Isto significa que os dois fios ou uma junção podem ser soldados (entre si) e a presença do terceiro metal (solda) não afetará a FEM.

Lei #4. Se a FEM térmica dos metais A e C é ΔE_{ac} , e da junção B e C é ΔE_{bc} , então, para os metais A e B, a FEM será $\Delta E_{ac} + \Delta E_{bc}$. Isto é, não é necessário calibrar todos os possíveis pares de metais, mas apenas cada um deles contra um padrão para se construir uma tabela de FEM de um termopar.

Lei #5. Se um termopar produz uma FEM E_a quando as temperaturas de junção são T_1 , e T_2 , e E_b quando as temperaturas são T_2 e T_3 , será produzida a FEM $E_a + E_b$ para temperaturas de junção T_1 e T_3 . Até mesmo tabelas padrões ou equações podem ser usadas, se a junção de referência não está a 0°C .

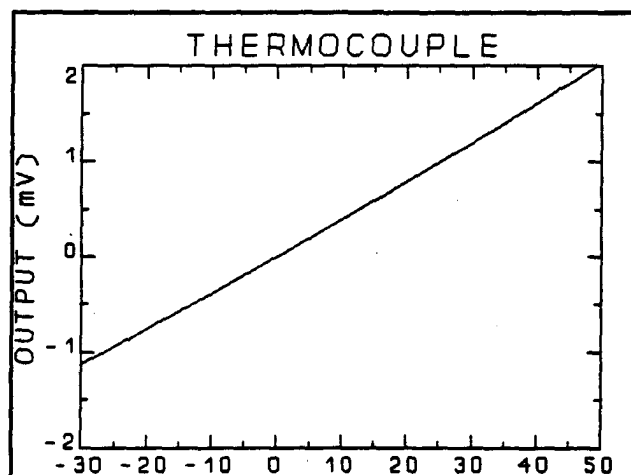


Fig. 4.4 Saída de um termopar de cobre-constantan com um amplificador.

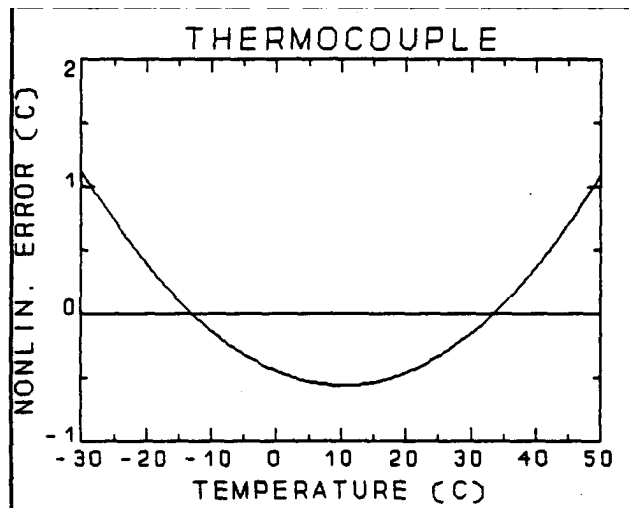


Fig. 4.5 Não linearidade de um termopar de cobre-constantan.

Um termopar é inerentemente um sensor diferencial de temperatura; mede a diferença de temperatura entre as duas junções. Só podem ser feitas medidas de temperatura absolutas se uma das junções é mantida a uma temperatura conhecida ou se é usada uma junção de referência eletrônica. Uma junção de referência eletrônica é um dispositivo que injeta uma corrente para fazer parecer que a junção está sendo mantida a uma temperatura conhecida. A junção de referência pode ser mantida no gelo ou em um forno. A discussão seguinte assume que a junção de referência fica a 0°C por um banho de gelo ou por uma referência eletrônica.

A equação de transferência para o termopar é:

$$\Delta E = (a + b\Delta T)\Delta T \quad (4.4)$$

onde $a = 38.63 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ e $b = 0.0413 \mu\text{V}/^\circ\text{C}^2$ para cobre-constantan. A FEM ΔE é dada em μV .

Se o intervalo do mesurando for de -30 a 50 °C, então a saída do sensor, ΔE , é determinada na segunda coluna da tabela 4.4. É difícil comparar sensores de temperatura com tipos diferentes de saídas, por exemplo, volts e resistência, no entanto, podemos forçá-los a um padrão, requerendo que a entrada do sensor tenha um intervalo comum (-30 a 50 °C) e que as saídas do mesmo sejam equilibradas com as exigências de entrada de um conversor analógico digital (CDA) que tem um intervalo de entrada de -5 a 5V.

Selecionando um amplificador com ganho G tal que a saída amplificada seja de 5 V quando a temperatura for 50 °C e zero Volts para 0 °C. Podemos ver na tabela abaixo que quando $T = 50 \text{ }^\circ\text{C}$, $\Delta E = 2035 \mu\text{V}$, assim nós precisaremos de um ganho de $5/(2035 \times 10^{-6}) = 2457$. A saída do amplificador será dada na última coluna da tabela 4.4 e a saída é plotada no intervalo dado na Fig. 4.4. A leve não linearidade do termopar é mostrada na Fig. 4.5.

Tabela 4.4 Saída de um termopar cobre-constantan quando a junção de referência é mantida a 0 °C		
T (°C)	$\Delta E = E_1 - E_2$ (μV)	V_3 (V)
-30	-1122	-2.756
-20	-756	-1.858
-10	-382	-0.939
0	0	0.000
10	390	0.959
20	789	1.939
30	1196	2.939
40	1611	3.959
50	2035	4.999

4.3 Sensores de Resistência Elétrica

Um sensor de resistência elétrica é aquele no qual a resistência varia como uma função da temperatura. Sensores condutivos são normalmente chamados de detectores de resistência de temperatura “DTR” (RTD em inglês). As outras formas de sensores de resistência incluem-se na classe de semicondutores e são chamados termistores.

4.3.1 Detectores de resistência de temperatura

Platina é comumente usada para termômetros de resistência de acurácia porque é estável, resiste a corrosão, é facilmente trabalhável, tem um ponto fusão alto, e pode ser obtida com um alto grau de pureza. Tem uma relação resistência temperatura simples e estável. Porém platina é sensível à tração. Ao se dobrar o sensor, pode-se mudar a sua resistência. A resistência de um sensor de platina é determinada por

$$R_T = R_0(1 + aT + bT^2) \quad (4.5)$$

com acurácia suficiente para o intervalo de temperatura meteorológico (de -30 até 50°C), em que R_0 = resistência a 0°C, R_T = resistência do sensor à temperatura T, em °C. Os valores dos coeficientes dependem da pureza da platina; o coeficiente a normalmente é 0.00385 ou 0.00392 °C⁻¹. Neste texto, a = 0.00385 °C⁻¹ e b = -5.85 x 10⁻⁷ °C⁻². Na Fig. 4.6, mostra-se o gráfico de transferência para um DTR com R_0 = 500 Ω .

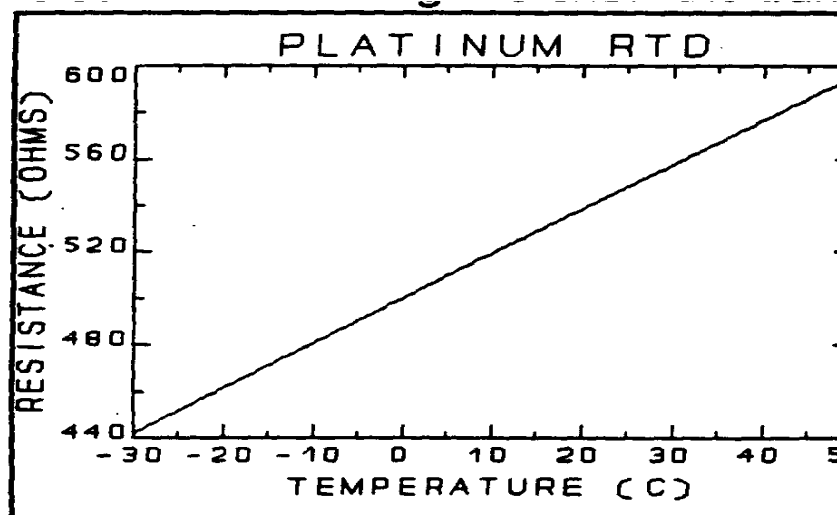


Fig. 4.6 Resistência de um DTR de platina de 500Ω como uma função da temperatura.

Nesta figura, $a = 0.00385\text{C}^{-1}$ e $b = -5.85 \times 10^{-7} \text{C}^{-2}$. Desde que a resistência do DTR seja bastante baixa e a mudança com temperatura pequena, um circuito de ponte normalmente é usado, como mostrado na Fig. 4.3. Ele converte efetivamente resistência para voltagem e pode ser amplificado a um nível razoável usando um amplificador de instrumentação. Os outros três resistores na ponte iguais a R_0 (use $R_1 = R_0$); isso faria a saída da ponte ser $V_3 = 0$ Volts quando $T = 0^\circ\text{C}$, além de maximizar a sensibilidade da ponte (ver Prob. 6). Neste caso, a saída do amplificador é determinada por:

$$V_3 = GV_R \left[\frac{R_T}{R_T + R_0} - \frac{1}{2} \right] \quad (4.6)$$

onde o ganho de amplificador, G , e a voltagem de referência, V_R , são constantes a determinar.

Para maximizar a sensibilidade, S ,

$$S = \frac{dV_3}{dT} \approx \frac{GV_R R_0^2 a}{(R_T + R_0)^2} \quad (4.7)$$

precisamos fazer G e V_R grandes, de modo que essas sejam as únicas variáveis necessárias após a escolha do DTR.

Outra diretriz é o imperativo controle do auto-aquecimento do sensor devido ao fluxo de corrente pelo DTR. A potência dissipada no R_T é determinada por:

$$P_D = I^2 R_T = \frac{V_R^2 R_T}{(R_T + R_0)^2} \approx \frac{V_R^2}{4R_0} \quad (4.8)$$

Cada DTR tem uma especificação de auto-aquecimento que é o erro de temperatura tolerável, T_ϵ , dividido por P_D . Isto fixa o limite superior de V_R e então o ganho, G , pode ser selecionado para prover um nível de sinal adequado para o próximo bloco no sistema de medida. Em um sistema de medida modelo o conversor analógico

digital tem vários limites para o range de voltagem de entrada. Se o DTR selecionado tem uma especificação de auto-aquecimento de $5.9\text{mW}/^\circ\text{C}$ no fluxo de ar de $1\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ e se nós estamos dispostos tolerar um erro máximo de 0.1°C devido ao auto-aquecimento, então, o valor de V_R pode ser obtido da equação 4.8. Para simplificar a análise, suponha a temperatura $T=0^\circ\text{C}$, desde que a potência dissipada não varie muito acima do intervalo de temperatura. Então $P_D(0) = [V_R^2/(4R_0)]$, que deve ser menor que $5.9 \times 10^{-4}\text{ W}$. Usando $R_0 = 500\Omega$, então V_R deve ser menor que 1.09V (escolher $V_R = 1.00\text{V}$).

Se o intervalo do mesurando é de -30 até 50°C , a saída máxima do amplificador é obtida em 50°C . Se o próximo dispositivo no sistema de medida, depois do amplificador, é um conversor analógico-digital com um intervalo de entrada de voltagem de -5.00 a 5.00 V , então nós queremos fixar G tal que $V_3(50^\circ\text{C}) = 5.00$ volts. Disto se obtém $G = 114$. São listados os valores de R_T e V_3 na Tabela 4.5. A ponte e a voltagem de saída do amplificador são mostradas na Fig. 4.8 e a não linearidade residual (devido quase totalmente ao circuito ponte) é mostrada na Fig. 4.8.

Tabela 4.5 Resistência de um DTR de platina selecionado e voltagem de saída de uma ponte e combinação de amplificador com $V_R=1.00\text{ V}$ e $G = 114$.

T ($^\circ\text{C}$)	R_T	$V_3(\text{V})$
-30	442.0	-3.510
0	500.0	0
30	557.5	3.099
50	595.5	4.970

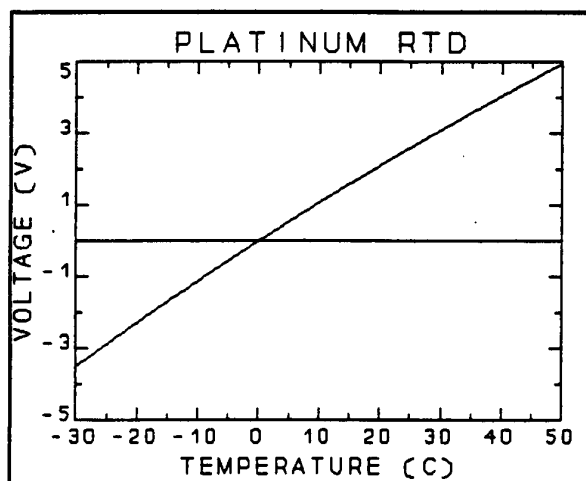


Fig. 4.7 Saída de voltagem de uma platina DTR em um circuito de ponte com um amplificador. Esta figura corresponde a Tabela 4.4.

O cobre tem um coeficiente de resistividade mais baixo que platina (não desprezível), portanto, longos fios condutores do sensor até a ponte irão afetar a precisão do circuito. Se longos fios condutores devem ser usados, usa-se de três a

quatro fios no circuito (do sensor até a ponte), isso reduz ou elimina o efeito do coeficiente de temperatura do fio de cobre.

Os circuitos mostrados não são necessariamente os melhores circuitos em qualquer sensor, mas servem sós para ilustrar um possível modo de se usar um DTR. A não linearidade residual é significativa e não pode ser ignorada. Quando um microprocessador é usado no instrumento de medição, a não linearidade da ponte pode ser corrigida facilmente. Note que a calibração do circuito de DTR é uma função do resistor (R_0), da voltagem de referência (V_R) e do ganho do amplificador (G). Se eles forem alterados devido à deriva, mudança na sensibilidade da temperatura ou na sensibilidade da voltagem de entrada, a calibração será afetada. Um microprocessador pode ser usado para controlar estes efeitos com um pequeno circuito adicional como mostrado na Fig. 4.9.

Neste circuito, R_0 , R_L e R_H são resistores especiais de baixos coeficientes de temperatura. R_L e R_H são selecionados para serem iguais a R_T nos limites inferior e superior respectivamente, do intervalo de temperatura. Neste caso um microprocessador controla o "multiplexador" (MUX); para selecionar o sinal de uma das três possíveis entradas. O sinal selecionado alimenta o amplificador e o conversor analógico para digital (CDA) e a saída de conversor é lida pelo microprocessador. O microprocessador seleciona, por sua vez, $N = T, L, e H$ que fazem o MUX trocar o sinal das pernas adjacentes da ponte para R_T, R_L e R_H para o amplificador cuja saída $V_N = V_T, V_L$ ou V_H . Y_N é a representação digital do sinal analógico V_N , tal que $Y_N = G_A V_N$ onde o "ganho" G_A representa o multiplicador efetivo do CDA. Então:

$$Y_N = G_A G V_R \left[\frac{R_N}{R_N + R_0} - \frac{1}{2} \right] \quad (4.9)$$

e o microprocessador pode executar a operação

$$N = \frac{Y_T - Y_L}{Y_H - Y_L} \quad (4.10)$$

onde N é a normalização dos valores brutos. Isto cancela efetivamente os dois ganhos e a voltagem de referência. Também removerá qualquer viés ou "off-set" inserido pelo amplificador ou pelo CDA. O microprocessador pode aplicar a equação de calibração

$$T_5 = c_0 + c_1 N + c_2 N^2 + \dots \quad (4.11)$$

onde T_5 é a estimativa do mesurando baseado no sinal do quinto elemento, o microprocessador, do sistema de medida. Podem ser incorporados sensores de temperatura adicionais neste esquema somando-se mais pernas à ponte. Veja Pike, Brock e Semmer (1983) para um exemplo de ponte de cinco pernas com dois sensores de temperatura.

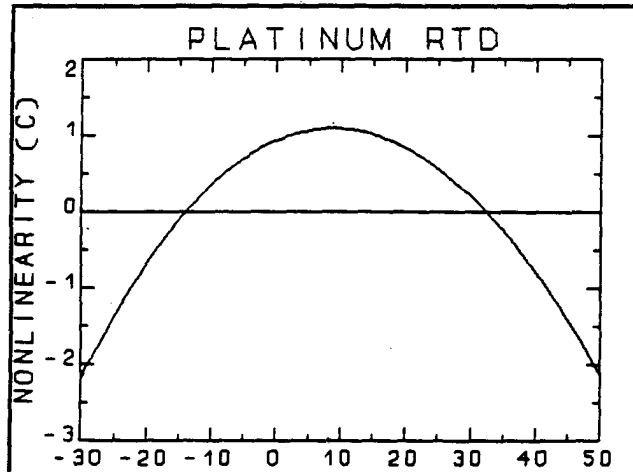


Fig. 4.8 Não linearidade residual de um DTR de platina em um circuito de ponte.

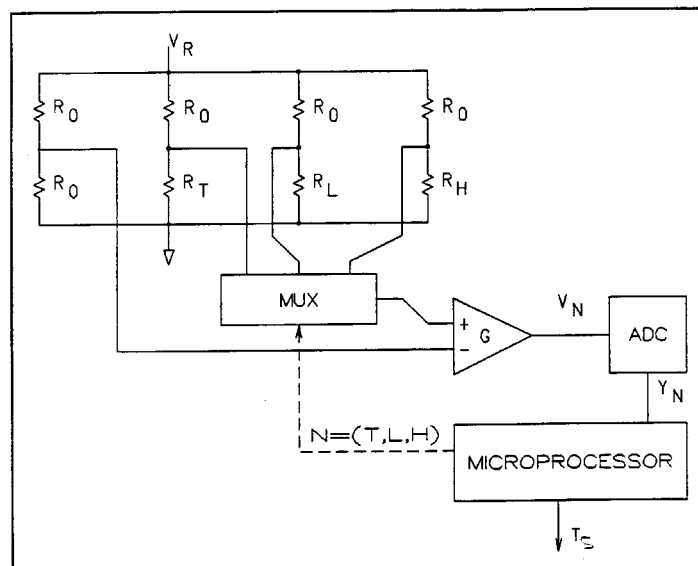


Fig. 4.9 Um circuito de ponte de múltiplas pernas que, junto com um microprocessador, será insensível a mudanças pequenas na voltagem de referência ou no ganho do amplificador.

4.3.2 Termistor

Termistores são semicondutores sensíveis de temperatura (óxidos tipicamente metálicos). Eles são caracterizados por uma grande e totalmente não linear sensibilidade de temperatura. A maioria dos termistores tem uma inclinação da temperatura negativa, mas alguns têm uma inclinação positiva. Uma forma da equação de transferência é:

$$R_T = \exp\left(a_0 + \frac{a_1}{T} + \frac{a_2}{T^2}\right) \quad (4.12)$$

com T em Kelvins. Coeficientes para dois termistores são listados na Tabela 4.5 e alguns valores de resistência para estes termistores são listados na Tabela 4.6.

Tabela 4.5 Coeficientes para dois termistores

Termistor	a_0	a_1	a_2
#1	-5.4019	4356.9	-1.3567×10^7
#2	-4.0103	4493.4	-1.9934×10^7

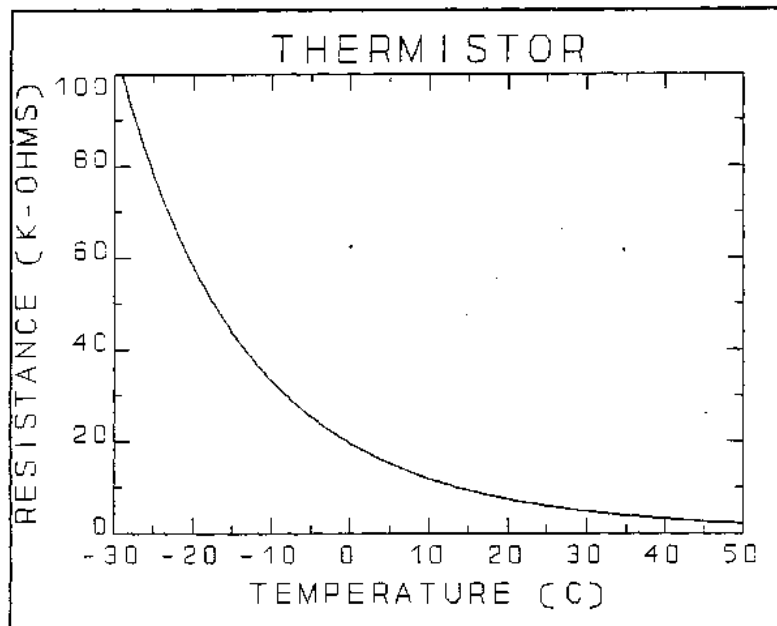


Fig. 4.10 Resistência do termistor #1 vs. temperatura.

A resistência do termistor #1 é plotada na Fig. 4.10. A sensibilidade diminui com o incremento da temperatura. Apesar de sua não linearidade, termistores são usados em uma ampla variedade de aplicações. Foram inventados vários circuitos para linearizar termistores. Um dos mais populares usa dois termistores e dois resistores como mostrado na Fig. 4.11.

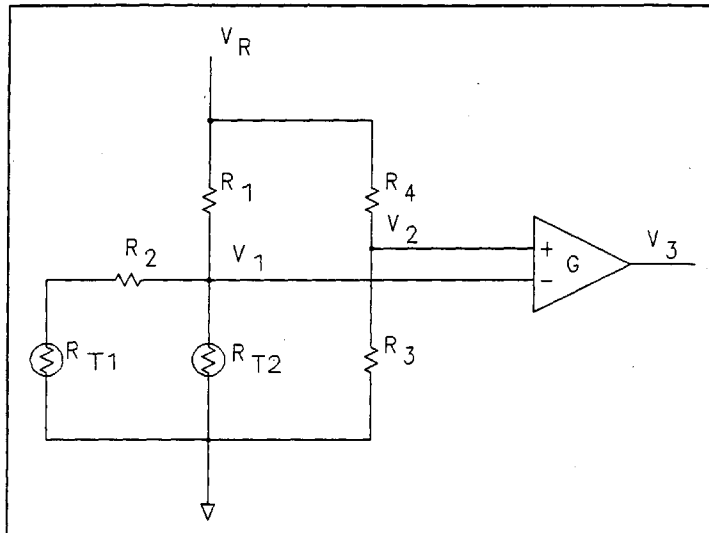


Fig. 4.11 Um circuito quase linear com dois termistores. Um divisor de voltagem foi somado para remover o "off-set" e um amplificador para prover ganho adicional.

A voltagem V_1 é dada por

$$V_1 = \frac{R_{T2}(R_2 + R_{T1})V_R}{R_{T2}(R_1 + R_2 + R_{T1}) + R_1(R_2 + R_{T1})} \quad (4.13)$$

onde R_{T1} é o termistor #1, R_{T2} é o termistor #2, $R_1 = 18700 \Omega$ e $R_2 = 35250 \Omega$. A eq. 4.13 pode ser aproximada por:

$$V_1 \approx V_R(0.65107 - 0.0067966T) \quad (4.14)$$

onde T está em $^{\circ}\text{C}$ e V_R é a voltagem de referência. O off-set nesta aproximação (eq. 4.14) poderia ser contado como um divisor de voltagem e amplificador (ver Fig. 4.11). Nesta figura, R_3 e R_4 formam um divisor de voltagem, tal que $V_2 = 0.65107 V_R$. Se nós fixássemos $V_R = 1.00\text{V}$ e $G = 14.7$, tal que $V_3 \approx 5.00\text{V}$ quando $T = 50^{\circ}\text{C}$, a saída de voltagem será como mostrado na Fig. 4.12 e na Tabela 4.6.

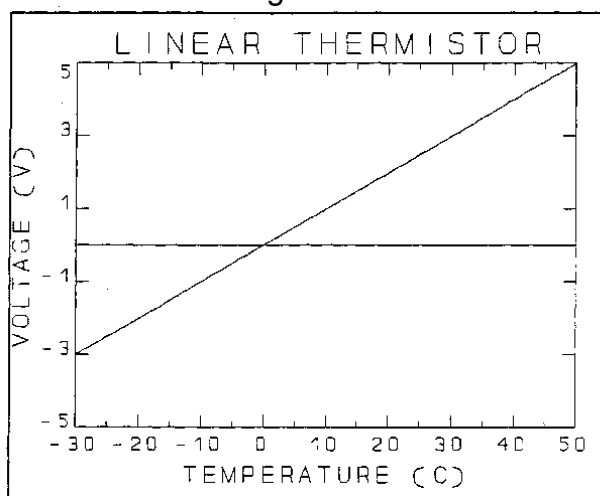


Fig. 4.12 Saída de voltagem de um circuito de ponte de termistor linear com amplificador vs. temperatura.

Tabela 4.6 Resistência vs. temperatura para termistores #1 e #2, e voltagens V_1 e V_2 correspondendo à Fig. 4.12.

Temperatura (°C)	Resistência #1	Resistência #2	V_1 (Volts)	V_2 (Volts)
30	106190	480648	0.8539	-2.981
-20	58258	271225	0.7881	-2.014
-10	33202	158122	0.7187	-0.994
0	19595	95016	0.6503	0.011
10	11942	58738	0.5832	0.997
20	7495	37285	0.5157	1.990
30	4833	24257	0.4469	3.001
40	3195	16147	0.3781	4.012
50	2162	10981	0.3122	4.981

Há uma não linearidade residual devido ao uso da eq. 4.14 como uma aproximação para a eq. 4.13 e isto é mostrado na Fig. 4.13, onde a não linearidade é expressa em termos de °C.

4.4 Comparação de Sensores de Temperatura

Nós podemos comparar sensores de temperatura em termos de custo, confiabilidade, tamanho, e facilidade de uso. Alguns destes mudam quando a tecnologia industrial melhora. Por exemplo, DTR's usados são muito grandes e caros para uso de campo, mas agora eles podem ser obtidos em tamanhos razoavelmente pequenos e a custo muito mais baixo.

Uma estimativa de mérito para sensores de temperatura com várias saídas é a exigência de ganho do amplificador para obter a saída de sensor em conformidade com as exigências de entrada de um CDA. O desejável seria que este ganho fosse tão pequeno quanto possível (satisfazendo as exigências), pois, um amplificador de alto ganho amplifica o ruído bem como o sinal e é mais caro. Assim, nossa estimativa de mérito é o log (base 10) do inverso do ganho do amplificador. Nós podemos comparar todos os sensores de temperatura com um intervalo comum de entrada de -30 a 50°C e requerer que o sinal de saída amplificado fique no intervalo de -5 a 5 V. Para o termopar de cobre constantan mostrado na Fig. 4.3, a estimativa de mérito para este termopar é -3.4.

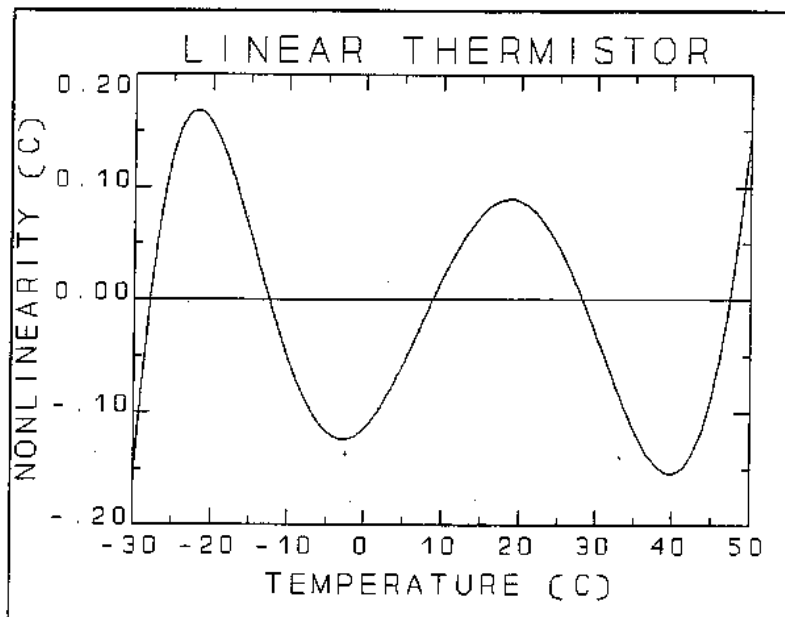


Fig. 4.13 Erro equivalente de não linearidade na temperatura de um termistor de circuito "linear" vs. temperatura.

A estimativa de mérito para o DTR é $\text{Log}_{10}(1 / 114) = -2.1$ (melhor que o termopar em uma ordem de grandeza). A estimativa de mérito para o circuito na Fig. 4.11 é $\text{log}_{10}(1 / 14.7) = -1.17$, uma ordem de grandeza melhor que o circuito de DTR e duas ordens de magnitude melhor que o circuito de termopar.

4.5 Exposição de Sensor de Temperatura

Se desejarmos medir a temperatura do ar, existe um conjunto bem estabelecido de sensores disponíveis e um grande conjunto de conhecimentos pertinentes ao seu uso. Podemos selecionar um termômetro de mercúrio, uma tira bimetálica, um termopar, um termistor ou um sensor de resistência de platina; todos estes são úteis em medições de temperatura de ar. Dispomos também de um sistema completo de medida para levar a informação de temperatura ao usuário. Um termômetro de mercúrio-em-vidro é um sistema completo que incorpora meios para converter a saída primária do sensor, a expansão volumétrica do mercúrio para a exibição legível (a própria coluna de mercúrio) e ainda meios para incorporar uma calibração à escala fixa. Outros sistemas usam dispositivos diferentes com o mesmo objetivo. Nunca é seguro minimizar os problemas de calibração, mas é perfeitamente possível usar técnicas estabelecidas para obter um sensor de temperatura calibrado com um nível razoável de precisão.

Se o sensor de temperatura é exposto ao ar, indicará uma temperatura, mas ela sempre será a temperatura do sensor que diferirá da temperatura do ar, talvez por uma quantidade grande. Fluxos de calor de um sensor de temperatura chegam através de três mecanismos: condução, convecção e radiação. O ar é um mal condutor de calor; todos os materiais comumente usados para isolamento aprisionam bolhas de ar em uma matriz fina do material de suporte. A matriz fina existe justamente para isolar bolhas de ar e coibir a convecção, enquanto o ar é o material de isolamento primário. O sensor de temperatura deve ser apoiado por

alguns meios mecânicos que quase certamente são melhores condutores de calor que o ar. O sensor fica em um ambiente radiativo; ele radia calor para refrigerar a superfícies, incluindo a radiação para o espaço exterior à noite. Outras superfícies mais quentes, inclusive o sol, radiam calor para o sensor. Para medir a temperatura do ar com precisão, o sensor deve ter um bom contato térmico com o ar, o que exige circulação de ar para promover transferência de calor por convecção, e o sensor deve ser protegido de fluxo condutivo de calor ao longo do apoio mecânico e das transferências radiativas. O problema central dos instrumentos meteorológicos de imersão é o acoplamento com a atmosfera.

Se o sensor de temperatura está exposto sem proteção, em um dia ensolarado, a leitura será mais alta, devido ao aquecimento radiativo por transferência direta ou refletida do sol ou à radiação infravermelha das superfícies aquecidas como o solo. Em uma noite clara, a leitura será mais baixa porque o sensor perderá calor radiando para espaço. Erros de condução e erros de radiação podem ser minimizados aspirando o sensor, protegendo-o de trocas radiativas, e minimizando a condução ao longo dos apoios. Usando estas técnicas, é possível reduzir erros de condução e erros de radiação para menos de 0.1°C. Porém, vínculos de potência frequentemente ditam o uso da convecção natural, isto é, nenhuma ventilação. Neste caso, a proteção de radiação ideal é aquela que bloqueia a radiação visível e infravermelha de alcançar o sensor em qualquer direção, não restringindo o fluxo de ar. É possível projetar uma proteção de radiação que se aproxime deste ideal quando há fluxo de vento ambiente adequado, mas em condições de calmaria, a própria proteção é aquecida ou resfriada por trocas radiativas e este calor ganho ou perdido é passado para o sensor através da condução ao longo dos apoios ou do fluxo leve de ar para o sensor. No pior caso, em um dia ensolarado tranquilo ou numa calma noite clara, o erro de transferência radiativa pode exceder 1°C. O abrigo de instrumento tipo “Cotton Region” (alusão à região Sul dos EUA) é comumente usado pelo Serviço Meteorológico para expor termômetros. Trata-se de uma caixa construída de madeira, pintada de branco, de 76 por 51 por 81 cm. A altura de observação padrão para temperatura é 1.5m. Uma variedade de abrigos menores é indicada para o uso em sensores remotos. A Fig. 4.15 mostra um corte transversal de uma proteção de radiação não aspirada, usada para sensores em que a potência disponível é severamente limitada.

Em algumas aplicações, especialmente em micrometeorologia onde devem ser feitas medidas com sensores próximos um do outro ou quando a temperatura do ar deve ser medida em locais confinados, como ao redor de uma folha de planta, estes abrigos são inconvenientes em função do tamanho. Outra alternativa é usar um termopar feito com fio fino sem qualquer proteção. Um arame fino é um condutor de calor relativamente pobre; a ausência de abrigo significa que não há bloqueio do fluxo de ar, e um arame polido reflete radiação visível e infravermelha. Esta não é uma solução satisfatória em todos os casos porque o fio é frágil.

Capítulo 5

HIGROMETRIA

O objetivo das medidas de umidade da atmosfera é determinar a quantidade de vapor d'água presente na atmosfera através de peso, pelo volume, através da pressão parcial, ou pela uma fração (porcentagem) da pressão de vapor de equilíbrio com respeito a uma superfície plana d'água pura ou gelo. A medida de umidade atmosférica no campo foi, e continua sendo, problemática. Principalmente para estações meteorológicas automáticas onde são exigidos baixo custo, baixo consumo de potência e confiabilidade.

5.1 Pressão de vapor d'água

A pressão parcial dos componentes do vapor d'água na atmosfera independe da pressão parcial de qualquer outro componente. Assim, é útil o conceito de pressão parcial para a pressão de equilíbrio do vapor d'água sobre uma superfície plana d'água pura. Esta pressão é uma função da temperatura nas fases de vapor e líquida e pode ser obtida por integração da equação de Clausius-Clapeyron assumindo a dependência linear do calor latente de vaporização com a temperatura:

$$L = L_0[1 + \alpha(T - T_0)] \text{ e,}$$

$$e_s = e_e \exp \left[\frac{L_0}{R_v} \left(\frac{T - T_0}{T T_0} + \alpha \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) - \frac{\alpha(T - T_0)}{T} \right) \right] \quad (5.1)$$

onde;

$$T_0 = 273,15 \text{ K,}$$

$$L_0 = 2,5008 \times 10^6 \text{ J kg}^{-1}, \text{ é o calor latente de vapor d'água à } T_0,$$

$$R_v = 461,51 \text{ J kg}^{-1} \text{ K}^{-1} \text{ é a constante do gás para o vapor d'água,}$$

$$e_e = 611,21 \text{ Pa, é a pressão de vapor de equilíbrio em } T = T_0,$$

$$\alpha = -9,477 \times 10^{-4} \text{ K}^{-1}, \text{ é a taxa média de mudança do coeficiente do calor latente de vapor d'água com respeito a temperatura.}$$

Desde que o vapor d'água não é um gás perfeito a equação acima não é um ajuste exato. A pressão de vapor como uma função de temperatura foi determinada através de numerosas experiências. Wexler ajustou uma equação empírica para os dados experimentais de pressão de vapor.

$$e_s = c_0 \exp \left(\frac{c_1}{T^2} + \frac{c_2}{T} + c_3 + c_4 T + c_5 T^2 + c_6 T^3 + c_7 T^4 + c_8 \ln T \right) \quad (5.2)$$

onde os coeficientes para a pressão de vapor sobre a água e sobre o gelo são dados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Coeficientes para a equação empírica (5.2) para pressão de vapor de equilíbrio sobre uma superfície plana d'água pura e sobre o gelo.

Coefficiente	Água	Gelo
c ₀	0,01	0,01
c ₁	-2991,272	0,0
c ₂	-6017,0128	-5865,3696
c ₃	18,87643854	22,241033
c ₄	-0,028354721	0,013749042
c ₅	0,17838301 x 10 ⁻⁴	-0,34031775 x 10 ⁻⁴
c ₆	-0,84150417 x 10 ⁻⁹	0,26967687 x 10 ⁻⁷
c ₇	0,44412543 x 10 ⁻¹²	0,0
c ₈	2,858487	0,6918651

As equações (5.1) e (5.2) são incômodas. Seria preferível uma equação que fosse fácil de inverter e com acurácia suficiente. Buck (1981) desenvolveu uma equação de fácil uso e suficientemente precisa no intervalo de temperatura de -30 a 50°C.

$$e_s = 6,1121 \exp\left(\frac{17,502T}{240,97 + T}\right) \quad (5.3)$$

onde T está em graus Celsius e, e_s está em unidades de mb. As equações (5.1), (5.2) e (5.3) são comparadas na Tabela 5.2. Os erros da equação (5.1) são toleráveis, mas é preferível usar a equação (5.3) porque é mais fácil de inverter para obter a temperatura do ponto de orvalho.

Tabela 5.2 - Comparação da equação teórica (5.1), para a pressão de vapor d'água, com a expressão obtida dos resultados experimentais (5.2) e a aproximação mais conveniente (5.3).

Temperatura a (°C)	Resultados experimentais Equação (5.2) (mb)	Erro na aproximação Buck Equação (5.3) (mb)	Erro teórico Equação (5.1) (mb)
0	6,1121	0,0000	0,0000
30	42,4520	-0,0169	-0,0789
50	123,4476	0,2447	-0,5831

Como notado acima, deveríamos usar o termo “pressão de vapor de equilíbrio” mas infelizmente o termo “pressão de vapor de saturação” é o mais comumente usado. É um termo incorreto porque nada está sendo saturado. Não têm sentido dizer que o ar segura vapor d'água. No entanto, será utilizado como convenção o termo “pressão de vapor de saturação”. Enquanto que o ar não segura vapor d'água, a pressão total do ar tem um pequeno efeito na pressão de saturação (pense equilíbrio), isto é chamado de efeito de intensificação. Assim, para pressões acima de aproximadamente 800 mb, a pressão de vapor calculada na equação (5.3) deveria ser multiplicada por 1,004. O fator de intensificação será incorporado em todas as equações de pressão de vapor, e assim a equação (5.3) se torna:

$$e_s = 6,1365 \exp\left(\frac{17,502T}{240,97 + T}\right) \quad (5.4)$$

e a pressão de vapor de equilíbrio sobre uma superfície de gelo é:

$$e_i = 6,1359 \exp\left(\frac{22,452T}{272,55 + T}\right) \quad (5.5)$$

onde, como antes, T está em unidades de °C para as equações acima.

A pressão de vapor de saturação da água varia cerca de duas ordens de magnitude no intervalo de temperatura normal, como visto na Fig. 5.1. Com base nesta figura, esperaríamos que a acurácia de qualquer instrumento de umidade decrescesse com a diminuição da temperatura.

A Fig.5.1 pode ser usada para ilustrar as várias relações de umidade. Para uma pressão ambiente de 1000 mb, o ponto “A” representa uma dada temperatura ambiente e uma pressão de vapor (35,0°C, 24,9 mb, UR = 44%). Então, a pressão de vapor de saturação, e_s , é igual a 56,5 mb (ponto B). Se a parcela de ar fosse esfriada a uma pressão constante, até que começasse a condensar, a nova temperatura do ar seria a temperatura do ponto de orvalho $T_d = 21,0$ °C, e a pressão de vapor ambiente ficaria inalterada e seria agora igual a pressão de vapor de saturação e T_d no ponto D ($T_d = 21,0$ °C, $e_s = 54$ mb). Começando novamente do ponto “A”, o bulbo do termômetro coberto com água deveria esfriar por evaporação e a pressão de vapor em sua vizinhança mais próxima aumentaria devido ao aumento da taxa de evaporação das moléculas de vapor d’água até a temperatura do bulbo úmido se tornar a temperatura de bulbo úmido $T_w = 24,7$ °C, e a nova pressão de vapor seria a pressão de vapor de saturação a T_w , $e_{sw} = 31,3$ mb (ponto C).

5.2 Definições

Há muitas variáveis comumente encontradas no estudo de umidade.

Umidade absoluta, d_v , é a razão entre a massa de vapor d’água, m_v , e o volume total de ar úmido, V , em unidades de kg m^{-3} .

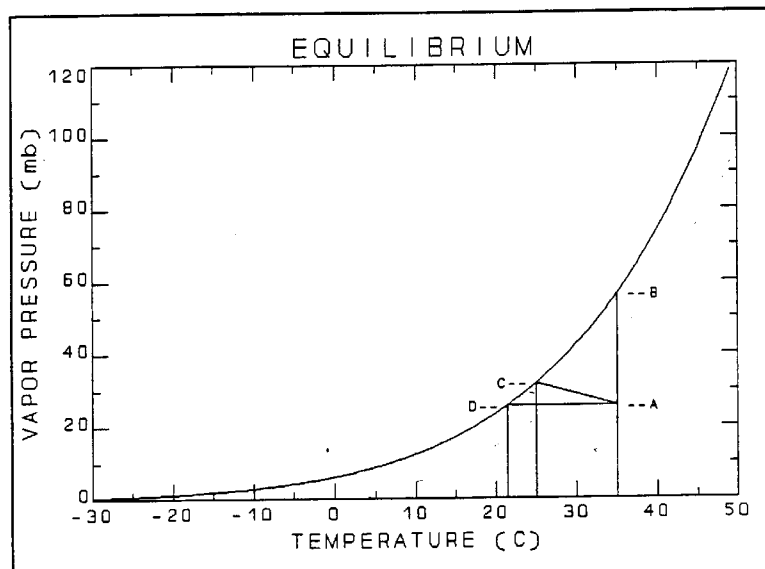


Fig. 5.1 Pressão de vapor de saturação como uma função da temperatura do ar.

Temperatura de ponto de orvalho, T_d , é a temperatura na qual o vapor d’água ambiente se condensa.

Temperatura do ponto de congelamento, T_f , é a temperatura a qual o vapor d'água ambiente se congela. A temperatura do ponto de orvalho, ou do congelamento, podem ser obtidas da pressão de vapor ambiente invertendo as equações (5.4) ou (5.5):

$$\begin{aligned} T_d &= 240,97 \ln(e / 6,1365) / (17,502 - \ln(e / 6,1365)) \\ (5.6) \\ T_f &= 272,55 \ln(e / 6,1359) / (22,452 - \ln(e / 6,1359)). \end{aligned}$$

Temperatura ou temperatura do bulbo seco, T , é a temperatura do ar ambiente, é medido, por exemplo, pelo termômetro de bulbo seco de um psicrômetro.

Razão de Mistura, w , é a razão entre a massa de vapor d'água, m_v , e a massa de ar seco, m_d .

Umidade relativa, UR , é definida como a razão, expressa em porcentagem, da pressão de vapor atual, e , pela pressão de vapor de saturação, e_s , à temperatura do ar, T .

$$UR = 100 e / e_s \quad (5.7)$$

Umidade específica, q , também conhecida como concentração de massa, é a razão entre a massa de vapor d'água, m_v , e a massa de ar úmido, $m_v + m_d$.

Pressão de vapor, e , é a pressão parcial do vapor d'água expressa em mb.

Temperatura do bulbo úmido, T_w , é a temperatura indicada pelo termômetro de bulbo úmido de um psicrômetro, isto é, a temperatura de um sensor coberto com água pura que evapora livremente em um fluxo de ar ambiente.

As seguintes relações são aproximações utilizadas, as quais são precisas para a maioria das aplicações. As temperaturas estão em graus Celsius e as pressões estão em milibares.

$$\begin{aligned} w &= 0,622 e / (p - e) \\ e &= w p / (0,622 + w) \\ q &= w / (1 + w), \quad \text{quando } e \ll p, w \approx q \approx 0,622 e / p \\ d_v &= 0,2167 e / (T+273,15) \text{ kg m}^{-3} \end{aligned}$$

A fórmula da razão mistura, w , e da umidade específica, q , são adimensionais. Da definição destas variáveis, as unidades são kg/kg. Frequentemente, w e q são multiplicados por 1000 porque é mais fácil escrever 15,2 do que 0,0152, e estas unidades são expressas em g/kg.

Os instrumentos que respondem diretamente a umidade relativa e indicam a temperatura do ponto de orvalho são predominantes. A conversão do erro, expresso em umidade relativa, para um erro, na temperatura do ponto de orvalho, é um processo não linear como mostrado nas Figs. 5.2 e 5.3.

Na Fig. 5.2, um erro de $\Delta T_d = 0,20 \text{ }^\circ\text{C}$ é convertido a um erro equivalente na umidade relativa. Esta situação surgiria se o usuário desejasse calibrar um sensor de umidade relativa usando um instrumento que mede a temperatura do ponto de orvalho. O erro do instrumento do ponto de orvalho seria expresso em termos da temperatura do ponto de orvalho e o usuário precisaria conhecer o erro equivalente em porcentagem de UR . Este erro é uma função da umidade relativa e da temperatura ambiente, pois há uma família de curvas de temperaturas de

-30 a 50 °C. Para entender o papel da temperatura na conversão do erro, é necessário examinar as relações mostradas na Fig. 5.1.

Se alguém usar um sensor de absorção, que informa a umidade, em unidades de umidade relativa, e desejar saber a umidade em termos de temperatura de ponto de orvalho, a conversão, é mostrada na Fig. 5.3. Novamente a conversão do erro é uma função da temperatura, mas, neste caso, são mostradas só duas curvas, para -30 e 50 °C. Estas curvas indicam que um sensor de absorção com um inacurácia de $\pm 2\%$ UR, terá um erro na temperatura do ponto de orvalho menor do que ± 1 °C para umidades maiores que 35%. Este erro aumenta dramaticamente para um ar mais seco. A razão da não linearidade desta relação pode ser vista na Fig. 5.1.

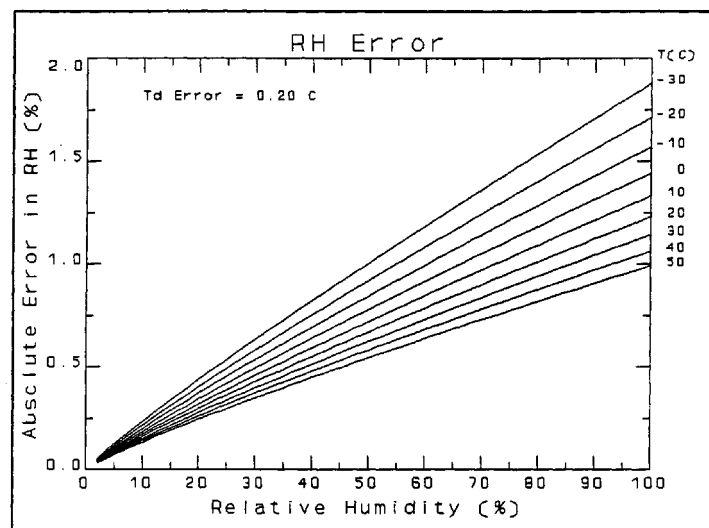


Fig. 5.2 Conversão de um erro do ponto de orvalho de $\Delta T_d = 0.20$ °C para um erro na umidade relativa.

5.3 Métodos para medir a umidade

Wexler (1970) definiu seis classes de métodos higrométricos baseados em princípios físicos: remoção de vapor d'água do ar úmido; adição de vapor d'água ao ar úmido, absorção de vapor d'água no equilíbrio, obtenção de equilíbrio entre vapor-líquido ou vapor-sólido, medida das propriedades físicas de ar úmido, e através de reações químicas.

5.3.1 Remoção do vapor d'água do ar úmido

A separação ou remoção do vapor d'água do ar úmido pode ser realizada usando um dissecante para absorver o vapor d'água, ou congelando o vapor d'água, ou por separação dos componentes do ar úmidos usando uma membrana semipermeável. Estas são técnicas padrão de laboratórios que utilizam uma amostra de ar úmido. Depois da remoção do vapor d'água por vários modos, a massa do vapor d'água e a amostra do ar restante são determinadas, para só então se calcular a umidade. Não há nenhum sensor de umidade operacional baseado neste método.

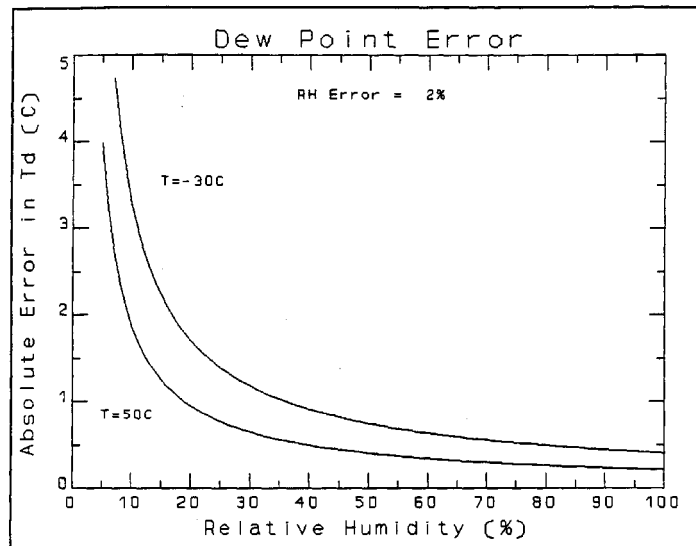


Fig. 5.3 Conversão de 2% de erro na umidade relativa para um erro equivalente na temperatura do ponto de orvalho.

5.3.2 Adição de vapor d'água no ar

A umidade pode ser determinada medindo a quantidade de vapor d'água que deve ser adicionada a uma amostra de ar úmido para alcançar a saturação completa. Esta é uma técnica de laboratório, mas, para medidas em campo há uma variação satisfatória deste método.

A psicrometria é um método de adicionar vapor d'água no ar úmido enquanto não é alcançada a saturação completa. A umidade é determinada pelo esfriamento do bulbo úmido em relação a temperatura do ar ambiente. O psicrômetro é composto por dois sensores de temperatura expostos a um fluxo de ar ambiente. Um sensor, chamado de bulbo seco, mede a temperatura de ar ambiente. O outro sensor, chamado de bulbo úmido, é coberto com uma musselina umedecida com água e mede uma temperatura mais baixa causada pela evaporação da água no fluxo de ar ambiente. A musselina pode ser umedecida intermitentemente, se imerso em água, ou continuamente, por um fluxo capilar no material da musselina. Para um desempenho ótimo é necessário uma ventilação forçada. A ventilação natural pode ser adequada apenas quando o sensor de temperatura e a musselina são muito pequenos.

As fontes de erro em um psicrômetro tem sido bem documentadas e são prontamente controladas, como apresentado a seguir.

Sensibilidade, acurácia e emparelhando dos sensores de temperatura - Um psicrômetro é menos sensível ao erro absoluto dos sensores de temperatura do que ao erro relativo, ou ao erro de emparelhando, entre os sensores de bulbo úmido e seco.

Taxa de ventilação - Tipicamente a taxa de ventilação deveria ser de pelo menos 3 m/s, para maximizar a transferência de calor por convecção e evaporação, e para minimizar a transferência de calor por condução e radiação. A taxa de ventilação mínima necessária é uma função da massa térmica do sensor. Com sucesso, sensores feitos de termopares com diâmetro pequeno com uma musselina de pano fino tem sido utilizados sem ventilação forçada (Stigter e Welgraven, 1976).

Radiação incidente nos sensores de temperatura - Os sensores devem ser protegidos da radiação solar direta e da refletida, e da radiação de ondas longas ou da radiação terrestre. Esta é a principal fonte de erro em campo, que normalmente não é um fator importante em laboratório.

Tamanho, forma, material e umidescimento da musselina - A musselina do psicrômetro especialmente preparado pelos vendedores de instrumento, não deveria ser de um pano de algodão ordinário. A maioria dos panos de algodão comercial contém substâncias químicas hidrofóbicas, ou anti-molhamento, que eventualmente impedem o umidescimento da musselina. Quando usada continuamente em psicrômetros operacionais, até mesmo a musselina de um psicrômetro padrão, deve ser fervida em uma solução de "lye" e detergente, e então ser fervida em água destilada e enxaguada com água destilada antes do uso.

As posições relativas do sensor de bulbo úmido e seco - O ar não deve fluir do bulbo úmido esfriando o bulbo seco.

Pureza da água da musselina úmida - Só a água destilada ou desionizada deve ser usada.

Uma fórmula empírica, a fórmula psicrométrica, é usada para converter as temperaturas do bulbo úmido e seco para umidade.

$$e = e_{sw} A p (T - T_w) \quad (5.8)$$

As temperaturas são em °C e as pressões em mb. O coeficiente psicrométrico, de acordo com Wylie e Lalas (1985), deve ser, $A = 0,00062$ para quando houver água no bulbo úmido, e $A = 0,00054$ para quando houver gelo. O coeficiente do psicrômetro é uma função do diâmetro da sonda, da velocidade do vento e da pressão. Estes valores de A podem ser usados para pressões acima de 800 mb, para velocidades do vento maiores do que 2 m s^{-1} com uma sonda de 2 mm diâmetro, e para velocidade maiores do que 4 m s^{-1} com uma sonda de 8 mm de diâmetro. A chamada pressão de vapor de equilíbrio à temperatura do bulbo úmido, e_w , é obtida usando a pressão de vapor de saturação da equação (5.4), substituindo T por T_w .

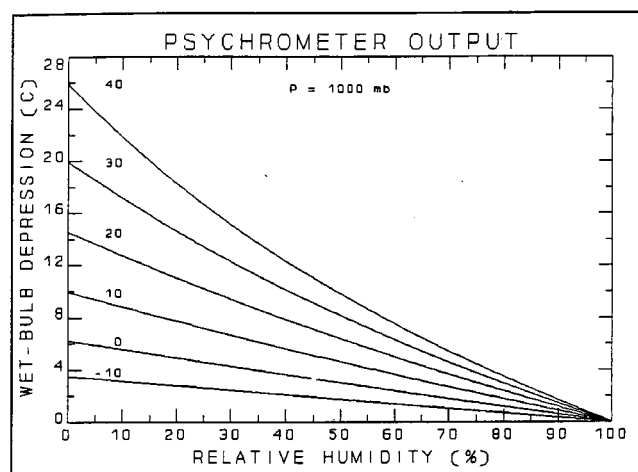


Fig. 5.4 Saída de um psicrômetro; depressão X umidade relativa. Cada curva mostra a depressão do bulbo úmido para temperaturas ambientes de -10 a 40 °C.

Com um instrumento bem projetado e corretamente usado, é possível alcançar uma inexatidão menor do que 1% UR no intervalo de 5 a 65 °C da temperatura do bulbo seco. A Figura 5.4

apresenta curvas de entrada-saída ou transferência de um psicrômetro. Cada curva mostra a depressão do bulbo úmido como uma função da umidade relativa para várias temperaturas do ar ambiente. A sensibilidade estática é a rampa da curva. A sensibilidade aumenta acentuadamente com o aumento da temperatura e ligeiramente com a diminuição da umidade relativa. O erro na umidade relativa causada por um erro de 0,1 °C na depressão do bulbo úmido é mostrado na Fig. 5.5. Seria extremamente difícil de alcançar inexatidões menores do que 1% UR para temperaturas do ar abaixo de 10°C.

A vantagem especial de um psicrômetro é que as fontes de erro são documentas e são prontamente conferidas. O psicrômetro de Assmann é um exemplo excelente de instrumento relativamente barato, de mão, que pode ser usado para conferir outros sensores de umidade no campo. O usuário deve conferir periodicamente o sensor de temperatura e verificar se a musselina está limpa e saturada com água destilada e que instrumento está corretamente exposto. A entrada de ar não deve estar direcionada para o sol ou para qualquer outra superfície quente como o solo em um dia ensolarado e o observador deve ter o cuidado de não obstruir a ventilação do instrumento.

Psicrômetros de baixa potência e de operação contínua foram usados por Munro (1980) e Pike et al. (1983). O último tipo de psicrômetro é mostrado na Fig. 5.6. Porém, este tipo de psicrômetro apresenta falhas às baixas temperaturas (abaixo de 0°C) e na presença de sais.

5.3.3 Absorção de vapor d'água no equilíbrio

O vapor d'água interage com quase toda substância, geralmente pelo processo de absorção (absorção ou adsorção) e algumas vezes através de reação de química. Quando um material exibe uma mudança que é suficientemente reversível e reproduzível, ele pode ser usado como um sensor de umidade.

Higrômetros elétricos – São sensores que utilizam uma substância que exibe uma mudança em um parâmetro elétrico como a resistência ou a capacitância. Há quatro tipos básicos: soluções eletrolíticas aquosas, sólidos impermeáveis, sólidos porosos, e materiais dimensionalmente variáveis.

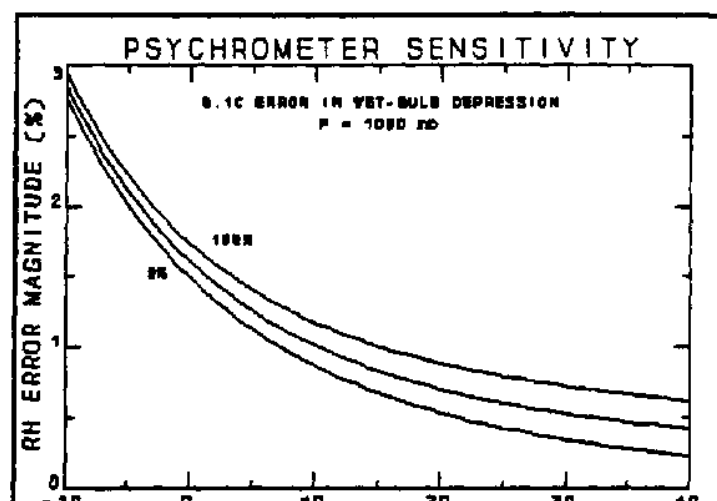


Fig. 5.5 Erro induzido em um psicrômetro devido a 0.1 °C de erro na depressão do bulbo úmido.

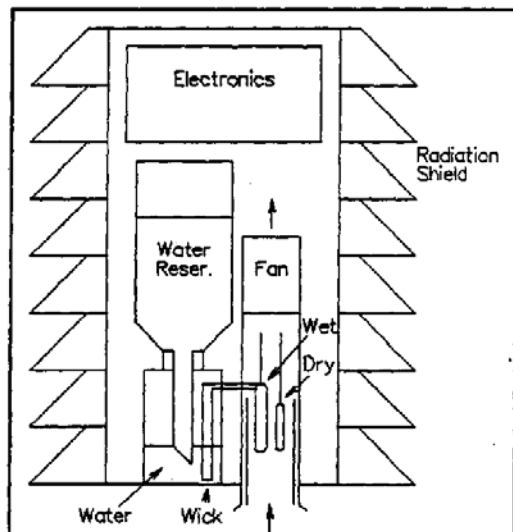


Fig. 5.6 Diagrama esquemático de um psicrômetro projetado para uso em uma estação meteorológica automática. O reservatório d'água é suficiente para uma a duas semanas de operação contínua.

A condutividade de uma solução eletrolítica aquosa é uma função de sua concentração que, por sua vez, é uma função da umidade relativa e da temperatura. Um filme fino de uma solução pode ser aplicado à superfície de um material isolante impermeável e a sua condutividade pode ser medida. O substrato é apenas um veículo para segurar a solução e permite que esta responda à umidade ambiente. A solução eletrolítica aquosa pode ser dispersa em uma camada orgânica e então aplicada a um substrato isolante, como no higrômetro de Dunmore, ou pode ser usado para impregnar fibras orgânicas porosas, como no higrômetro de Gregory.

O vapor d'água é adsorvido na superfície de sólidos impermeáveis que formam um filme cujas propriedades são uma função da umidade relativa ambiente e da temperatura. Este filme provê um caminho para a passagem da corrente elétrica. Quantidades minuciosas de sais solúveis e gases presentes na superfície contribuem para a condutividade. A célula de Pope é um exemplo do uso de uma resina de troca de íons. A resistência aumenta com o decréscimo da temperatura.

Outro sensor neste grupo é o Humicap (Salasmaa e Kostamo, 1975). Este sensor utiliza a variação de capacitância em um capacitor de filme fino de polímero. É projetado para medir umidade relativa no intervalo 0 a 100% UR no intervalo de temperatura de -40 a 80 °C, com um coeficiente de temperatura de 0.05% UR por °C.

O vapor d'água é absorvido por materiais porosos que mudam de resistividade pela variação de volume. São exemplos: argila de "**underfired**", fibras naturais e tecidos.

Muitos materiais exibem mudanças dimensionais quando eles absorvem vapor d'água. Alguns exemplos são cabelo, madeira e fibras vegetais. Quando estes materiais são cobertos ou são impregnados com substâncias eletricamente condutoras, a mudança dimensional é convertida a uma mudança de resistividade. Um exemplo é o elemento carbono, que consiste em um substrato isolante coberto com um filme de plástico dimensionalmente variável no qual são

dispersas partículas finas de carbono. Se expandem com o aumento da umidade relativa aumentando a resistividade.

Higrômetros elétricos normalmente são pequenos, baratos, e, também, são satisfatórios para a operação remota. Eles requerem calibração e normalmente têm um significativo coeficiente de temperatura. Alguns têm um atraso em longos períodos de tempo e muitos têm uma marcada histerese. O atraso de tais sensores aumenta exponencialmente com o decréscimo da temperatura. A calibração pode ser afetada pela exposição ao ar saturado, chuva, névoa e nuvens que podem lavar a superfície sensitiva do sensor. Alguns são afetados por contaminantes, especialmente os que são eletricamente condutivos. Sensores que exibem alta impedância elétrica em ambos extremos da escala de umidade são especialmente sensíveis às mudanças na calibração causadas pela contaminação.

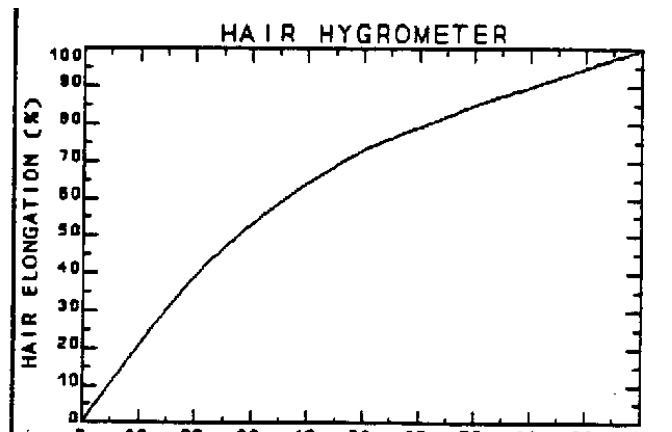


Fig. 5.7 - Gráfico de transferência de um higrômetro de cabelo.

Higrômetros mecânicos são feitos de materiais que variam dimensionalmente, acoplados mecanicamente a um indicador ou transdutor. Já foram utilizados como elementos sensíveis vários tipos de materiais tais como: cabelo humano, algodão de pele, seda, fibra sintética (“nylon”), papel e madeira. Os defeitos principais destes são falta de estabilidade, grande histerese e tempos de atraso grandes.

Tabela 5.1 Alongamento médio do cabelo humano como uma porcentagem do total alongado como uma função da umidade relativa.

Alongamento do cabelo %	0	21	39	53	64	73	79	85	90	95	100
Umidade relativa %	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100

Em adição a não linearidade mostrada na tabela, a calibração de um higrômetro de cabelo pode mudar quando exposto a um ar muito seco, abaixo de 20% de UR.

5.3.4 Medidas das propriedades físicas do ar úmido

As propriedades físicas do ar, tais como; o índice de refração, a absorção de radiação, a condutividade térmica, a viscosidade, a densidade e a velocidade do som, variam com a quantidade de vapor d’água presente.

Higrômetro espectroscópico - Um higrômetro espectroscópico mede a atenuação de certas faixas no espectro devido a absorção do vapor d'água. Estas faixas ocorrem principalmente no ultravioleta e no infravermelho (a linha de Lyman-alfa no ultravioleta foi usado pelo Buck (1976)). Exemplos de higrômetros infravermelhos são descritos por Hyson e Hicks (1975), Moore (1983), Ohtaki (1984), e Raupach (1978).

A fração de radiação incidente transmitida através de um caminho atmosférico, τ , é determinada pela lei de Beer:

$$\tau = \frac{I}{I_0} = \exp(-k_{\lambda} d_v x) \quad (5.9)$$

onde;

x = caminho da trajetória em m,

d_v = umidade absoluta em kg m^{-3} reduzido a atmosfera padrão ($p = 1013,25 \text{ mb}$, $T = 273,15 \text{ K}$),

k_{λ} = coeficiente de absorção em $\text{m}^2 \text{ kg}^{-1}$,

I e I_0 representam a intensidade da fonte e a intensidade da luz depois de atravessar a atmosfera absorvedora.

A absorção no caminho atmosférico é dada por $a = (1 - \tau)$.

Para aplicar esta técnica precisa-se conhecer I_0 ou a intensidade da fonte em um comprimento de onda conhecido, em um comprimento fixo da trajetória, x , isto é, ter um detector com sensibilidade conhecida. Precisa-se conhecer, também, o coeficiente de absorção, k_{λ} , no intervalo do comprimento de onda determinado pela largura da faixa da fonte e do detector. A faixa ideal do comprimento de onda deveria ser aquela onde nenhum outro gás atmosférico é um absorvedor, onde as fontes e detectores são disponíveis, e onde existem janelas de materiais transparentes (incluindo a fonte e detector).

Na porção infravermelha do espectro, a faixa compreendida entre aproximadamente 1000 nm a 3000 nm, é atraente porque nela há uma radiação solar e terrestre menor. O vidro é transparente para fora a aproximadamente 2800 nm. Fontes e detectores são disponíveis e há faixas com forte absorção de vapor d'água. (veja Fig. 5.8).

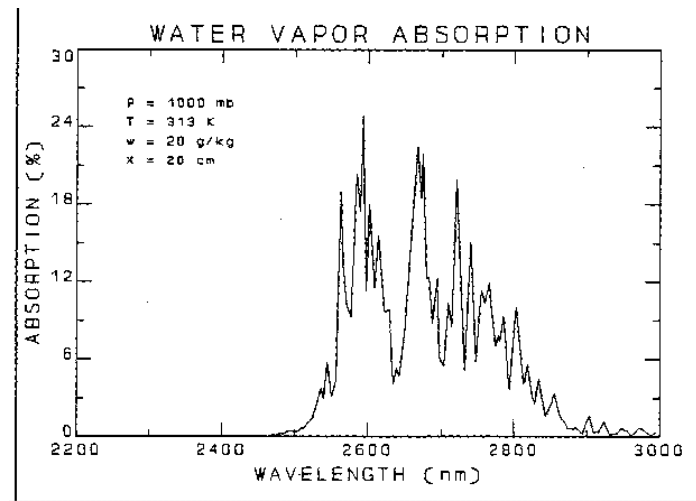


Fig. 5.8 Absorção de vapor d'água da radiação infravermelha. São mostradas faixas com uma pequena ou nenhuma absorção e faixas com uma forte absorção.

A absorção do vapor d'água acontece principalmente em linhas distintas. Há uma forte linha de vibração-rotação nos comprimentos de onda de 2663, 2734, 3163 e 6271 nm. Cada uma destas linhas é alargada pela pressão atmosférica total e pelo movimento molecular (alargamento Doppler), que é uma função da temperatura. A lei de Beer se manteria se o vapor d'água fosse o único gás absorvedor e se a resolução do comprimento de onda do instrumento fosse pequena quando comparada com as linhas de absorção alargadas. A primeira condição pode ser quase totalmente satisfeita para alguns comprimentos de onda. A segunda condição pode ser satisfeita usando uma fonte com faixa estreita, como um laser. Higrômetros à laser são muito caros e não são completamente satisfatórios para as aplicações de campo, por conseguinte os higrômetros IR, usam fontes de bandas largas e filtros para definir as faixas de onda. Fontes reais e detectores tendem a desviar com o tempo, e as janelas mudam ou apanham sujeira, todos estes fatores afetam a intensidade aparente da fonte, I_0 . Para compensar, estes higrômetros de IR utilizam duas faixas, uma na região absorvente, em torno de 2600 nm, e outra em uma região (ou faixa) de referência de não absorção, em torno de 2300 nm. Na Fig. 5.8 temos um gráfico da absorção, de 2200 até 3000 nm, para uma trajetória de absorção de 20 cm, e uma razão mistura de 20 g/kg.

O esquema de um higrômetro IR simples que emprega este conceito é mostrado na Fig. 5.9. É um exemplo de dispositivo de um feixe único, com uma fonte e um detector, ambos funcionando na região entre 2300 e 2600 nm. Dois filtros, um na faixa de referência e o outro na faixa de absorção são girados na frente do feixe. O disco, onde estão os filtros, é opaco. O sinal de saída medido pelo detector é mostrado na Fig. 5.9, onde são apresentados três tempos distintos durante a rotação do disco contendo os dois filtros:

- VW - sinal de saída obtido quando o feixe passa pelo filtro de absorção,
- VD - sinal quando o feixe não passa por nenhum dos dois filtros e
- VR - sinal obtido quando o feixe atravessou o filtro de referência.

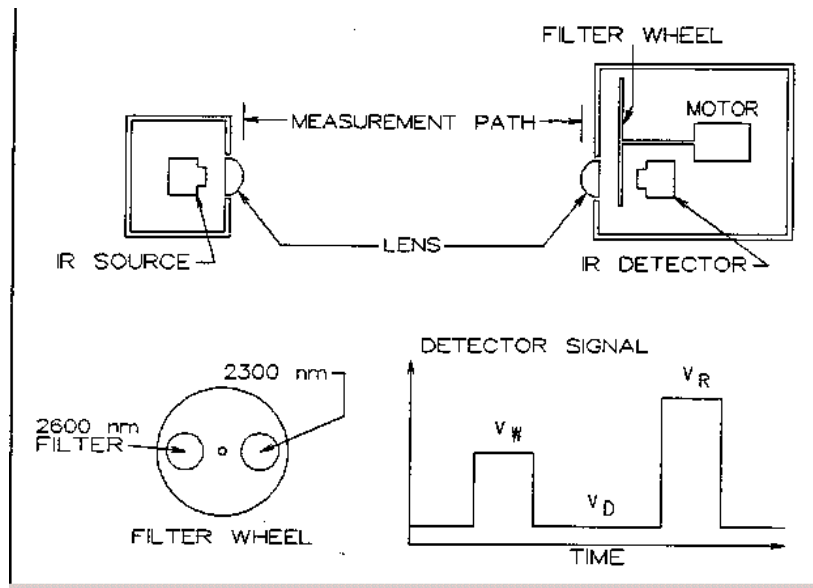


Fig. 5.9 Esquema de uma possibilidade de implementação para um higrômetro simples.

A equação de transferência do higrômetro IR é:

$$V_{\lambda} = I_{0\lambda} \tau_{g\lambda} \tau_{a\lambda} R_{\lambda} + B \quad (5.10)$$

onde;

$I_{0\lambda}$ é a intensidade de fonte no comprimento de onda λ (na faixa de referência ou de absorção),

$\tau_{g\lambda}$ é a transmissividade dos componentes ópticos (janelas e lente),

$\tau_{a\lambda}$ é a transmissividade do caminho atmosférico absorvente, e,

R_{λ} é a responsividade do detector.

Também pode haver algum viés, B, devido ao vazamento de luz, a corrente de fuga do detector etc. O comprimento de onda e o intervalo espectral do comprimento de onda são determinados pelos filtros.

A intensidade da fonte, a responsividade do detector e o viés do sensor são funções do tempo, da voltagem da fonte e do sensor de temperatura. Nem sequer a transmissividade dos componentes ópticos podem ser considerados constantes uma vez que é afetada devido a acumulação de sujeira nas janelas. Usando $\lambda = w$, d ou r, dependendo de quando o sinal é amostrado, pode-se então obter um sinal normalizado:

$$V_n = \frac{V_w - V_d}{V_r - V_d} = \frac{I_{0w} \tau_{gw} \tau_{aw} R_w}{I_{0r} \tau_{gr} \tau_{ar} R_r} = S \tau_{aw} \quad (5.11)$$

onde S é o sensor de sensibilidade estática.

O sinal normalizado elimina a deriva e é insensível às variações na força da fonte. Finalmente, é necessário medir a temperatura do ar e a pressão para obter:

$$d_v = f(T, p, \tau_{aw}) \quad (5.12)$$

onde a função pode ser obtida teoricamente mas deve ser confirmado através da calibração. O higrômetro de Lyman-alfa (Buck, 1976) usa a linha de emissão de Lyman-alfa do hidrogênio atômico a 121,56 nm no ultravioleta como uma de fonte radiação. O vidro e a maioria dos outros materiais são opacos a este comprimento de onda desde que as janelas sejam feitas de fluoreto de magnésio que transmite de 115 nm até 132 nm. O vapor d'água é fortemente absorvido a 121,56 nm, assim uma trajetória curta, de 0,2 a 5 cm, é adequada. O oxigênio e o ozônio absorvem a radiação de 121,56 nm. O oxigênio é um fraco absorvedor e este efeito pode ser corrigido usando a temperatura e pressão atmosférica para estimar a densidade do oxigênio. A contribuição do ozônio na absorção é pequena na troposfera.

É difícil usar um comprimento de onda de referência para cancelar a deriva assim o desenho do instrumento é mais simples do que o higrômetro IR mostrado na Fig. 5.9; o motor e o disco com os filtros não são usados. Enquanto a fonte e o detector são bastante estáveis, a transmissão das janelas muda a uma taxa de cerca de 0.5 a 5% por hora do tempo operacional devido a interação do fluoreto de magnésio com constituintes atmosféricos. Esta taxa deve ser corrigida usando um instrumento de referência, como o higrômetro de espelho frio, para as comparações periódicas. A vantagem do higrômetro de Lyman-alfa é que é mais simples, menor, e muito mais rápido que o higrômetro de IR. O ganho com a velocidade vem de não ter que girar os filtros no caminho de absorção. O higrômetro de Lyman-alfa é satisfatório para aeronaves de pesquisa e para as medidas da flutuação turbulenta da umidade em torres.

Higrômetro refrativo. - O índice refrativo do ar varia com temperatura, pressão e com o conteúdo de umidade. As medidas podem ser feitas usando as frequências ópticas, rádio e microondas.

5.3.5 Obtenção do equilíbrio do vapor líquido ou do vapor sólido

Higrômetro de Ponto de Orvalho e de Congelamento - A umidade atmosférica pode ser determinada esfriando uma superfície até o equilíbrio do vapor líquido ou do vapor sólido ser alcançado. Os componentes principais de um higrômetro de espelho frio, mostrados na Fig. 5.10. São um sistema de entrada de ar, uma superfície de espelho, um método para aquecimento e esfriamento do espelho, um método para detectar a formação de congelamento ou de orvalho, um sensor para medir a temperatura da superfície do espelho, e um sistema de controle para regular a temperatura e a taxa de aquecimento ou esfriamento da superfície do espelho.

O sistema de entrada de ar provê um fluxo uniforme de ar ambiente e pode incluir filtros para remover as partículas de pó. Os filtros podem ser problemáticos se submetidos à umidade, pois depois disso umedecerão o ar. A entrada de ar no sistema deve estar a alguns metros do ponto de medida. Todos os materiais na entrada do ar do sistema devem ser não higroscópicos.

Um espelho de superfície pequena é provido de um fluxo de ar cuja temperatura pode ser controlada e a formação de orvalho ou congelamento podem ser sentidas. O espelho normalmente é um espelho metálico.

O espelho é aquecido ou esfriado usando uma bomba de calor ou termopar que utiliza o efeito de Peltier. Este é um sistema razoavelmente compacto e completamente reversível. A

velocidade com que o espelho pode ser aquecido ou pode ser esfriado determina a frequência de resposta do sistema.

A formação de orvalho ou congelamento no espelho é detectada opticamente com um LED (*Light Emitting Diode* - diodo emissor de luz) e um ou mais fotodetectores que são sensíveis às variações da luz espalhada quando se forma gelo ou gotas de orvalho. Dois fotodetectores são mostrados na Fig. 5.10 onde o detector número 2 recebe a luz refletida de uma superfície lisa, e o detector número 1 não será iluminado a menos que a luz seja difundida na superfície pelo orvalho ou pelo congelamento. Neste esquema, a unidade de controle usa a razão da luz recebida pelos dois detectores. Em um detector de esquema simplificado, a unidade de controle usa a intensidade do sinal recebido do detector.

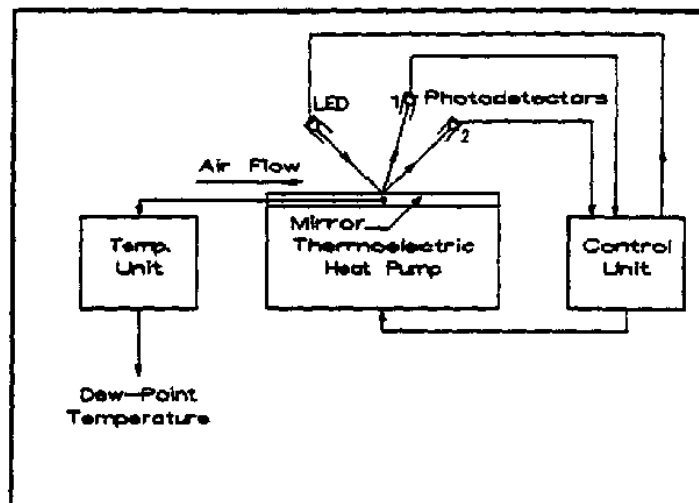


Fig. 5.10 - Diagrama de bloco de um higrômetro de espelho frio. O LED é a fonte de luz e o dois fotodetectores sentem a luz difundida (#1) e a refletida (#2). Um sistema de controle regula a temperatura de espelho.

Um sensor de temperatura, um termistor ou um RTD, é embutido logo abaixo da superfície do espelho, de modo que não afetará as propriedades ópticas ou térmicas do espelho. Deve estar no centro do espelho e muito perto da superfície de espelho para minimizar os gradientes de temperatura entre o sensor e a superfície ativa.

O sistema de controle aceita as entradas do detector óptico, e algumas vezes as entradas do sensor de temperatura, e controla a corrente da bomba de aquecimento do termopar. O sistema de controle deve regular a temperatura do espelho para o ponto onde o orvalho ou o congelamento começa a se formar. Isto pode ser feito mantendo uma espessura uniforme de orvalho ou do congelamento. Também tem de se regular a taxa de aquecimento ou esfriamento para evitar excessos, ser sensível a rápidas mudanças de umidade no ambiente.

O método do ponto de orvalho pode parecer ser uma técnica fundamental para determinar a umidade, mas este tipo de higrômetro é influenciado por vários fatores que fazem da calibração uma necessidade.

É difícil medir a temperatura da superfície frontal do espelho sem interferir na detecção do orvalho ou do congelamento. Se o sensor de temperatura é encaixado no espelho, pode haver

um gradiente de temperatura entre ele e a camada onde se forma o orvalho ou o congelamento.

O mecanismo controlador deve ser sensível às variações de umidade na temperatura do ar ambiente.

A presença de quantidades extremamente pequenas de materiais solúveis em água na superfície de condensação pode abaixar a pressão de vapor e, conseqüentemente, o ponto de orvalho.

Se formar condensação, com gotículas extremamente pequenas, a pressão interna aumenta devido à tensão superficial da superfície curva da gotícula. Este fato aumenta a pressão de vapor e o ponto de orvalho. Os Serviços Meteorológicos usam uma fonte d'água com uma concentração de núcleos de condensação conhecida para limpar o espelho. Alguns instrumentos incorporam um mecanismo automático de autolimpeza periódica para assegurar que o espelho não adquira muita sujeira com o passar do tempo.

Em temperaturas abaixo do ponto de congelamento, a condensação inicial pode ser úmida ou congelada. A formação de orvalho tem sido observada a temperaturas abaixo de -27°C . Apesar da mudança de fase do orvalho super resfriado para gelo ocorrer rapidamente, não tem sido observado nenhuma mudança por horas. A pressão de vapor de saturação da água super resfriada a -20°C , corresponde a um ponto de congelamento de -18°C , o que causa um erro de 2°C .

O sistema de controle de alguns higrômetros de espelho frio pode falhar quando a umidade ambiente muda rapidamente. Quando isto acontece o indicador do ponto de orvalho pode estar grosseiramente errado.

O higrômetro de espelho frio pode operar continuamente na operação sem acompanhamento de um operador, e com manutenção qualificada, possui alta acurácia. O seu intervalo típico de operação é $-70 \leq T_d$ e $T_f \leq 60^{\circ}\text{C}$. É possível obter uma imprecisão que varia de $0,4^{\circ}\text{C}$ para temperaturas de ponto de orvalho antes de congelar a 2°C , para uma temperatura do ponto de congelamento de -70°C , quando a umidade atmosférica ambiente é constante.

O objetivo é medir o vapor d'água presente no ar livre. Assim o local deve estar antes da fonte de vapor artificial, como um irrigador de gramado ou uma torre de resfriamento. Deve estar longe de superfícies pavimentadas que podem ser molhadas, e longe de árvores e edifícios. Pó ou partículas salgadas afetam o instrumento. É essencial manter uma programação de limpeza do espelho.

Solução de sal saturada - A razão de mistura do ar úmido em equilíbrio com uma superfície plana de uma solução aquosa salgada saturada é função da temperatura e da pressão. A célula de orvalho contém uma solução saturada de LiCl que é aplicada a lâ de vidro ou a uma musselina que envolve o dispositivo de medição de temperatura. Um aquecedor e um circuito simplificado de controle aquece a solução, e mantém ela a uma temperatura de equilíbrio. Alguns fatores que afetam o desempenho de uma célula de orvalho são:

- A célula de orvalho pode operar em temperaturas ambientes no intervalo de -30 a 100°C provendo a umidade relativa ambiente em torno de 100% e o valor de equilíbrio de uma solução saturada de LiCl que é de 11% em 50°C , e 15% a 0°C .

- A célula de orvalho deve ser protegida de uma forte ventilação que poderia causar excessiva perda de calor, reduzindo sua temperatura e fornecendo uma leitura errônea.

- A perda de potência causa esfriamento e saturação com a água líquida, a qual pode lavar o sal da musselina. O sal pode ser restabelecido facilmente aplicando uma solução de LiCl fresca.

- A velocidade de resposta depende da taxa à qual pode ser aquecida ou a qual perde calor para o ambiente. Isto, em troca, afeta o consumo de energia.

5.3.6 Reações químicas

Métodos químicos são normalmente usados em laboratório. Um método é remover o vapor d'água pelo uso de um reagente químico no qual a água resultante é pesada.

5.4 Calibração de Sensor de Umidade

O ar com uma razão de mistura conhecida pode ser obtido misturando uma quantidade de ar saturado, a uma temperatura conhecida, com uma quantidade de ar seco. Este método pode ser usado para produzir uma quantidade de vapor com uma umidade constante e conhecida. O ar pode ser trazido à pressão de vapor de saturação borbulhando através de um banho d'água.

Um dos métodos mais simples de calibrar a absorção do sensor de umidade é expondo o sensor a um espaço limitado e em uma solução salgada aquosa. O ASTM (1984) desenvolveu uma prática recomendada para manter a umidade relativa constante usando tais soluções. Algumas soluções salgadas mais utilizadas são listadas em Tabela 5.2.

Tabela 5.2 Valores de equilíbrio da umidade relativa para soluções aquosas saturadas de sal. Os valores listados são para temperaturas de 20, 25 e 30°C.

Sal	T(°C) = 20	25	30	
Cloreto de Lítio	11,1	11,3	11,3	LiCl
Acetato de Potássio	23,1	22,5	21,6	KC ₂ H ₃ O ₂
Cloreto de Magnésio	33,1	32,8	32,4	MgCl ₂ ·6H ₂ O
Carbonato de Potássio	43,2	43,2	43,2	K ₂ CO ₃
Nitrato de Magnésio	54,4	52,9	51,4	Mg(NO ₃) ₂ ·6H ₂ O
Cloreto de Sódio	75,5	75,3	75,1	NaCl
Cloreto de Potássio	85,1	84,3	83,6	KCl
Cloreto de Bário	91,0	90,0	89,0	BaCl ₂ ·H ₂ O
Nitrato de Potássio	94,6	93,6	92,3	KNO ₃
Sulfato de Potássio	97,6	97,3	97,0	K ₂ SO ₄

Capítulo 6

Características de Desempenho Dinâmico- Parte I

Quando a entrada de um sensor varia rapidamente, observamos características de desempenho as quais são devidas à mudança na entrada e que não estão relacionadas às características de desempenho estáticas. Neste capítulo assumiremos que uma calibração estática foi aplicada, e assim podemos considerar o desempenho dinâmico independentemente de características estáticas. Usaremos equações diferenciais para modelar este desempenho dinâmico tendo em vista que os modelos nunca podem ser exatos. Se o comportamento dinâmico de sistemas físicos podem ser descrito através de equações diferenciais lineares com coeficientes constantes, a análise é relativamente fácil porque as soluções são bem conhecidas. Tais equações sempre são aproximações ao desempenho real de sistemas físicos que são frequentemente não lineares, variantes no tempo, e têm parâmetros distribuídos. O uso de modelos simples com soluções conhecidas justifica-se pela qualidade do ajuste da solução à saída do sistema real e a utilidade na análise do resultados.

Equações diferenciais descrevem o comportamento de sistemas físicos nos quais está ocorrendo uma redistribuição de energia. Em um sistema mecânico, uma massa em movimento armazena energia cinética e pode armazenar energia potencial em virtude de sua posição em um campo de força. Quando um sistema mecânico não armazena energia potencial mas dissipa energia, a equação diferencial é de primeira ordem em termos de velocidade, por exemplo,

$$m \frac{dv}{dt} + Dv = F \quad (6.1)$$

onde v = velocidade,
 dv/dt = aceleração,
 m = massa,
 D = fator de dissipação, e
 F = força externa.

A equação acima pode ser aplicada a um anemômetro de copo porque o anemômetro pode armazenar energia cinética na roda de copos como momento de inércia mas, como a roda de copos não tem nenhuma posição preferencial com respeito ao vetor vento, não pode armazenar energia potencial. Ela dissipa energia cinética no fluxo de vento.

Para um sistema linear, a resposta para uma soma de entrada é simplesmente a soma das respostas a estas entradas aplicadas separadamente. Este é o princípio de superposição e pode ser tomada como uma definição da propriedade de sistemas lineares. Esta é uma propriedade extremamente útil porque permite análise da resposta a sinais complexos no domínio de frequência por superposição de respostas para frequências individuais. Esta é a justificativa para usar modelos lineares mesmo quando o ajuste está longe de ideal.

Um sistema físico é denominado estático quando a distribuição de energia dentro do sistema é constante. Quando há uma troca de energia dentro do sistema, o sistema está em um estado dinâmico e seu desempenho é descrito por uma equação diferencial que contém derivadas

com relação ao tempo. Para determinar características estáticas como limiar, devem ser feitas medidas da saída para valores diferentes da entrada. Cada medida é feita enquanto o sistema está estático. Durante a transição de um estado estático para outro, o sistema é dinâmico. Desta forma, nós esperamos até a troca de energia dinâmica cessar antes de fazer a medida estática.

Quando as forças estão aplicadas em pontos discretos e são transmitidas através de componentes discretos dentro do sistema, o sistema pode ser definido através de um conjunto de parâmetros. Mas quando é necessário descrever a variação nas coordenadas espaciais de um componente físico, o sistema deve ser descrito com parâmetros distribuídos e é modelado por uma equação diferencial parcial.

Análise de desempenho dinâmico se preocupa em modelar o desempenho de sistemas dinâmicos, de um conjunto de parâmetros com equações diferenciais ordinárias onde o tempo é a variável independente.

6.1 Sistemas de Primeira Ordem

O número de parâmetros de desempenho dinâmico é igual à ordem do sistema; assim, para um sistema de primeira ordem, a equação de desempenho pode ser escrita na forma canônica

$$\tau \frac{dx}{dt} + x = x_i \quad (6.2)$$

onde τ é a constante do tempo em unidade de tempo.

A solução para a eq. 6.2 é $x(t) = x_T(t) + x_s(t)$ onde $x_T(t)$ é a solução transiente e $x_s(t)$ é a solução de estado estacionário. A resposta transiente ou função complementar em termos matemáticos é obtida quando a função forçante é nula e no sistema são utilizadas condições iniciais no instante $t = 0$. A distribuição inicial de energia nos elementos armazenadores precisa tender para zero devido a dissipação de energia sempre presente. Neste sistema, a saída correspondente a uma dada distribuição de energia inicial e uma dada entrada é a solução transiente mais a solução de estado estacionário. Em termos matemáticos, a solução da equação para um determinado conjunto de condições iniciais e uma função forçante é a solução complementar mais a solução particular.

A solução de estado estacionário pode ser encontrada pelo método dos coeficientes indeterminados. Dado que a entrada é uma função $x_i(t)$, diferencia-se repetidamente o $x_i(t)$ com respeito a t até que as derivadas se anulem ou repetirem a forma funcional de uma derivada de ordem inferior. Este também é o teste para a aplicabilidade do método: se nenhuma das condições acima prevalece, o método de coeficientes indeterminados não pode ser usado. A solução de estado estacionário é escrita como:

$$x_s(t) = k_1 x_i(t) + k_2 D x_i(t) + k_3 D^2 x_i(t) + \dots \quad (6.3)$$

onde D é o operador diferencial d/dt . O lado direito da eq. 6.3 deve incluir um termo para cada forma funcional diferente encontrada ao examinar $x_i(t)$ e suas derivadas. As constantes k_i não dependem das condições iniciais. Elas são encontradas substituindo eq. 6.3 na eq. 6.2.

6.1.1 Entrada na Forma de Função Passo

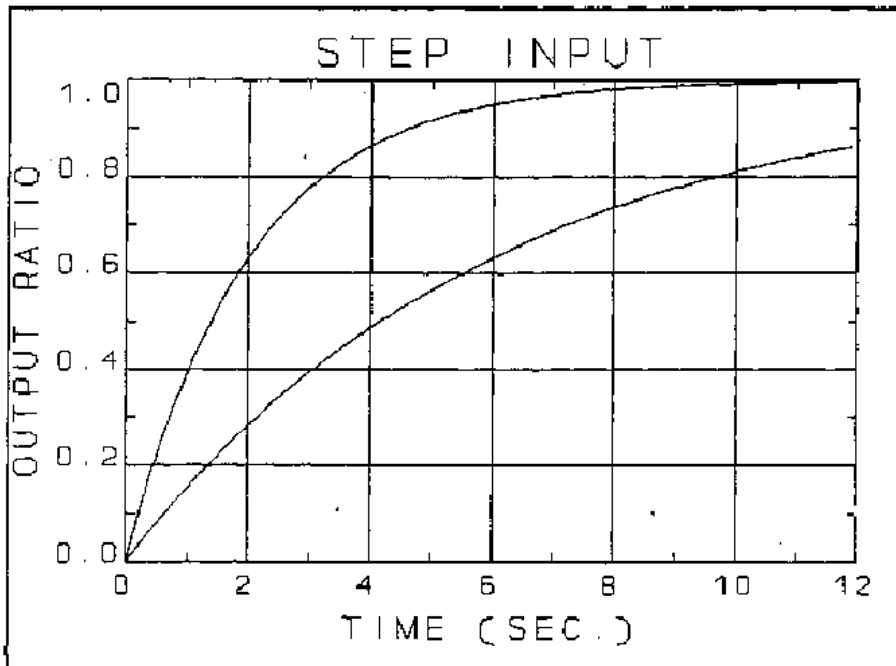


Fig. 6.1 Resposta para um degrau positivo. Na curva superior, $\tau = 2$ s e $\tau = 6$ s na curva inferior. A relação de saída é $x(t)/x_c$.

Um das entradas mais simples a considerar é a função degrau uma função que é zero para $t < 0$ e igual a alguma constante diferente de zero para $t > 0$. Podemos modelar isto fixando $x_i = x_c$, uma constante, e a condição inicial $x(0)=0$. Uma equação de primeira ordem tem só uma condição inicial e assim isto especifica que o sensor está em repouso com saída igual a zero em $t=0$, então ele responde à entrada que é constante para $t > 0$. Um modo de resolver a eq. 6.2 para a resposta transiente (com $x_i(t) = 0$) é integrá-la diretamente; podemos escrever isto na forma:

$$\frac{dx}{x} = -\frac{dt}{\tau} \quad (6.4)$$

A solução transiente é

$$x = Ce^{-t/\tau} \quad (6.5)$$

onde C é uma constante arbitrária. A solução de estado estacionário da eq. 6.2, com $x_i = x_c$, uma constante, deve ser $x_s = x_c$ assim a solução completa é dada por

$$x(t) = x_r(t) + x_s(t) = x_c + Ce^{-t/\tau} \quad (6.6)$$

A constante C pode ser determinada aplicando a condição inicial. A condição inicial é $x(0) = x_c + C = 0$ assim $C = -x_c$ e então:

$$x(t) = x_c(1 - e^{-t/\tau}). \quad (6.7)$$

A resposta de primeira ordem da função degrau é mostrada na Fig. 6.1 para duas constantes de tempo diferentes. Ambos os sistemas exibem 63,2% da resposta à entrada na forma de passo quando $t = \tau$, 86,5% da resposta quando $t = 2\tau$, e 95% da resposta quando $t = 3\tau$.

Uma resposta de primeira ordem para um degrau decrescente de entrada é mostrado na Fig. 6.2. Esta condição pode ser obtido fixando a entrada $x_i(t) = 0$ e a condição inicial $x(0) = x_c$. A solução, semelhante a eq. 6.6 é:

$$x(t) = x_c e^{-t/\tau}. \quad (6.8)$$

Como indicado anteriormente, 63.2% da resposta é obtida quando $t = \tau$.

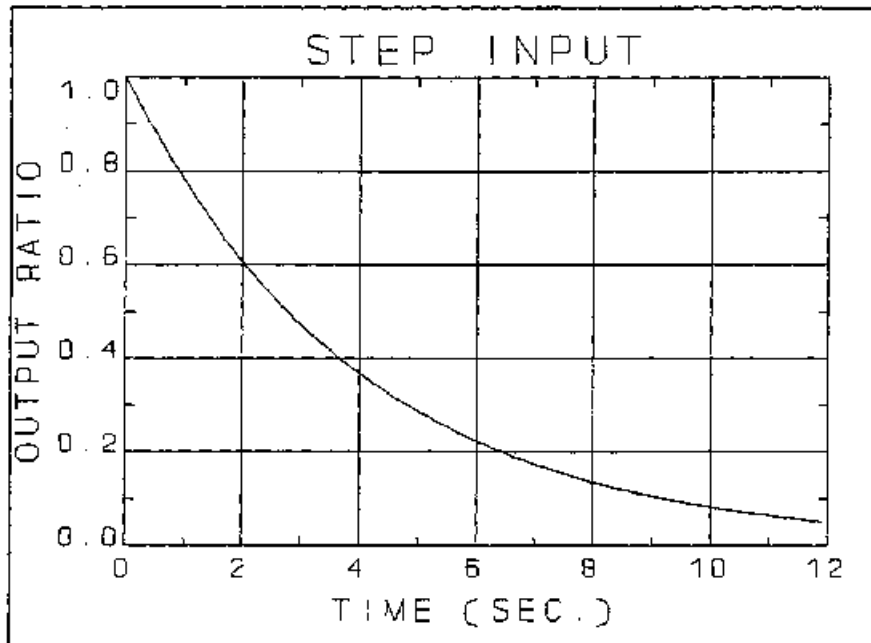


Fig. 6.2 resposta para um degrau negativo com $\tau = 4$ s.

6.1.2 Entrada na Forma de Rampa

Uma entrada na forma de rampa ocorre quando $x_i(t) = 0$ para $t < 0$ e $x_i(t) = at$ para $t \geq 0$, onde a é constante e a condição inicial é $x(0) = 0$. Eq. 6.2 se torna

$$\tau \frac{dx}{dt} + x = at \quad (6.9)$$

A solução transiente é determinada através de eq. 6.6 e a solução de estado estacionário é $x_s(t) = k_0 + k_1 t$. As constantes k_0 e k_1 são obtidas substituindo a solução de estado estacionário na eq. 6.9, ou seja, $k_0 = -a\tau$ e $k_1 = a$, então:

$$x(t) = -a\tau + at + ce^{-t/\tau} \quad (6.10)$$

Aplicando a condição inicial $x(0) = 0$ para obter $c = a\tau$, a solução da eq. 6.9 é dada por

$$x(t) = at - a\tau(1 - e^{-t/\tau}). \quad (6.11)$$

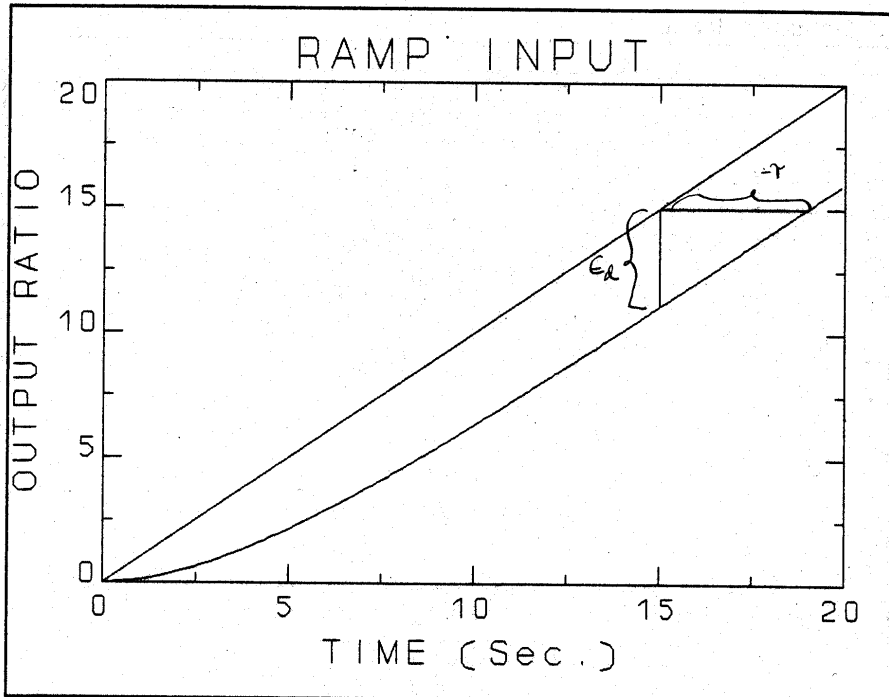


Fig. 6.3 resposta para uma entrada na forma de rampa. A relação de saída é $x(t)/a$. A linha vertical a $t = 15s$ mostra o erro dinâmico e a linha horizontal o atraso dinâmico.

Podemos definir o erro dinâmico

$$e_d = x(t) - x_i(t) = -a\tau(1 - e^{-t/\tau}) \quad (6.12)$$

que tem um componente transiente devido ao decaimento exponencial e um componente de estado estacionário igual a $-a\tau$. O atraso dinâmico poderia ser definido como um valor de Δt tal que $x(t) - x_i(t + \Delta t) = 0$. Isto dá um atraso dinâmico de $\Delta t = +\tau$.

6.1.3 Entrada na Forma Senoidal

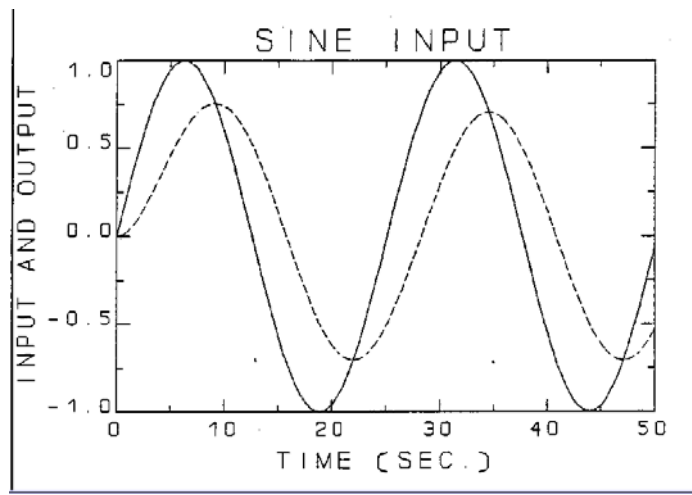


Fig. 6.4 Entrada senoidal e saída normalizada para $\tau\omega = 1$.

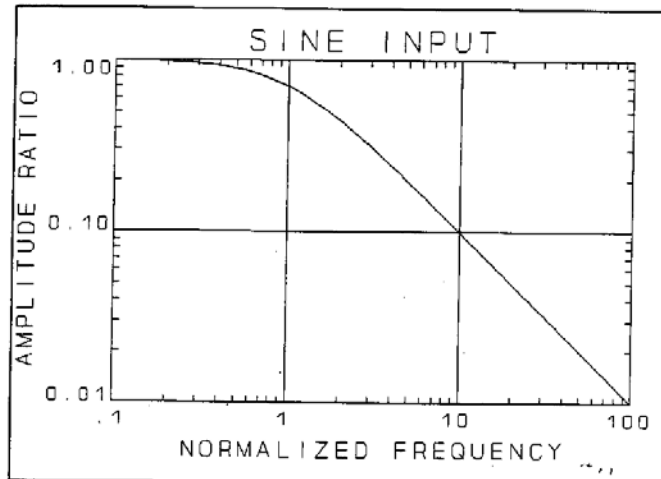


Fig. 6.5 Relação de amplitude vs. freqüência normalizada para um sistema de primeira ordem.

Para examinar a resposta de freqüência de um sensor de primeira ordem, considera-se a entrada para eq. 6.2 $x_i(t) = A_i \sin(\omega t)$ e somente a resposta de estado estacionário. A solução assumida é $x_s(t) = b_0 \sin(\omega t) + b_1 \cos(\omega t)$. A solução de estado estacionário é

$$x_s(t) = A_i \left[\frac{1}{1+(\tau\omega)^2} \sin\omega t - \frac{\tau\omega}{1+(\tau\omega)^2} \cos\omega t \right] \quad (6.13)$$

Com a ajuda das identidades trigonométricas $K \sin(x - y) = K \sin(x) \cos(y) - K \cos(x) \sin(y)$ e $K^2 \sin^2(x) + K^2 \cos^2(x) = K^2$, a solução pode ser escrita como:

$$x_s(t) = \frac{A_i}{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}} \sin(\omega t + \phi) \quad (6.14)$$

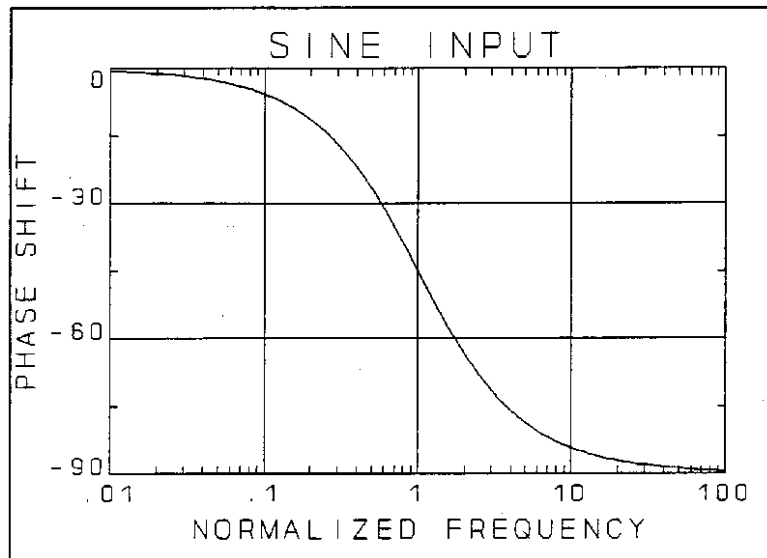


Fig. 6.6 Deslocamento de fase vs. freqüência normalizada para um sistema de primeira ordem.

onde $\phi = \tan^{-1}(-\tau\omega)$. Se escrevemos $x_s(t) = A \sin(\omega t + \phi)$ então

$$\frac{A}{A_i} = \frac{1}{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}} \quad (6.15)$$

Observa-se que a razão de amplitude:

$$\frac{A}{A_i} = \frac{1}{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}} \leq 1 \text{ for all } \tau\omega$$

$$\lim_{\tau\omega \rightarrow 0} \frac{A}{A_i} = 1$$

$$\lim_{\tau\omega \rightarrow \infty} \frac{A}{A_i} = 0$$
(6.16)

e quando $\tau\omega = 1$, $A/A_i = 0.707$.

6.2 Determinação Experimental de Parâmetros de Desempenho Dinâmico

O parâmetro de sistema, τ , poderia ser determinado aplicando uma função degrau como entrada para um sensor e determinando o tempo de atraso, a partir da aplicação do degrau, até quando a resposta alcançar 63,2% de valor do estado estacionário. Este método é prático somente sob condições ideais. Se o sinal registrado é ruidoso ou se os dados estão ausentes neste período de tempo crítico este método simples falha. A Fig. 6.7 mostra uma resposta tipo degrau de primeira ordem quando o sinal registrado é ruidoso e seria difícil de determinar a constante do tempo. Outro possível problema é que o sistema pode não ser de primeira ordem. Não é suficiente para assumir simplesmente que isto acontece.

Nós poderíamos reorganizar eq. 6.7 e usando logaritmos de ambos os lados para obter

$$\ln\left(1 - \frac{x(t)}{x_c}\right) = -\frac{t}{\tau}$$
(6.17)

e poderíamos plotar os dados em papel semilog. Se os dados plotados ficarem em uma linha reta o sistema seria linear e de primeira ordem e a inclinação da linha é igual a $-1/\tau$. Desde que τ é determinado a partir da inclinação da reta ajustada sobre todos os dados, ela não é dependente de dados em algum tempo específico e uma estimativa melhor sobre τ é obtida. Os dados ruidosos mostrados na Fig. 6.7 foram plotados na Fig. 6.8 como descrito acima. É razoável concluir que, se uma reta pode ser ajustada sobre os dados, então os resultados são de um sistema de primeira ordem.

6.3 Aplicação para Sensores de Temperatura

Cada sensor de temperatura possui um ou mais reservatórios de armazenamento de energia térmica. Se o sensor possui apenas um reservatório então pode ser modelado por meio de uma equação diferencial de primeira ordem como a eq. 6.2. Fisicamente, todo sensor de temperatura possui mais de um reservatório de armazenamento de energia térmica mas se existe um reservatório primário e os outros são pequenos em comparação a este, então é razoável usar o modelo de primeira ordem.

De acordo com Tsukamoto (1986) a constante do tempo de um sensor de temperatura de diâmetro pequeno em ventos fracos é determinado por

$$\tau = \frac{C_p \rho_s A_s}{K + \sqrt{2\pi K C_p \mu R_s}}$$
(6.18)

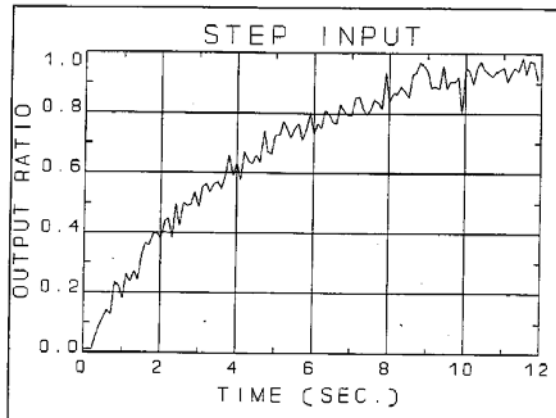


Fig. 6.7 degrau positivo com adição de ruído ($\tau = 4$ s).

onde

- C_s = calor específico do sensor, $J\ kg^{-1}\ K^{-1}$,
- ρ_s = densidade do sensor, $kg\ m^{-3}$,
- A_s = seção de área do sensor, m^2 ,
- K = condutividade térmica do ar, $25.7 \times 10^{-3}\ J\ K^{-1}\ m^{-1}\ s^{-1}$,
- c_v = calor específico do ar a volume constante, $717\ J\ K^{-1}\ kg^{-1}$,
- μ = viscosidade do ar, $18.18 \times 10^{-6}\ kg\ m^{-1}\ s^{-1}$,
- Re = número de Reynolds = $V\ d_s/v$,
- V = velocidade do vento, $m\ s^{-1}$,
- d_s = diâmetro do sensor, m ,
- ν = viscosidade cinemática, $15.29 \times 10^{-6}\ m^2\ s^{-1}$.

Alguns dos parâmetros que se referem ao ar são função da temperatura e, às vezes, da pressão mas os trataremos como constantes aqui. Logo, podemos escrever a equação anterior como:

$$\tau = \frac{C_s \rho_s A_s}{0.0257 + \sqrt{137.7 V d_s}} \quad (6.19)$$

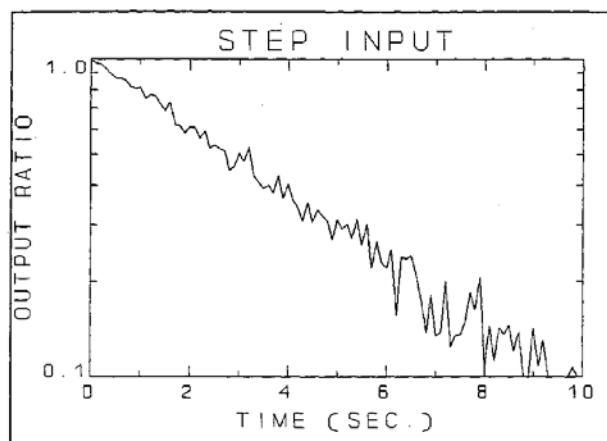


Fig. 6.8 Plotagem monolog dos dados da Fig. 6.7.

Para fio de cobre, $C_s = 390\ J\ kg^{-1}\ K^{-1}$, $\rho_s = 8900\ kg\ m^{-3}$. Usando $V = 2\ m\ s^{-1}$ e $d_s = 120\ \mu m$, tem-se então a constante do tempo $\tau = 189\ ms$.

Este modelo não inclui radiação ou efeitos da condução e transferência de calor.

Capítulo 7

Anemometria

A função de um anemômetro (cata-vento) é medir alguns ou todos os componentes do vetor velocidade do vento. É comum expressar o vento como um vetor tendo apenas os componentes horizontais visto que o componente vertical da velocidade do vento é geralmente pequeno perto da superfície da terra. Em alguns casos, o componente vertical é importante e então pensamos no vetor vento como sendo tridimensional. O vetor pode ser escrito em componentes ortogonais (u , v e às vezes, w) onde cada componente representa o vento que sopra de Norte, de Leste ou verticalmente. Alternativamente, o vetor vento pode ser escrito como uma velocidade e uma direção. No caso horizontal, a direção de vento é a direção da qual o vento está soprando, medida em graus no sentido horário partindo do Norte. O vetor vento pode ser expresso em três dimensões com: velocidade, direção no plano horizontal e o ângulo de elevação.

Unidades padrão para velocidade de vento (módulo da velocidade) são o m s^{-1} e o nó (milhas náuticas por hora). Alguns fatores de conversão são mostrados na tabela 7.1.

Tabela 7.1 - Unidades de conversão para a velocidade do vento					
	Multiplique a unidade pelo fator abaixo para obter:				
unidades	m s^{-1}	kt	km h^{-1}	ft s^{-1}	mi h^{-1}
m s^{-1}	1,0000	1,9438	3,6000	3,2808	2,2369
kt	0,5144	1,0000	1,8520	1,6878	1,1508
km h^{-1}	0,2778	0,5400	1,0000	0,9113	0,6214
ft s^{-1}	0,3048	0,5925	1,0973	1,0000	0,6818
mi h^{-1}	0,4470	0,8690	1,6093	1,4667	1,0000

A velocidade do vento é turbulenta, isto é, está sujeita a variações na velocidade, direção e período. O vetor vento pode ser descrito em termos do fluxo médio e rajadas ou variação em torno da média. O padrão da WMO define a média como uma média acima de 10 minutos.

7.1 Métodos de Medida.

O instrumento ideal para a medida do vento deveria ser leve o suficiente para responder a brisa mais leve e ser forte o bastante para resistir ventos com a força de um furacão, responder rapidamente a mudanças das flutuações turbulentas, ter uma saída linear, e características de desempenho dinâmico simples. É difícil construir um sensor que continue respondendo à velocidades do vento quando estas se aproximam de zero ou que suportem velocidades do vento muito grandes. Assim, uma variedade de tipos de sensores de vento, e até mesmo dentro de um mesmo tipo, um espectro de implementações tem sido feitas para satisfazer nossas necessidades.

7.1.1 Força do vento.

A força de arrasto do vento sobre um objeto, a qual todos nós experimentamos, pode ser escrita como:

$$F_d = \frac{1}{2} C_d \rho A V^2 \quad (7.1)$$

onde C_d , o coeficiente de arrasto, é uma função da forma do dispositivo e da velocidade de vento. É adimensional e, nesse contexto, $0 < C_d < 1$. A dependência do coeficiente de arrasto com a velocidade do vento é fraca dentro de um largo espectro de velocidades. Sendo assim, é freqüentemente utilizado um valor que é função apenas da forma. A densidade do ar, ρ , tem unidades de kg m^{-3} . A área de seção reta do sensor, A , é dada em m^2 e V , a velocidade do vento, é dada em m s^{-1} . Para alguns sensores, a velocidade do vento deve ser tratada como uma quantidade vetorial. Neste caso, V^2 é substituído por $V |V|$. Sensores de vento que respondem a força de arrasto, ou relacionados à força de levantamento, serão tratados nesta seção.

7.1.1.1 Anemômetros de Copo ou de Ventoinha.

Um anemômetro de copo gira com vento porque o coeficiente de arrasto da face aberta do copo é maior que o coeficiente de arrasto da superfície lisa e curva da parte de trás do copo, conforme mostrado na Fig. 7.1.

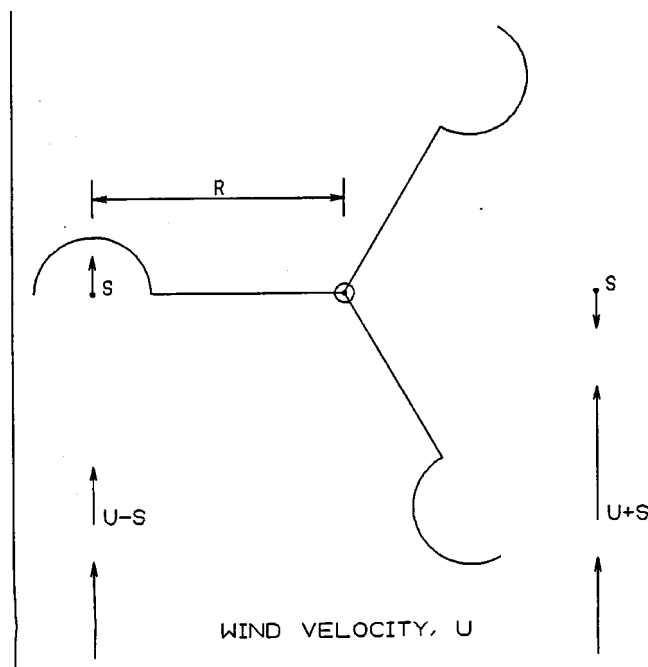


Fig. 7.1: Esquema de um anemômetro de copos que mostra a força de vento que atua nos copos.

A saída pura de um anemômetro de copo, ou de ventoinha, é a taxa de rotação mecânica da roda de copos (e do suporte). A sensibilidade estática, é quase constante acima da velocidade de limiar e é uma função da roda de copos ou do desenho da ventoinha. Valores típicos são 30 a 60 RPM/ m s^{-1} para uma roda de copos e 180 a 210 RPM/ m s^{-1} para uma ventoinha. Uma ventoinha sempre gira mais rápido que uma roda de copos para a mesma intensidade do vento.

As pás são unidas a um transdutor elétrico que produz um sinal elétrico de saída, por exemplo uma voltagem DC, que é proporcional a taxa de rotação da seta e conseqüentemente a velocidade do vento. Um transdutor AC pode ser usado com amplitude e freqüência proporcionais a taxa de rotação. Uma outra opção é um transdutor óptico que gera uma série de pulsações quando o feixe óptico é interrompido. A taxa de pulsação é proporcional a taxa de rotação.

Anemômetros de copo ou de ventoinha são lineares sobre a maior parte do seu “range”, com uma exceção a parte mais baixa desse intervalo. Considerando que estes anemômetros são conduzidos por uma força que é proporcional ao quadrado da velocidade do vento, há muito pouca força do vento e a fricção interna torna-se maior quando a velocidade do vento se aproxima de zero. Em consequência disso há uma velocidade do vento, chamada de *limiar de velocidade*, abaixo da qual o anemômetro não gira. A Fig. 7.2 mostra o efeito do limiar para o aumento e a diminuição da velocidade do vento. O limiar para o aumento, para velocidades do vento partindo de zero, é muito mais alto que o limiar para a diminuição, quando o vento está parando. Isto acontece porque o atrito dinâmico é menor que o atrito estático. Apesar disto, o mais baixo limite de alcance é definido freqüentemente como sendo zero. O limite superior é a máxima velocidade do vento que o anemômetro pode suportar sem sofrer danos.

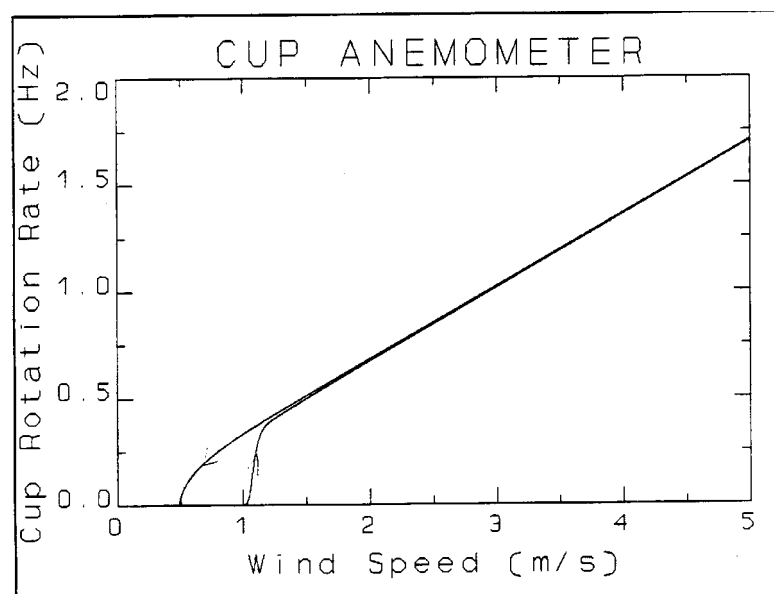


Fig. 7.2: Saída pura de um anemômetro de copo ($R = 14$ cm) com a velocidade do vento em um túnel de vento é aumentada lentamente de zero até 5 ms^{-1} e decrescendo lentamente até zerar.

Especificações do desempenho estático do anemômetro incluem o intervalo (“range”), normalmente de zero até algum valor máximo de velocidade do vento, e o limiar, normalmente considerado como a velocidade do vento a qual a copo ou ventoinha param de girar. O efeito não linear do limiar, o qual se estende bem acima da velocidade de limiar afirmada, normalmente é ignorado e nenhuma correção é feita. A velocidade de limiar é uma função da vibração e do atrito do suporte o qual aumenta com a idade do anemômetro. Às vezes é possível a detectar o efeito de limiar em dados de velocidade do vento.

Idealmente, um anemômetro de copo deveria responder a componente horizontal do vetor vento e a velocidade indicada seria proporcional ao cosseno do ângulo do vetor vento com relação a horizontal. Como mostrado na Fig. 7.3, com dados gerados por MacCready (1966), a função resposta às vezes é maior que a resposta cosseno ideal e isso causa uma superestimativa do componente horizontal num fluxo turbulento ou quando o componente vertical médio é diferente de zero, como pode acontecer em terreno complexo ou ao redor de edifícios. A linha sólida é a resposta cosseno ideal. As linhas pontilhadas e tracejadas representam a resposta cosseno em dois tipos de anemômetros de copo diferentes. Nem todos

tipos de anemômetro de copo superestimam a resposta cosseno. Este tipo, de erro é uma função do desenho do anemômetro e pode ser um fonte significativa de erro em alguns anemômetros. A magnitude deste erro raramente é dada nas especificações de desempenho estático, embora um procedimento de teste em túnel vento possa ser facilmente executado.

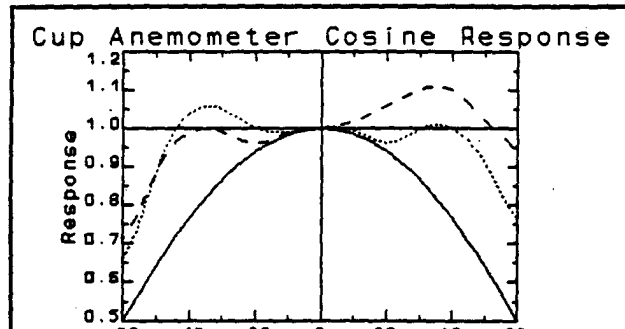


Fig. 7.3: Resposta cosseno para dois anemômetros de copo.

Anemômetros de ventoinha têm uma forma diferente de resposta de cosseno como mostrado na Fig. 7.4. Eles menosprezam a magnitude dos componentes do vento fora do eixo horizontal. Se uma ventoinha é utilizada junto com um cata-vento ela é orientada na direção do vento médio e, assim, o menosprezo não é um grande problema. Ventoinhas às vezes são utilizadas em configurações fixas de 2 D ou 3 D e então a subestimação fora do eixo é um problema e deve ser corrigida. Quando a ventoinha é orientada verticalmente, para medir o componente vertical da velocidade do vento, o vetor vento médio é normal ao eixo da ventoinha e o vetor vento instantâneo raramente desvia-se muito do normal tal que o desvio da lei de cosseno ideal pode ser compensado alterando-se ligeiramente o coeficiente de calibração.

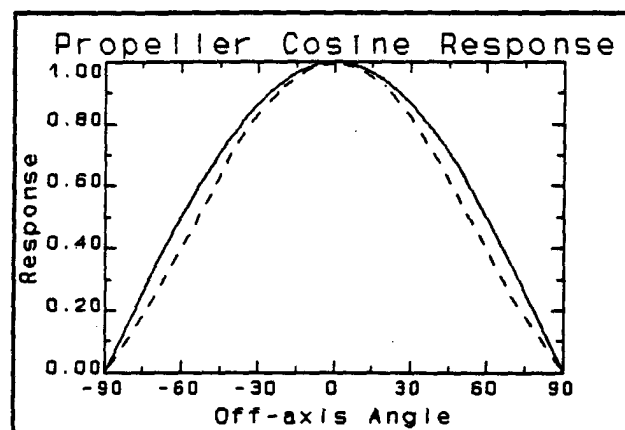


Fig. 7.4: Resposta cosseno de um anemômetro de ventoinha.

A resposta dos anemômetros de ventoinha é uma função do desenho da ventoinha e, para um desenho fixo, também dependerá do material utilizado na sua construção. Ventoinhas leves têm resposta mais rápida mas são mais frágeis e podem ser facilmente danificadas sob

ventos fortes. Entretanto, ventoinhas podem ser preparadas e adequadas para ambientes marinhos, inclusive para o uso em bóias (Michelena e Holmes, 1983).

Sob um vento estacionário, como em um túnel de vento, o desempenho dinâmico do anemômetro de copo pode ser razoavelmente aproximado através do uso de uma equação diferencial linear de primeira ordem.

$$\tau \frac{dU}{dt} + U = U_i \quad (7.2)$$

onde U_i é a velocidade de vento em m s^{-1} , U é a velocidade do vento indicada depois de aplicar a equação de calibração e τ é a constante de tempo dada por:

$$\tau = \frac{I}{\rho R^2 C_d A U_i} \quad (7.3)$$

onde I é o momento inércia da roda de copos em kg m^2 e R é o raio da roda de copos, como mostrado na Fig. 7.1.

Quando a constante de tempo é medida em testes de túnel de vento, executados para várias velocidades de vento, percebe-se que a constante de tempo decresce com o aumento da velocidade do vento: $\tau = \lambda/U_i$ onde λ é chamado de *constante de distância* e é dado em metros. Esta é uma fonte de dificuldade na equação 7.3 uma vez que a constante de tempo não é constante e as soluções simples para o passo e a entrada senoidal utilizada no capítulo 6 não são aplicáveis.

O trabalho habitual é assumir que as flutuações da velocidade do vento são pequenas comparadas a média e, então, substituir a velocidade do vento médio por U_i na equação da constante de tempo. Deste modo, soluções simples podem ser utilizadas. **A especificação de desempenho dinâmico para anemômetros de copo e de ventoinha é dada pela constante de distância λ e não pela constante tempo.**

A resposta senoidal apresentada no capítulo anterior é aplicável a anemômetros de copo e de ventoinha, mas a amplitude e a fase da função resposta foram determinadas em termos de $\tau\omega$. Agora $\tau = \lambda/U$ e ω , a frequência de entrada, pode ser expressa em termos de um comprimento de onda de entrada, obtêm-se $\omega = 2\pi f = 2\pi U/\lambda_i$ Então:

$$\tau\omega = 2\pi \frac{U}{\lambda_i} \frac{\lambda}{U} = 2\pi \frac{\lambda}{\lambda_i} \quad (7.4)$$

onde o termo λ_i pode ser pensado como um *comprimento de onda de rajada*. Note que quando $2\pi\lambda/\lambda_i = 1$, $A_o/A_j = 0.707$, ou seja, a amplitude da resposta é reduzida a aproximadamente 70% da amplitude de entrada.

A amplitude de resposta de um anemômetro é menor que 0.707 quando $\lambda_i < 2\pi/\lambda$. Constantes de distância típicas do anemômetro estão no intervalo $1 \text{ m} < \lambda < 10 \text{ m}$. Assim, se um anemômetro típico tem uma constante de distância de 3 m, ele atenuará a amplitude de todas as rajadas cujo o comprimento de onda for maior que $2\pi/\lambda = 19 \text{ m}$ para menos que 70% da amplitude de entrada. É surpreendente que o raio da roda da copos R seja sempre menor que 15 cm. Poderíamos esperar que um anemômetro de copos respondesse bem a todas as rajadas cujo comprimento de onda fosse maior que o tamanho físico da roda de copos mas, como mostrado aqui, um anemômetro típico atenua todas as rajadas cujos comprimentos de onda sejam menores que 19 m. Num anemômetro de resposta relativamente rápida com uma

constante de distância em torno de 1 m, atenuará todas as rajadas cujo comprimento de onda for menor que 6 m.

Para obter soluções convencionais para função resposta passo, rampa ou senoidal, é necessário assumir que a constante de tempo seja uma função da velocidade do vento médio e não da velocidade do vento instantânea. Se permitirmos que a constante de tempo varie inversamente com a velocidade do vento, a equação diferencial torna-se não-linear e é mais difícil obter as soluções. Considere um caso simples, como mostrado na figura 7.5 onde a velocidade do vento é representada por uma onda retangular.

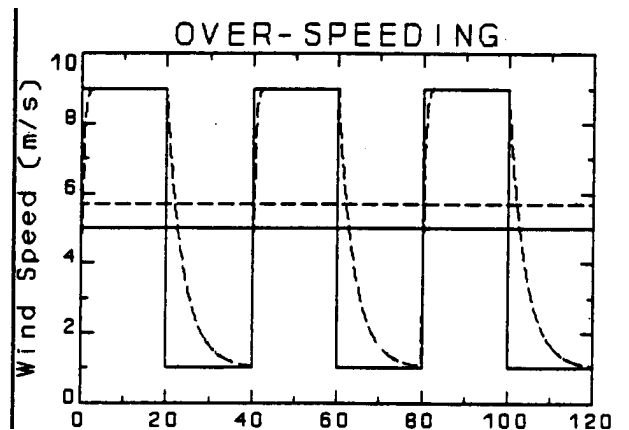


Fig. 7.5: Uma entrada simples de velocidade do vento (linha sólida) e a resposta de um anemômetro de copo ou ventoinha (linha tracejada).

Uma vez que a constante de tempo é inversamente proporcional à velocidade do vento, quando a velocidade do vento é baixa, a constante de tempo é alta e, quando a velocidade de vento é alta, a constante de tempo é mais baixa. Assim o anemômetro responde mais rapidamente a um passo crescente que a um passo decrescente. O resultado é que a velocidade do vento média informada pelo anemômetro é mais alta que a velocidade média real. Este erro de superestimativa acontece em todos anemômetros de copo e ventoinha mas a magnitude do erro pode ser pequena. O erro é uma função do tempo ou da constante de distância do anemômetro, da velocidade média do vento e da intensidade da turbulência e da razão entre o desvio padrão da velocidade do vento e a velocidade do vento médio.

Todos anemômetros de copo são susceptíveis a superestimativa da velocidade de vento médio e existem duas causas para isso. A primeira, e mais significativa, é o erro de superestimativa estática devido à falta de resposta cosseno. A segunda fonte deste erro é o efeito dinâmico que será maior para anemômetros com constantes de distância maiores.

Anemômetros de ventoinha também são susceptíveis a superestimativa do vento médio mas devido somente ao efeito dinâmico e, portanto, a superestimação da média é bem menor para os anemômetros de ventoinha.

A densidade do ar tem um efeito sobre velocidade de limiar e na constante de distância dos anemômetros de copo e de ventoinha. A velocidade de limiar é inversamente proporcional à densidade porque representa um balanço entre a força aerodinâmica e as forças de atrito nos suportes do anemômetro. Tem sido mostrado também que a constante tempo, e portanto a constante de distância, está inversamente relacionada à densidade do ar. Em velocidades bem acima da velocidade de limiar, a sensibilidade estática deveria ser independente da densidade do ar porque a sensibilidade estática é uma função do equilíbrio entre as forças aerodinâmicas.

7.1.1.2 Pá direcional.

Uma pá direcional, como mostrado na Fig. 7.6, é uma lâmina plana ou aerofólio que pode girar sobre uma seta vertical e, em equilíbrio estático, é orientada na direção do vetor vento. Normalmente há um peso, não mostrado nesta figura, para equilibrar a pá direcional sobre a seta vertical.

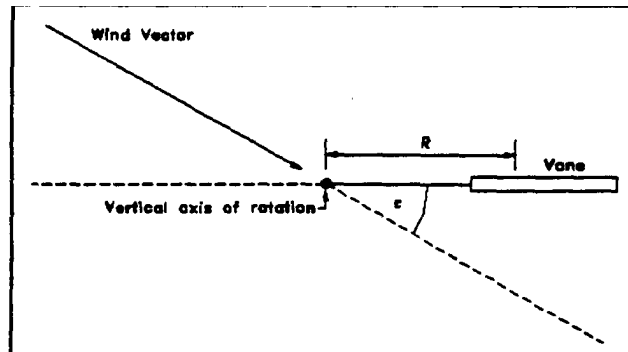


Fig. 7.6: Desenho esquemático de uma Pá direcional.

O transdutor elétrico mais comum é um potenciômetro simples concentricamente montado com a pá vertical para converter o ângulo azimutal (0° a 360°) para uma voltagem proporcional àquele ângulo. O potenciômetro necessita ter uma zona morta de 3° a 5° normalmente orientada para o Norte. Os valores medidos para ângulos de $\pm \approx 3^\circ$ do Norte são informados como sendo Norte. Busch et. al. (1980), utilizaram um digitalizador para converter ângulo da pá direcional para um sinal digital, eliminando assim o erro da zona morta.

A única fonte de erro estático é o desalinhamento da pá direcional. É bastante fácil alinhar uma pá direcional com o Norte, mas erros humanos freqüentemente causam desalinhamento. A entrada da pá direcional é direção do vento e a saída pura é o alinhamento da seta da pá direcional com relação ao Norte. Tendo um simples potenciômetro como transdutor, a saída é uma voltagem proporcional ao ângulo da seta.

Uma pá direcional usa uma combinação de forças de levantamento e arraste sobre suas partes para alinhá-la com o vetor vento. Uma vez que a pá direcional tem um momento de inércia e amortecimento aerodinâmico, há um erro de não alinhamento dinâmico, $\varepsilon_d = \theta - \theta_i$ devido a variação na direção do vento, θ_i . A equação do movimento é

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{NR}{U} \frac{d\theta}{dt} + N\theta = \theta_i \quad (7.5)$$

onde I é o momento de inércia da pá direcional, N é o torque aerodinâmico por unidade de ângulo, R é a distância do eixo de rotação ao centro efetivo da força aerodinâmica sobre a pá direcional.

$$N = \frac{1}{2} C_d \rho A U^2 R \quad (7.6)$$

Como antes, U é a velocidade do vento. A equação do desempenho dinâmico de segunda ordem será discutida no próximo capítulo.

A pá direcional ideal terá as seguintes características:

- Baixo atrito no suporte,
- Estaticamente equilibrada (usando um contrapeso),
- Torque do vento máximo e momento de inércia mínimo,
- Relação de amortecimento (será definida depois) entre 0.3 e 0.7,
- Baixo limiar de velocidade do vento (aproximadamente 0.5 m s^{-1}), e
- Desenhos rústicos capazes de resistir a velocidades do vento superiores a 50 m s^{-1}

Exigências de manutenção para uma pá direcional são bastante simples:

- Verificar um baixo atrito do suporte,
- Verificar a integridade mecânica (conferir se o braço da pá direcional não está curvado),
- Verificar o alinhamento com o Norte, e
- Verificar apropriadamente a operação do transdutor.

7.1.1.3 Cilindro ou Esfera de arrasto.

O anemômetro de cilindro ou de esfera de arrasto é um sensor que mede velocidade de vento medindo a força arrasto em um objeto no fluxo. O cilindro de arrasto é usado para medir um escoamento bidimensional enquanto a esfera pode medir o vetor vento tridimensional.

Enquanto os anemômetros de copo e de ventoinha giram no vento e estão sujeitos ao atrito mecânico, o anemômetro de esfera de arrasto não gira e seu movimento é extremamente limitado, respondendo a força de arrasto do vento. Este anemômetro foi descrito por Doebelin (1975), Smith (1980) e Van Cauwenberghe et al. (1983). A equação de calibração estática é dada por

$$\vec{F} = \frac{1}{2} \rho A C_d \vec{U} |\vec{U}| \quad (7.7)$$

onde a notação vetorial é utilizada para representar o vento tridimensional e os vetores de força. Como sempre, ρ é a densidade de ar e A é a área de seção transversal. Cada componente da velocidade depende de todos os três componentes da força.

A resposta dinâmica é determinada pelo torque da mola que segura o cilindro ou esfera em uma posição. As forças restauradoras devem ser bastante rígidas.

A esferas de arrasto não têm nenhuma parte móvel e podem ter resposta rápida, mas a barra utilizada para detectar um deslocamento pode ser sensível a temperatura e exige altos ganhos dos amplificadores para gerar um sinal de voltagem razoável. O cilindro ou esfera pode ser afetado por acumulação de neve ou gelo os quais mudariam a aerodinâmica e poderiam criar um "offset".

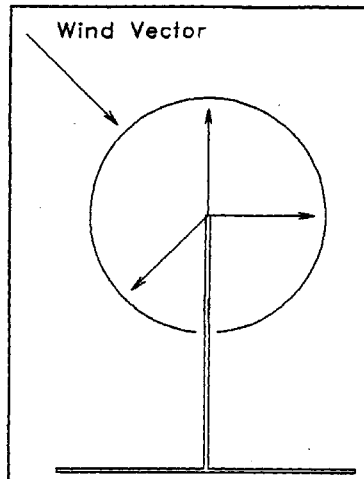


Fig. 7.7: Desenho esquemático de um anemômetro de esfera de arrasto. As setas representam os três apoios dimensionais e o sistema do transdutor.

7.1.1.4 Tubo de Pitot Estático.

O tubo de pitot estático é de fato um par de tubos concêntricos como mostrado na Fig. 7.8. O pórstico estático, ao término do tubo, é um obstáculo cego ao escoamento de ar e portanto o coeficiente arrasto é unitário. O pórstico estático é localizado longe o bastante de um ponto na parte de trás ao longo do tubo e não tem nenhum efeito no escoamento dinâmico, assim a pressão observada é a pressão atmosférica ambiente.

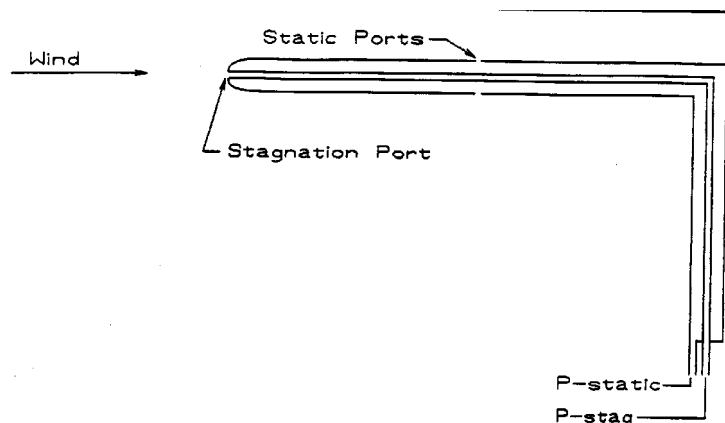


Fig. 7.8: Tubo de Pitot estático.

O tubo de pitot estático deve ser orientado na corrente de ar. Um tubo típico tolerará erros de desalinhamento até $\pm 21^\circ$ mas o problema de alinhamento o faz virtualmente inadequado para trabalhos atmosféricos, mas são ideais para o uso em túneis de vento, e frequentemente utilizados para calibração de outros anemômetros. Como notado acima, $p\text{-estático} = p$ a pressão atmosférica ambiente enquanto $p\text{-estagnação} = 0.5\rho V^2 + p$, assim a pressão diferencial $\Delta p = (p\text{-estagnação}) - (p\text{-estático}) = 0.5 \rho V^2$. A equação de transferência é mostrada na Fig. 7.9 e a equação de calibração é

$$V = \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}} \quad (7.8)$$

e a calibração é uma função de pressão atmosférica e da temperatura uma vez que $\rho = p/RT$ onde R é a constante de gás para o ar seco.

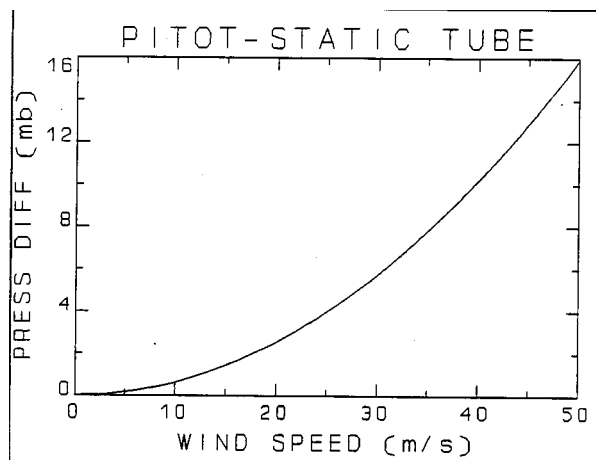


Fig. 7.9: Transferência estática de um tubo de Pitot estático mostrando a diferença de pressão entre o pórtilo de estagnação e os pórtilos estáticos como uma função da velocidade do vento.

7.1.2 Dissipação de calor.

Anemômetros de arame e filme quentes são utilizados para inferir a velocidade do vento através do resfriamento de um arame ou filme aquecido, o qual é dependente da taxa do fluxo de massa (velocidade e densidade de fluxo) que passa pelo elemento sensível (arame ou filme). A velocidade de resposta de arames e filmes é uma função da massa térmica dos elementos. Arames quentes são os mais rápidos sensores de vento convencionais disponíveis uma vez que eles podem usar fios de platina muito finos, até 5 μm em diâmetro. Estes sensores são bem adequados para medidas de turbulência atmosférica ou para uso em aeronaves. Sensores de filme são feitos pela deposição de um filme fino de platina sobre um cilindro de quartzo ou vidro e então isolados com uma camada muito fina de quartzo ou cerâmica. O diâmetro da barra pode ser de 50 μm ou mais em diâmetro inibindo deste modo a frequência de resposta algumas vezes. Para um tratamento geral, veja Doeblin (1975), Hasse e Dunckel (1980), e Perry (1982).

Em um arame operado no modo de temperatura constante, a corrente, I , através do sensor está relacionado à velocidade do vento pela lei de King:

$$I^2 = A + B\sqrt{V} \quad (7.9)$$

onde A e B são constantes. Esta equação é aplicável acima de um certo limiar para a taxa de fluxo que pode ser maior que 5 m s^{-1} . A calibração é uma função da densidade de ar e das características do arame (ou filme) incluindo possíveis contaminações atmosféricas. Não é incomum monitorar a velocidade média do ar simultaneamente com um anemômetro de copo para obter uma verificação da calibração.

As características das respostas dinâmicas podem ser bastante complexas mas é relativamente fácil aumentar a frequência de resposta diminuindo o tamanho do sensor de forma que os detalhes da frequência de resposta sejam raramente necessários. Porém, um anemômetro de filme quente com um sensor grande pode ter uma frequência de resposta bastante pobre, no intervalo de 10 até 100 Hz.

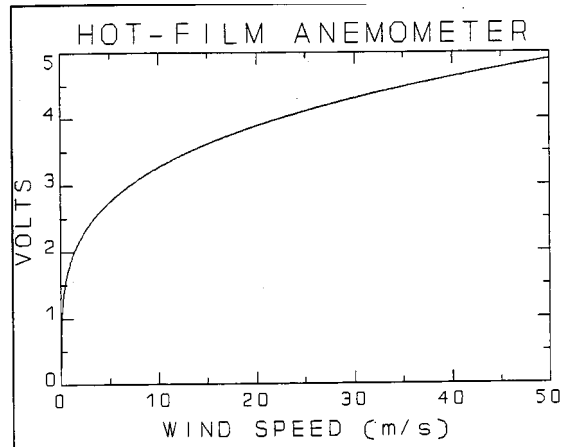


Fig. 7.10: Curva de transferência estática de um anemômetro de Arame Quente.

Configurações dos sensores estão disponíveis para responder ao vetor vento tridimensional mas devem ser orientados na direção do vento médio para evitar efeitos de obstrução do sensor. Eles estão sujeitos a contaminação atmosférica a qual afeta a calibração. Sensores de filme quente maiores são menos susceptíveis e podem ser limpos para restabelecer a calibração. Também, sensores maiores são mais rústicos que os sensores de arame quente pequenos. A chuva produz erro nos dados que, se calculada a média, produz um aumento aparente na velocidade do vento.

7.1.3 Velocidade do Som.

O anemômetro sônico mede o tempo exigido para transmitir um sinal acústico através de um caminho fixo para determinar o componente da velocidade do vento ao longo daquele caminho. Sua frequência de resposta é limitada pela média espacial ao longo do caminho. É um instrumento absoluto e responde linearmente à velocidade do vento. Ver Coppin e Taylor (1983), Kaimal (1980) e Kaimal et. al. (1980).

A figura 7.11 mostra um único eixo de um anemômetro sônico com o vetor vento V . O componente ao longo do caminho é V_d e o componente normal ao caminho é V_n . Sendo t_1 o tempo necessário para um pulso sonoro ir do transmissor T_1 até o receptor R_1 , e t_2 o tempo para ir de T_2 até R_2 . A frequência do som utilizada é tipicamente da ordem de 230 kHz.

Fig. 7.11: Desenho esquemático de um anemômetro sônico que mostra as relações entre vetores.

Nesta figura,

$$\cos \alpha = \frac{d - V_d t_1}{C t_1} = \frac{d + V_d t_2}{C t_2} \quad (7.10)$$

onde C é a velocidade de som. Se $V = 0$, então $t_1 = d/C = t_2$ em geral, os tempos de trânsito são

e a diferença entre
$$t_1 = \frac{d}{C \cos \alpha + V_d} \quad t_2 = \frac{d}{C \cos \alpha - V_d} \quad (7.11)$$

os tempos de trânsito é

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{2dV_d}{C^2} \quad (7.12)$$

assumindo que $C^2 \gg V_d^2$. A velocidade do som é dada por $C^2 = \gamma RT$ onde $\gamma = 1.4$, é a razão entre os calores específicos, $R = 287 \text{ J K}^{-1} \text{ kg}^{-1}$, é a constante do gás para ar seco, e T é temperatura em K.

Supondo que um anemômetro sônico particular tenha sido projetado para medir os tempos de trânsito de $0.1 \mu\text{s}$ e a distância $d = 20 \text{ cm}$. Se $C = 343 \text{ ms}^{-1}$ a 20°C a resolução de velocidade do dispositivo é $\Delta V_d = (\Delta t C^2)/(2d) = (10^{-7} \times 1.18 \times 10^5)/(2 \times 0.2) = 3 \text{ cm s}^{-1}$.

A medida da velocidade do vento é uma função da temperatura do ar, mas a temperatura do ar utilizada pode ser determinada utilizando:

$$\frac{t_1 + t_2}{2} = \frac{d}{C^2} = \frac{d}{\gamma RT} \quad (7.13)$$

tal que o anemômetro sônico possa determinar a temperatura do ar e o componente da velocidade do vento paralelo ao eixo de medida. Com três eixos de medida ortogonais, ele pode medir vetor vento tridimensional. O anemômetro sônico é linear e, dada uma distância de separação fixa e conhecida d , depende unicamente de uma base de tempo acurada para medir a velocidade do vento.

Um procedimento alternativo de processamento é calcular o inverso do tempo de trânsito, então,

$$\frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2} = \frac{2V_d}{d} \quad (7.14)$$

e V_d pode ser obtido sem o cálculo da densidade do ar. A dificuldade com esta técnica é que ela necessita de um elemento de computação que possa calcular o tempo inverso rápido o bastante para ser utilizado em tempo real e isto não estava disponível no início da anemometria sônica.

Um anemômetro sônico faz 200 medidas por segundo e médias com mais de dez amostras para obter menos ruídos com resultados a 20 medidas por segundo. Alcança uma resolução de 1 cm s^{-1} e tem um intervalo (“range”) de $\pm 30 \text{ m s}^{-1}$.

O anemômetro sônico tem uma limitação de resolução espacial imposta pelo tamanho do caminho, d . Mede uma velocidade do vento mediada sobre o tamanho do caminho mas ele é muito mais curto que o limite de resolução espacial equivalente de $2\pi\lambda$ dos anemômetros de copo e de ventoinha.

O anemômetro sônico é bastante caro, comparado aos sensores mecânicos simples, e requerem consideravelmente mais potência da fonte. Pode haver perda de sinal devido a chuva pesada ou neve úmida. Tem uma largura de banda um pouco maior que os anemômetros mecânicos mas consideravelmente menor que os anemômetros de arame ou de filme quentes.

7.2 Calibração.

O método de calibração preferido para sensores de vento é colocá-los em um túnel de vento juntamente com instrumentos de referência adequados. O túnel de vento deve ser grande bastante para acomodar os sensores e fornecer um escoamento suave e estacionário.

Quando a calibração de anemômetros de copo e de ventoinha for estabelecida, o desempenho do resto do instrumento pode ser prontamente verificado girando uma pá direcional (cata-vento) com um motor que gira com uma velocidade constante. Esta é uma verificação adequada para calibrações no local (in-situ), contanto que a roda de copos ou ventoinha não tenha sido danificada ou substituída por tipos ou dimensões diferentes.

7.3 Exposição.

A altura padrão para exposição para medida de ventos de superfície, segundo a Organização Meteorológica Mundial (WMO), é de 10 m. Além disso, o anemômetro tem que estar bem exposto em todas as direções. Nenhuma obstrução ao fluxo do vento deve estar a mais que 3° acima do horizonte o que significa que a distância do anemômetro até um obstáculo deve ser pelo menos 20 vezes a altura da obstrução. Uma vez que o fluxo do vento é perturbado por obstruções, inclusive edifícios, o anemômetro não deve ser colocado em cima de construções.

Capítulo 8

Características de Desempenho Dinâmico - Parte II

O modelo de primeira ordem discutido no Capítulo 6 é inadequado quando há mais de um reservatório de armazenamento de energia no sistema a ser modelado. Se o sensor é linear ele pode ser modelado com um modelo de desempenho dinâmico de ordem maior.

8.1 Modelos de Desempenho Dinâmico Generalizados

O modelo de desempenho dinâmico geral é a equação diferencial ordinária linear

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dx}{dt} + x = x_i(t) \quad (8.1)$$

onde t = tempo, a variável independente,
 x = variável dependente,
 a_n = coeficientes da equação ou parâmetros do sistema,
 $x_i(t)$ = entrada ou função forçante.

Esta equação é ordinária porque há somente uma variável independente. É linear porque a variável dependente e suas derivadas somente ocorrem no primeiro grau. Isto exclui potências, produtos, e funções como $\sin(x)$. Se os parâmetros de sistemas, a_n , são constantes, o sistema é invariante no tempo.

Nós podemos definir o operador diferencial $D=d/dt$ de tal modo que a equação (8.1) pode ser escrita como:

$$(a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + 1)x = x_i(t) \quad (8.2)$$

Como antes, a solução é $x(t) = x_T(t) + x_S(t)$ onde $x_T(t)$ é a solução transiente e $x_S(t)$ é a solução de estado estacionário. A solução transiente tem n constantes arbitrárias que podem ser numericamente avaliadas impondo n condições iniciais na equação (8.2). O primeiro passo é obter a solução transiente calculando as raízes da equação característica:

$$a_n r^n + a_{n-1} r^{n-1} + \dots + a_1 r + 1 = 0 \quad (8.3)$$

onde o operador D foi substituído por uma variável algébrica simples, r . As raízes da equação característica, r_1, r_2, \dots, r_n são usadas para obter a solução com as seguintes regras:

1. Raízes reais não repetidas: para cada raiz real não repetida r , um termo da solução é escrita como Ce^{rt} , onde C é uma constante arbitrária.

2. Reais raízes repetidas: para cada raiz real r que aparece p vezes, a solução é escrita como $(C_0 + C_1 t + \dots + C_{p-1} t^{p-1})e^{rt}$.

3. Raízes complexas, não repetidas: uma raiz complexa tem a forma $a \pm ib$. Se os coeficientes de equação (8.3) são reais, o que normalmente esperamos, então para cada par de raízes, a solução correspondente é $[e^{at} (c_1 \cos(bt) + c_2 \sin(bt))]$.

4. Raízes complexas, repetidas: para cada par de raízes complexas que aparecem m vezes, a solução é:

$$c_0 e^{at} \cos(bt + \phi_0) + c_1 t e^{at} \cos(bt + \phi_1) + \dots + c_{m-1} t^{m-1} e^{at} \cos(bt + \phi_{m-1}) \quad (8.4)$$

A solução transiente simplesmente é a soma das soluções individuais. Para avaliar as constantes c_i , devem existir n condições iniciais específicas.

Como na equação de primeira ordem, a solução de estado estacionário pode ser encontrada pelo método dos coeficientes indeterminados. Ele não funciona em todas as condições, mas é adequado para o presente propósito. Dado que a entrada é alguma função $x_i(t)$, diferenciada repetidamente até as derivadas zerarem ou repetir a forma funcional de alguma derivada de ordem mais baixa. Este é, também, o teste para a aplicabilidade do método: se nenhuma das condições acima prevalece, o método dos coeficientes indeterminados não pode ser usado. Escrevendo a solução de estado estacionário como:

$$x_s(t) = k_1 x_i(t) + k_2 D x_i(t) + k_3 D^2 x_i(t) + \dots \quad (8.5)$$

onde o lado direito inclui um termo para cada forma funcional diferente encontrada examinando $x_i(t)$ e suas derivadas. As constantes k_i não dependem das condições iniciais. Eles são achados substituindo a equação (8.5) na equação (8.2).

Os termos do sistema se referem a dispositivos físicos tais como sensores, e a equação se refere ao modelo matemático correspondente. Existe um conjunto dual de condições que correspondem à consideração do sistema físico ou do modelo matemático. Por exemplo, a_n são coeficientes do modelo matemático, mas eles também representam algum aspecto físico do sensor que é modelado, assim eles também podem ser chamados parâmetros do sistema.

8.2 Reservatórios de Armazenamento de Energia

Equações diferenciais descrevem o comportamento de sistemas físicos nos quais uma redistribuição de energia está ocorrendo. Em um sistema mecânico, uma massa em movimento armazena energia cinética e pode armazenar energia potencial em virtude de sua posição em um campo de força. Quando um sistema mecânico armazena energia potencial e dissipa energia, a equação diferencial é de segunda ordem, isto é,

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + f_d \frac{dx}{dt} + x = F(t) \quad (8.6)$$

onde x = posição,
 dx/dt = velocidade,
 m = massa,
 f_d = fator de dissipação, e
 F = força externa.

A equação acima se aplica a um cata-vento porque ele pode armazenar energia cinética em seu braço através do momento de inércia e armazenar energia potencial em virtude de sua orientação relativo ao vetor de vento e dissipando energia cinética no fluxo de vento.

A ordem de uma equação diferencial é sempre igual ao número de reservatórios de armazenamento de energia. Em um sistema mecânico, estes reservatórios incluem os elementos de armazenamento de energia cinética mais os elementos de armazenamento de energia potencial. Capacitores e indutores são elementos de armazenamento de energia em sistemas elétricos. Em sistemas térmicos, energia é armazenada em termos de massas térmicas.

A resposta transiente, ou função complementar em condições matemáticas é obtida quando a função forçante é zerada e o sistema é lançado de algum conjunto de condições iniciais no momento $t = 0$. A distribuição de energia nos elementos de armazenamento dos sistemas na hora do lançamento deve tender a zero devido a dissipação de energia sempre presente. Em termos de sistema, a saída para uma dada distribuição de energia inicial e entrada controlada é a solução transiente mais a solução de estado estacionário. Em condições matemáticas, a solução da equação para um determinado conjunto de condições iniciais e uma função forçante é a função complementar mais a função particular.

Para um sistema linear, a resposta para uma soma de entradas é simplesmente a soma das respostas a estas entradas aplicadas separadamente. Este é o princípio de superposição e pode ser tratado como uma propriedade definida de sistemas lineares. Esta é uma propriedade extremamente útil porque permite análise da resposta a sinais complexos no domínio de frequência por superposição de respostas para frequências individuais. Esta é a justificativa para usar modelos lineares até mesmo quando o ajuste está longe do ideal.

Um sistema físico é dito estar em um estado estático quando a distribuição de energia dentro do sistema é constante. Quando há uma troca de energia dentro do sistema, ele está em um estado dinâmico e seu desempenho é descrito por uma equação diferencial que contém derivada com relação ao tempo. Para determinar as características estáticas tais como o limiar, devem ser feitas medidas da saída para muitos valores diferentes da entrada. Cada medida é feita enquanto o sistema é estático. Durante a transição de um estado estático para outro, o sistema é dinâmico. Nós esperamos até a troca de energia dinâmica cessar antes de fazer a medida estática.

Quando forças são aplicadas em pontos discretos e são transmitidas através de componentes discretos dentro do sistema, tal sistema pode ser definido através um agrupamento de parâmetros. Mas quando é necessário descrever a variação de um componente físico nas coordenadas do espaço, o sistema deve ser descrito com parâmetros distribuídos e deve ser modelado por uma equação diferencial parcial.

A análise do desempenho dinâmico se preocupa com a modelagem dos desempenhos dinâmicos de sistemas de parâmetro agrupados, com equações diferenciais ordinárias onde o tempo é a variável independente.

8.3 Sistemas de Segunda Ordem

O número de parâmetros de desempenho dinâmico é igual à ordem do sistema. Desde que, para um sistema de segunda ordem, o desempenho da equação (8.1) pode ser reduzida à forma canônica

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} D^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} D + 1 \right) x = x_f \quad (8.7)$$

e a equação característica é

$$\frac{1}{\omega_n^2} r^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} r + 1 = 0 \quad (8.8)$$

As raízes da equação característica são

$$r = -\omega_n (\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1}). \quad (8.9)$$

Fisicamente, há somente dois possíveis casos para as raízes:

1) **real e não repetidas quando $\zeta > 1$ então**

$$x_T(t) = c_1 \theta^{r_1 t} + c_2 \theta^{r_2 t} \quad (8.10)$$

2) **complexo e não repetidas quando $\zeta < 1$ então,**

$$x_T(t) = e^{-\zeta \omega_n t} [c_1 \cos(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) + c_2 \sin(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t)] \quad (8.11)$$

No primeiro caso, a solução é não oscilatória e semelhante à resposta da função degrau de primeira ordem. O segundo caso é mais interessante, uma vez que exhibe resposta oscilatória. Esta solução é um decaimento coseno e, se ζ é pequeno, mostra considerável "overshoot" e oscilação. A constante ω_n é chamada de frequência natural de não-amortecimento uma vez que ela é a frequência na qual o sistema oscilaria, se a razão de amortecimento $\zeta = 0$.

Se ζ pudesse ser zero, a resposta para uma função degrau de entrada seria um coseno sem amortecimento e oscilaria indefinidamente. Isto implica que o sistema não dissipa energia e isto é impossível de acontecer. Assim o caso $\zeta = 0$ não é fisicamente possível.

O caso $\zeta = 1$ somente existe como uma abstração matemática porque requereria que algum(s) parametro(s) do sistema sejam fixados para valores exatos e isto nunca é possível. Então, todos os sistemas de segunda ordem caem nas duas categorias mencionadas acima $\zeta > 1$ ou $0 < \zeta < 1$.

8.3.1 Função tipo degrau de entrada

Fazendo com que a função degrau de entrada seja $x_i(t) = x_c$ para $t < 0$ e $x_i(t) = 0$ para $t \geq 0$, onde x_c é uma constante. As duas condições iniciais requeridas para uma equação de segunda ordem são $x(0)=x_c$ e $Dx(0) = 0$. Para obter a resposta transiente, usaremos o método da equação característica. A equação característica é determinada através da equação (8.8) e se nós assumimos que $\zeta < 1$ a solução transiente é equação (8.11). A solução de estado estacionário é $x_s(t) = 0$, de modo que a solução completa é dada através de equação (8.11).

Nós podemos obter as constantes c_1 e c_2 usando as condições iniciais:

$$\begin{aligned} x(0) &= c_1 = x_c \\ Dx(0) &= -c_1\zeta\omega_n + c_2\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = 0 \\ c_2 &= \frac{x_c\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \end{aligned} \quad (8.12)$$

Então a solução é:

$$x(t) = x_c e^{-\zeta\omega_n t} \left[\cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t) \right] \quad (8.13)$$

$$x_T(t) = \frac{x_c}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \cos(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \phi) \quad (8.14)$$

onde a troca de fase, ϕ , é determinada através de equação (8.15).

$$\phi = \tan^{-1} \frac{-\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (8.15)$$

Esta solução é plotada na Fig. 8.1 para as razões de amortecimento de 0,0; 0,2; 0,4; 0,6; e 0,8 para a razão de amplitude $x(t)/x_c$.

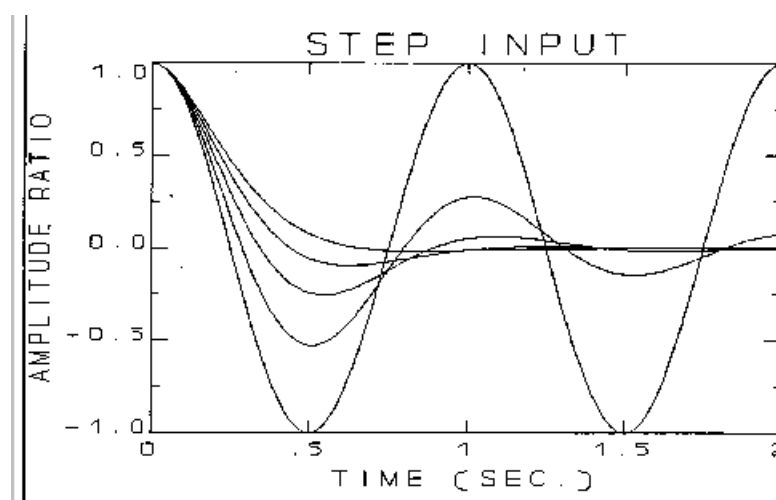


Fig. 8.1 razão de amplitude, $x(t)/x_c$, para relações de amortecimento 0,0; 0,2; 0,4; 0,6 e 0,8 A frequência natural de amortecimento, $\omega_n = 2\pi$.

Note que para $\zeta=0$, a solução é uma onda de coseno. Esta solução é incluída para referência como já notado isto não é realizado por qualquer sistema. As várias soluções mostradas na Fig. 8.1 são para um dispositivo lançado de alguma posição inicial x_c e chegando a uma posição estacionária final $x(t)=0$.

Para $\zeta < 0$, o sistema **overshoot**, isto é, vai de uma posição $x(t)=x_c$ para $x(t)=0$ e então passa tal ponto para alguma posição $x(t)<0$. Enquanto alguns **overshoot** podem ser tolerados, excessos são inaceitáveis. Assim, normalmente são projetados sensores para ter uma razão de amortecimento <0.7 .

Se a razão de amortecimento $\zeta > 1$, as raízes são reais e não há **overshoot**. A solução é não oscilatória, de modo que seria impróprio expressar a solução em termos da frequência ω_n . A solução transiente seria da forma

$$x_T(t) = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} \quad (8.16)$$

com

$$\begin{aligned} r_1 &= -\omega_n(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) \\ r_2 &= -\omega_n(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \end{aligned} \quad (8.17)$$

Mas, como mencionado acima, é impróprio expressar a solução em termos de frequências, assim define-se

$$\tau_1 = \frac{1}{\omega_n(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})} \quad \tau_2 = \frac{1}{\omega_n(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})} \quad (8.18)$$

Então

$$\tau_1 \tau_2 = \frac{1}{\omega_n^2} \quad \tau_1 + \tau_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (8.19)$$

e a equação (8.7) pode ser escrita na forma

$$(\tau_1 \tau_2 D^2 + (\tau_1 + \tau_2) D + 1)x = x_i(t) \quad (8.20)$$

Usando a função tipo degrau, empregada anteriormente, onde $x_i(t)=0$ com as condições iniciais $x(0) = x_c$, e $Dx(0)=0$, nós podemos obter a solução

$$x(t) = \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} e^{-t/\tau_1} - \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} e^{-t/\tau_2} \quad (8.21)$$

Note que se $\tau_1 \gg \tau_2$ então

$$x(t) = e^{-t/\tau_1} \quad (8.22)$$

que é a resposta degrau de primeira ordem.

8.3.2 Entrada tipo rampa

Uma entrada tipo rampa ocorre quando $x_i(t)=at$. Seguindo o conceito da equação (8.5), uma tentativa da solução de estado estacionário será $x_s(t) = k_1 + k_2t$, e substituindo na equação (8.7) se obtém $k_1 = -2a\zeta/\omega_n$ e $k_2 = a$, de modo que a solução de estado estacionário é

$$x_s(t) = a \left(t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \right) \quad (8.23)$$

onde a é a constante da inclinação da entrada.

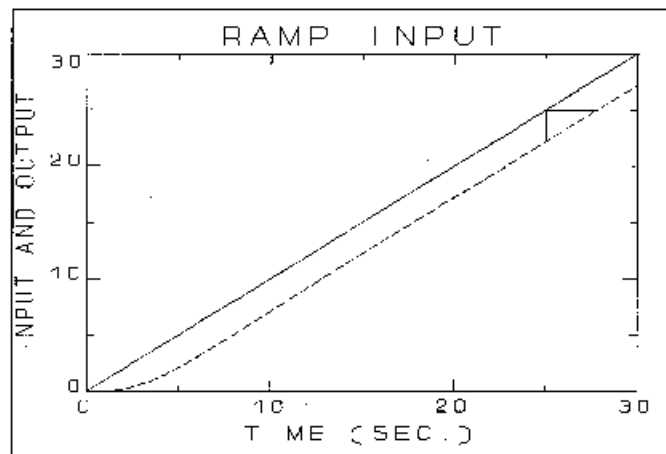


Fig. 8.2 - A entrada tipo rampa é a linha sólida e a linha a tracejada é a saída. A linha vertical em $t = 25$ s é o erro dinâmico e a linha horizontal é o atraso dinâmico.

Uma entrada tipo rampa é mostrada como sendo a linha sólida na Fig. 8.2 e a solução completa, transiente mais a de estado estacionário, é plotada como a linha tracejada. Neste caso, $\omega_n=0.5$, $\zeta=0.7$ e $a=1$.

O erro dinâmico, depois que o transiente é amenizado, é

$$\varepsilon_D = x_s(t) - x_1(t) = -\frac{2\zeta a}{\omega_n} \quad (8.24)$$

e o atraso dinâmico é o valor de Δt que satisfaz a equação $x_1(t) = x_s(t + \Delta t)$ e disto se obtém $\Delta t = 2\zeta/\omega_n$. A linha vertical na Fig. 8.2 em $t=25$ s é o erro dinâmico e a linha horizontal é o atraso dinâmico.

8.3.3 Entrada Senoidal

Para a entrada senoidal $x_i(t) = A_1 \sin(\omega t)$, nós desenvolveremos somente a solução de estado estacionário. A forma de tentativa da solução é $x_s(t) = k_1 \sin(\omega t) + k_2 \cos(\omega t)$. Da substituição na equação (8.7) obtém-se:

$$x_S(t) = \frac{A_i}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \phi) \quad (8.25)$$

onde a mudança de fase ϕ , é determinada através de equação (8.26).

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta\omega/\omega_n}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \right) \quad (8.26)$$

Uma entrada senoidal, com $A_i = 1$, é mostrada na Fig. 8.3. A linha tracejada é a saída para $\omega = \omega_n = 0,25$ e $\zeta = 0,4$. Note que a saída se atrasa em relação à entrada e que a amplitude da saída é maior do que da entrada. O atraso de fase é normal: deve-se esperar que a saída do sensor ficasse atrasada em relação à entrada.

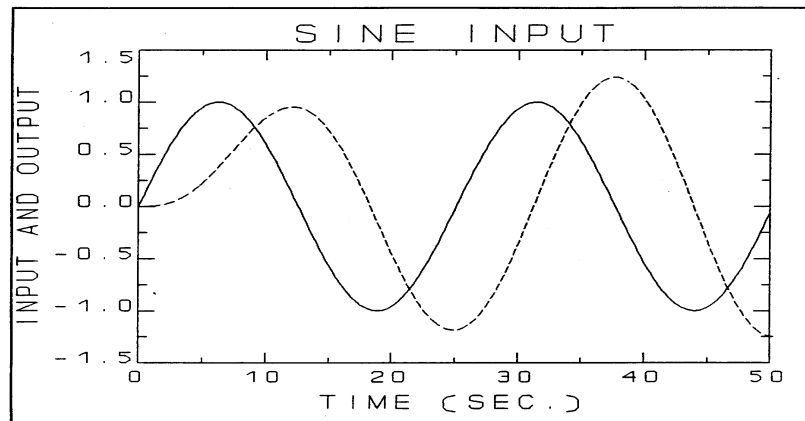


Fig. 8.3 - Entrada senoidal (linha sólida) e saída (linha tracejada).

Em um sistema de primeira ordem, nós vimos que a amplitude da saída sempre era menor que ou igualava-se à amplitude de entrada, nunca podendo excedê-la. Evidentemente é possível para a amplitude de saída exceder a amplitude entrada em um sistema de segunda ordem. A razão de amplitude é a razão de amplitude de saída, A_o , pela amplitude de entrada, A_i , e é determinada por

$$\frac{A_o}{A_i} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (8.27)$$

e a equação (8.27) é plotada na Fig. 8.4 como uma função da frequência normalizada (ω/ω_n). A curva do topo é para $\zeta = 0,1$ e curvas abaixo dela representam $\zeta = 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$ e $1,2$.

A Fig. 8.4 mostra que uma amplificação de saída maior que 1 é possível para resposta de seno de segunda ordem se a razão de amortecimento é menor que 0,707. Este é um fenômeno de ressonância que acontece quando a frequência de

entrada é quase igual à frequência natural do sistema e a razão de amortecimento é suficientemente baixa.

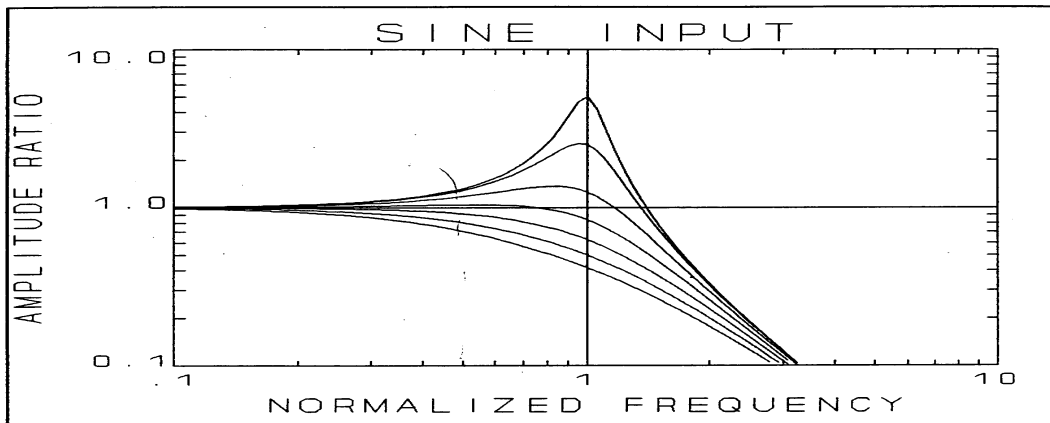


Fig. 8.4 - Razão de amplitude para entrada senoidal. A curva de topo é para uma razão de amortecimento de 0,1, os outros são para razões de amortecimento 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0 e 1,2.

$$\lim_{\frac{\omega}{\omega_n} \rightarrow 0} \frac{A_o}{A_i} = 1$$

$$\lim_{\frac{\omega}{\omega_n} \rightarrow \infty} \frac{A_o}{A_i} = 0$$
(8.28)

A mudança de fase dada na equação (8.26) é plotada na Fig. 8.5 como função da frequência normalizada ω/ω_n . Quando a frequência normalizada é 0,5, a curva do topo é para uma razão de amortecimento de 0,1. As curvas abaixo dela representam $\zeta = 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$ e $1,2$. O atraso de fase é sempre negativo, podendo ser de 0° a -180° .

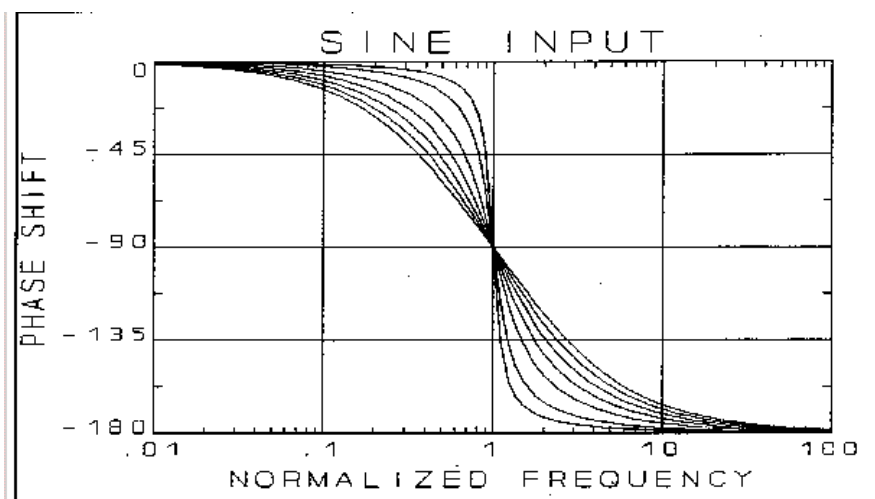


Fig. 8.5 - Mudança de fase como uma função da frequência normalizada para um sistema de segunda ordem. As curvas são para uma razão de amortecimento de 0,1 (curva do topo a uma razão de frequência de 0,5), 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0 e 1,2 (fundo).

8.4 Aplicação para sensores

Um cata-vento é um sistema de segunda ordem porque tem dois reservatórios de armazenamento de energia. Pode armazenar energia cinética no momento angular do cata-vento e pode armazenar energia potencial na posição do cata-vento relativo ao vetor de vento. A afirmação anterior pode ser verificada por uma simples experiência imaginária. Se a velocidade e direção do vento fossem constantes, um cata-vento se alinharia rapidamente com o vetor de vento e permaneceria em uma posição estável. Poderia ser aplicada um pouco de força para movê-lo longe desta posição estável e ele tenderia a voltar à posição normal. Isto indica que há energia potencial armazenada em sua posição relativa ao vetor de vento.

Sensores de temperatura são retratados como sensores de primeira ordem simples com um único reservatório de armazenamento de energia - a massa térmica do próprio sensor. Apesar de ser possível construir um sensor de temperatura com uma única massa térmica, é difícil fazê-lo. Tipicamente, o sensor puro é fechado em uma proteção e freqüentemente há proteções múltiplas para proteger o sensor de dano mecânico e de umidade. A menos que estas proteções sejam acopladas, o que normalmente não é o caso, há duas ou mais massas térmicas e então o sensor é de segunda ordem ou possivelmente de ordem maior. Se há duas massas térmicas justas, o sistema resultante de segunda ordem terá uma razão de amortecimento maior que uma unidade e pode ser representado através da equação (8.20). A solução da função tipo degrau seria a equação (8.21).

8.5 Determinação experimental de Parâmetros de Desempenho Dinâmicos

A freqüência natural de amortecimento e a razão de amortecimento de um cata-vento que é um sistema de segunda ordem podem ser determinadas a partir da resposta da função tipo degrau (veja Fig. 8.1) em um túnel de vento. O fluxo do vento no túnel é mantido constante a uma velocidade abaixo da velocidade limiar do cata-vento. Para executar um teste de função do tipo degrau, a deflexão inicial do cata-vento deve ser $\leq 10^\circ$ da linha do centro do túnel. A deflexão além de 10° no cata-vento será provável em baixa aerodinâmica onde o levantamento não aumenta com ângulo de deflexão crescente do fluxo de vento e a resposta do cata-vento será não linear e então não será previsível pela equação (8.14). Os testes normalmente são executados em duas velocidades: 5 e 10 m/s. A freqüência natural de amortecimento pode ser determinada no cruzamento do zero da resposta da função tipo degrau. Um parâmetro relacionado, freqüentemente usado com cata-vento, é a distância de atraso. É o tempo necessário para um cata-vento alcançar 50% do deslocamento inicial vezes a velocidade do vento. A distância de atraso e o comprimento de onda natural de amortecimento são relacionados por

$$\lambda_d = \frac{D(6.0 - 2.4\zeta)}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (8.29)$$

Determina-se a razão de **overshoot** Ω , da magnitude absoluta da razão do primeiro **overshoot** para a amplitude do lançamento inicial. Então a razão de amortecimento é determinada por

$$\zeta = \frac{\ln\left(\frac{1}{\Omega}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\frac{1}{\Omega}\right)^2}} \quad (8.30)$$

$$\Omega = \left| \frac{\theta_1}{\theta_0} \right|$$

e esta equação é plotada na Fig. 8.6.

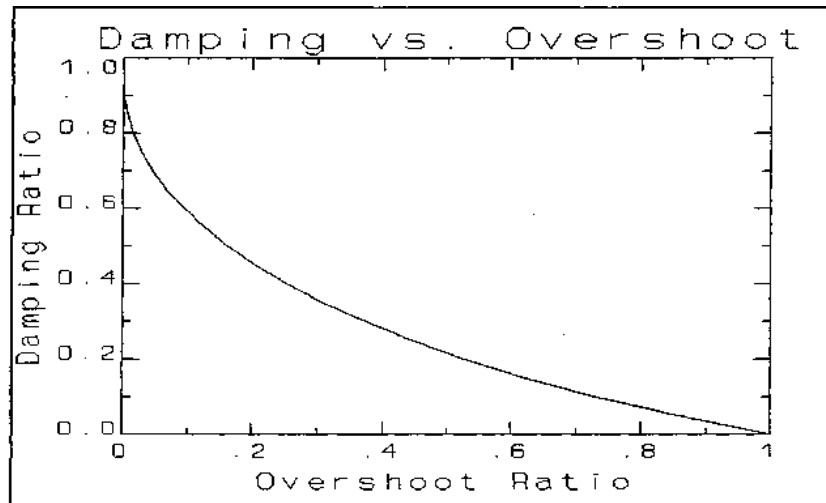


Fig. 8.6 - Razão de amortecimento como uma função do **overshoot** para um sistema de segunda ordem com função tipo degrau de entrada.

Capítulo 9

Precipitação

Normalmente medidas precisas da chuva são requeridas sobre grandes áreas por causa da variabilidade natural da mesma. As técnicas de medida existentes são, geralmente, inadequadas por causa da baixa amostragem, das técnicas pontuais e de grandes erros associados tanto às medidas “in situ” como as feitas via sensoriamento remoto.

9.1 Definições

A precipitação poderia ser especificada como a taxa de fluxo de massa (água líquida ou sólida) por unidade tempo sobre um plano horizontal (M_w em $\text{kg m}^{-2}\text{s}^{-1}$). Assumindo que a densidade da água é razoavelmente constante então a taxa de fluxo de volume torna-se $V_w = M_w / \rho_w$ em m.s^{-1} ou, mais convenientemente em unidades de mm.hr^{-1} ou mm.dia^{-1} . Alguns países ainda usam in.dia^{-1} .

9.2 Métodos de Medida

A chuva pode ser medida usando técnicas de medidas pontuais, envolvendo a medição de uma amostra de chuva ou alguma propriedade da mesma tal como efeitos óticos. Outra técnica comum é usar sensoriamento remoto, normalmente radar, para medir chuva sobre uma grande área. Tanto radares baseados no solo como no espaço são usados para medir chuva.

9.2.1 Medida de precipitação pontual

Um pluviômetro pode ser um simples recipiente aberto no solo para coletar chuva, neve e granizo. É necessário no entanto evitar efeitos do vento, aumentar a precisão e a resolução, e fazer medidas representativa de uma grande área. Precipitação é medida em termos da espessura da lâmina d'água que uma superfície horizontal plana teria por unidade de tempo, se nenhuma água fosse perdida para fora, por evaporação ou percolação.

Pluviômetros não registradores (ou simplesmente pluviômetros)

Um pluviômetro é composto de um funil (200 a 500 cm^2 *), um tubo interno, um cilindro externo e uma régua específica (escala). O tubo interno é projetado para amplificar a profundidade de captura por um fator de 10, assim sua área de seção transversal é 32.4 cm^2 , ou seja, uma captura de 2 polegadas de chuva no cilindro externo corresponderá a uma profundidade de 20 polegadas no cilindro interno. Grandes quantidades transbordam para cilindro externo. A régua é graduada em unidades de 0.01mm em um lado e 0.2mm no outro.

* - o padrão dos EUA é 8in de diâmetro (324 cm^2) e no Brasil de 400 cm^2 .

Pluviômetros registradores (ou simplesmente pluviógrafos).

Pluviômetros registradores são do tipo pesáveis (de balança) ou de basculamento digitais (veja Figura 9.1.). O pluviômetro de balança é o mais popular no qual o registro é feito sobre

um diagrama de papel. Entretanto, um pluviógrafo basculante deve ser escolhido quando é usado um sistema de aquisição automática digital "data logger".

O orifício do pluviômetro na Figura 9.1 tem diâmetro tipicamente de 8 in. (200 mm) até 12 in. (305 mm) e o funil (1) serve para dirigir a captura para o sensor. O mecanismo basculante é mostrado em (2) e o mecanismo do pluviógrafo de balança é mostrado em (4) e a vasilha de coleta em (3). Uma tela é usualmente usada sobre o funil para não deixar que folhas e outros objetos passem para dentro.

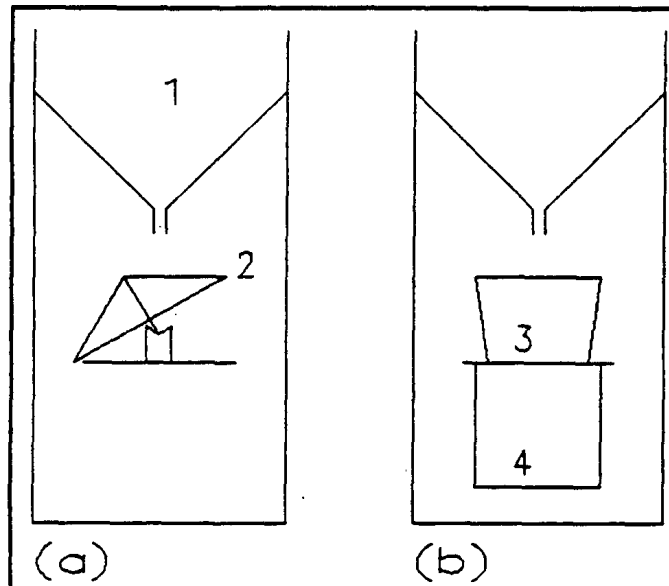


Figura 9.1 um pluviômetro basculante (a) e um pluviômetro de balança (b).

Pluviômetro basculante

Uma tira metálica ou vasilha de plástico repousa sobre um apoio tipo ponta de faca montada debaixo do funil de coleta. A água que chega entra em uma das vasilhas. Quando a vasilha está cheia, seu centro de gravidade fica fora do centro de apoio, inclina (báscula) e esvazia a água coletada, trazendo a outra vasilha em posição de coletar água. Cada inclinação corresponde a 0.01 in, 0.1 mm, 0.2 mm ou 0.25 mm de chuva. Quando a báscula inclina momentaneamente ela aciona um interruptor gerando um pulso elétrico.

Este pluviômetro é facilmente automatizado pois é necessário apenas contar os pulsos em um período de tempo para obter a estimativa de chuva V_w . Ele está sujeito a erros de subestimativa da chuva, quando a taxa de chuva é muito fraca (água evapora antes de encher a vasilha) ou muito forte. No último caso, a água espirra para fora da vasilha e não é coletada durante o tempo exigido para o basculamento. Em um pluviômetro bem projetado está fonte de erro é aproximadamente de 1% para uma taxa de chuva de $50\text{mm}\cdot\text{h}^{-1}$. Um pluviômetro basculante de 8 in menospreza a chuva quando a taxa de chuva é $<10\text{mm}\cdot\text{hr}^{-1}$ e quando a taxa de chuva é $>200\text{mm}\cdot\text{hr}^{-1}$.

Pluviômetro de pesagem (de balança)

No pluviômetro de balança o mecanismo de basculamento é substituído por um recipiente montado sobre uma mola ou um mecanismo de equilíbrio de peso. O mecanismo de equilíbrio pode dirigir um registrador gráfico com dispositivo próprio de relojoaria. Este é mais difícil

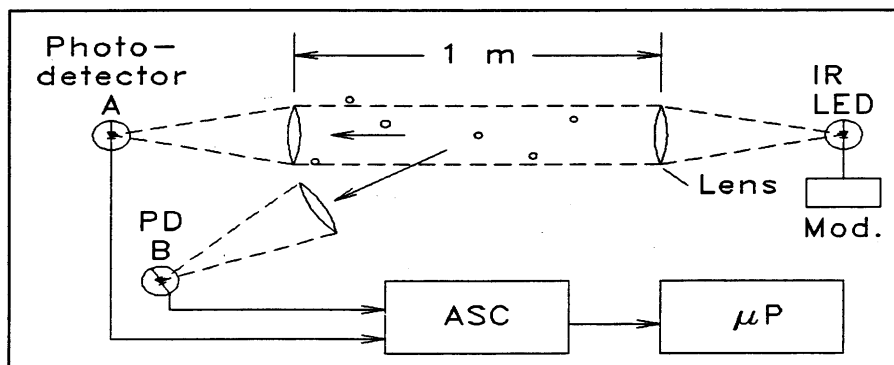
de automatizar embora, às vezes, o registrador gráfico seja substituído por um medidor de tensão para converter o peso em sinal elétrico.

Pluviômetro de balança e basculante não funcionam bem para neve pois ela pode tampar o funil e é mais suscetível a ventos fortes. Uma régua de neve é usada para medir a profundidade da neve em vários locais representativos. Pluviômetros de neve tenta medir o conteúdo de água líquida correspondente a coleta de neve em um pluviômetro aberto derretendo-a, medindo o seu peso sobre um “travesseiro” de neve, ou detectando a atenuação da radiação gama pela água pela.

Pluviômetros ópticos

Pode ser projetado um medidor de chuva que usa técnicas ópticas para detectar a passagem de chuva e neve por um feixe de luz; uma implementação é mostrada na Figura 9.2.

Figura 9.2 - Medidor de precipitação óptico que utiliza um LED infravermelho como uma fonte. O fotodetector A identifica mede a precipitação, enquanto o fotodetector B mede a visibilidade.



A fonte de luz é um diodo emissor de luz infravermelho (LED). Depois de ser focada pelas lentes, a luz passa por 1m de atmosfera e chega então em dois fotodetectores. Partículas de precipitação (chuva, etc.) atravessando o feixe causam cintilação (flutuação rápida) da luz recebida no detector. A frequência de cintilação é proporcional à taxa de precipitação e a amplitude é relacionada ao tipo (chuva ou neve). Este instrumento pode detectar a presença de chuva ou neve detectando a frequência de cintilação. Computando a razão da amplitude do sinal em duas diferentes bandas de frequência ele pode determinar se há chuva ou a presença de neve (a neve produz uma amplitude do sinal mais baixa). A razão também compensa a degradação de intensidade do sinal devido a mudanças na fonte, sujeira na lente, etc. Falhas na fonte ou bloqueio do feixe também podem ser detectados e informados.

O dispositivo ilustrado na Figura 9.2 é capaz de detectar a presença de precipitação e determinar se é chuva ou neve, e de medir a taxa de precipitação. Não é mostrada na Figura 9.2 uma abertura horizontal entre a lente e o fotodetector “A” que faz o pluviômetro ser mais sensível só para a componente vertical da velocidade de partícula de precipitação. Isto faz o pluviômetro óptico ser insensível para ventos horizontais que favorecem a ocorrência erros, tanto no pluviômetro basculante quanto no de balança. Uma implementação deste sensor é capaz de medir taxa de chuva de 0.01mm/hr até 3000mm/hr e 0.005mm/hr até 300 mm/hr para a neve (equivalente em água).

Se este instrumento é equipado com o fotodetector opcional “B”, também pode ser usado para medir visibilidade (Capítulo. 11).

Profundidade de neve

Um transmissor-receptor acústico pode ser usado para medir profundidade de neve. O dispositivo, montado a 10 m da superfície, transmite um pulso ultra-sônico para o solo e mede o tempo exigido para receber o eco. Como a velocidade de som no ar é uma função da densidade do mesmo, é necessário também medir a sua temperatura. O alcance do pluviômetro (*range*) é de 0.6 a 10m e o erro de ± 2.5 cm. Outro dispositivo para medir espessura da camada de neve é *travesseiro de neve*: balão delgado cheio de ar que converte o peso da neve sobre ele em termos de pressão a qual é medida por um sensor.

Exposição

Medidas de chuvas com pluviômetro basculante e de balança estão sujeitas a erros, devido à evaporação e a espirros fora do pluviômetro e a inclinação do pluviômetro em relação ao eixo vertical. As mais importantes fontes de erro são, sem dúvida, a exposição e a representatividade.

O fluxo turbulento, às vezes causa fluxo ao redor do pluviômetro, com isto gotas de chuva pequenas e neve podem ser desviadas para fora do pluviômetro e por conseguinte, a captura do pluviômetro é reduzida. Medidas experimentais mostram que a redução pode ser de 20% para ventos de 5 a 10m.s^{-1} e acima de 80% para ventos acima de 10m.s^{-1} . O local de exposição ideal para um medidor da precipitação é uma área livre de obstruções que criam grandes turbilhões e inclinam o fluxo. Os ventos devem ser fracos para permitir que a chuva e neve caiam verticalmente. Estas condições podem ser razoavelmente boas para gotas grandes de chuva, mas é quase impossível para a neve. Um pluviômetro a jusante de uma obstrução pode coletar mais ou menos precipitação, dependendo da obstrução, da velocidade do vento e do tamanho das partículas. A exposição habitual, é deixar a abertura do pluviômetro (coletor) a alguns pés do solo (no Brasil 1,5m) e longe de obstruções. Às vezes uma tela especial de vento é colocada ao redor do pluviômetro, o que cria turbulência e tende a minimizar o viés sistemático do vento. Pluviômetros nunca devem ser colocados ao redor ou em cima de um edifício.

Todos os pluviômetros descritos acima são suscetíveis ao erro de amostragem. Quando existe somente um pluviômetro para uma área de 700-800 km^2 a fração da área coberta pelo pluviômetro é da ordem de 10^{-6} . Esta amostragem é pobre para qualquer tipo de chuva e desesperadamente inadequado para trovoadas. Foi calculado que para alcançar 30% de precisão em chuva de aguaceiros, a área por pluviômetro deve ser menor que 100 km^2 .

9.2.2 Medidas de chuva por radar

Um radar pode ser usado para medir concentração de gota de chuva na atmosfera através da intensidade do sinal de retorno. A taxa de queda de chuva pode ser deduzida disto, mas requer algumas suposições sobre a distribuição do tamanho das gotas de chuva e a taxa de queda de chuva. A vantagem deste método é que ele determina a estimativa da chuva em uma determinada área, em contraste com as medidas pontuais de chuva. Um único radar pode medir chuva sobre uma área de pelo menos 70.000 km^2 (assumindo um alcance de 150km) e possivelmente mais que 600000 km^2 (com um alcance de 450km). Com a extensa cobertura estabelecida pelo radar do "National Weather Services", o WSR-88D, seria possível medir chuva sobre grande parte dos EUA.

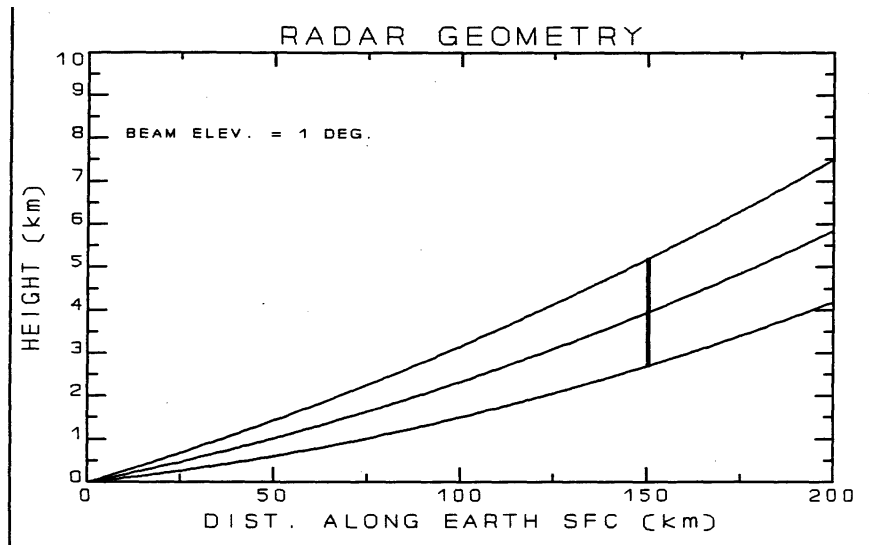


Figura 9.3 geometria típica de radar mostrando a expansão de um feixe de 1° e o efeito de curvatura de terra.

A equação de radar meteorológico é:

$$P_r = \frac{\pi^3 P_t g^2 l^2 c \tau \theta_1^2 |K_w|^2 Z}{2^{10} (\ln 2) r^2 \lambda^2} \quad (9.1)$$

onde:

P_r = potência recebida em W,

P_t = potência transmitida em W ,

g = ganho da antena (adimensional),

l = fator de perda de sinal devido à absorção ao longo do caminho,

τ = largura do pulso em s,

θ_1 = largura do feixe da antena em radianos,

r = distância do alvo em m,

λ = comprimento de onda usada pelo radar em m,

$|K_w|^2$ = parâmetro associado com o índice de refração,

Z_e = é o fator reflectividade efetiva (usa-se efetiva quando não se tem muita certeza da validade das aproximações da equação do radar)

Obs: normalmente usa-se $dBZ = 10 \log_{10} Z$, pois Z tem valores muito grandes e um intervalo de medidas muito amplo.

O feixe de radar se propaga em linha reta, mas com a variação da densidade atmosférica com altura causa um gradiente no índice de refração e isto causa uma ligeira curvatura no feixe até mesmo em condições atmosféricas normais. A figura 9.3 mostra a geometria de feixe típica sob condições normais. Até mesmo se a propagação do feixe for em uma linha reta, ele pareceria dobrar devido à curvatura de terra. Condições atmosféricas normais causam um

ligeiro encurvamento do feixe, o que em parte compensa a curvatura da terra. A figura 9.3 mostra um ângulo de elevação do feixe de 1° na horizontal. A largura do feixe de 1° se alarga quando se propaga. A profundidade do feixe ao longo do caminho de propagação é fixada pela largura de pulso τ e é relativamente estreito. A profundidade do feixe é plotada em escala na figura 9.3.

O radar vira o seu transmissor por um período pequeno de tempo, a largura do pulso e o pico de potência durante este período de transmissão é P_t . Um pulso eletromagnético, com uma frequência de cerca de 3 GHz, é transmitida a intervalos de $767\mu\text{s}$ a $3067\mu\text{s}$. Entre dois pulsos, o radar "escuta" qualquer sinal de eco refletido por partículas na atmosfera que foram "iluminadas" pelo feixe transmitido (ver figura 9.4). O eco de retorno de um alvo a T1 (alcance = 90 km) é detectado depois de $600\mu\text{s}$. Se o intervalo de repetição de pulso é 1ms, o alcance máximo sem ambigüidade é de 150km. Neste caso, o eco do alvo T2 retorna para o radar no mesmo momento que o próximo pulso está sendo transmitido e é mascarado por aquela transmissão. O eco do alvo T3 a aproximadamente 170 km, retorna depois que o próximo pulso foi transmitido e o radar não pode dizer se o alvo é T3 ou T3'. Ele poderia assumir que o alvo está a T3' em um alcance de cerca de 20 km. Se o intervalo de repetição de pulso fosse 3 ms, o máximo alcance de não ambíguos seria de 450km.

Um radar moderno tem uma largura de feixe de 1° e uma antena parabólica. Isso proporciona um ganho de antena de 35000. O alcance máximo do radar é determinado pelo intervalo de repetição de pulso e pela velocidade da luz.

$|K_w|^2$ é um parâmetro associado com o índice complexo de refração da difusão. Ele é de 0.93 para gotas de água e de 0.19 para partículas de gelo.

Z é o fator reflectividade efetiva para partículas de gelo ou água que preenchem o feixe do radar no alcance designado;

onde D é o diâmetro das gotas de água e as unidades de Z são m^3 .

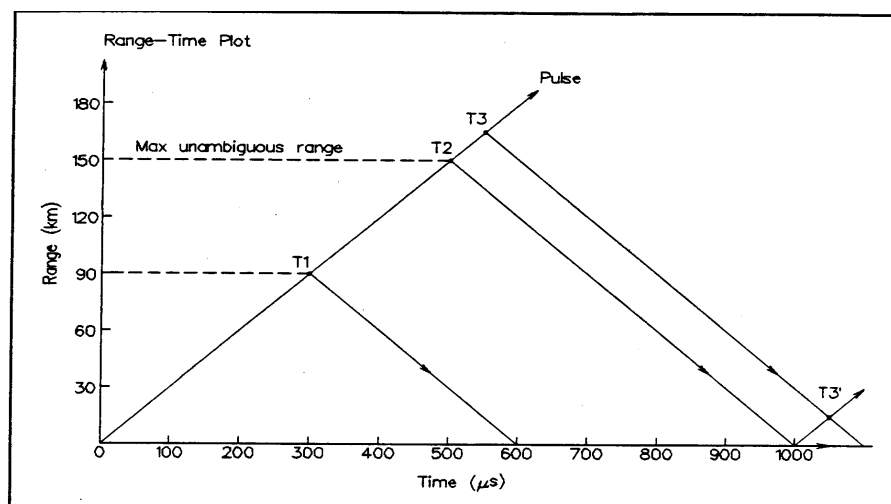


Figura 9.4 diagrama de alcance-tempo.

A taxa de chuva pode ser definida por:

$$Z = \int_0^{\infty} N(D) D^6 dD \quad (9.2)$$

com

$$R = \int_0^{\infty} \frac{\pi D^3}{6} N(D) w_t(D) dD \quad (9.3)$$

O primeiro termo da integral acima representa o volume de gota, o segundo a distribuição do tamanho de gotas e o último é a velocidade de queda terminal das gotas.

Como o número da densidade de gotas de chuva geralmente não é conhecido, então se usa uma fórmula empírica de Marshall-Palmer relacionando a taxa de chuva com Z ($Z = 200R^{1.6}$), com Z em $\text{mm}^6 \cdot \text{m}^{-3}$ e R em $\text{mm} \cdot \text{hr}^{-1}$.

O radar recebe um sinal e mede a potência de retorno P_r . O valor de Z e da taxa de chuva R , podem ser inferidos de P_r .

Uma taxa de chuva de $5 \text{ mm} \cdot \text{hr}^{-1}$ (0.2 in/hr) produzirá um $Z = 2630 \text{ mm}^6 \text{ m}^{-3}$ ou $2.63 \times 10^{15} \text{ m}^3$ e para o radar especificado acima, o sinal de retorno seria $P_r = 6.9 \times 10^{-11} \text{ W}$ que seria detectado facilmente. O limiar para detecção de sinal para o radar pode ser menor que 10^{-14} W .

As equações acima foram derivadas sob as suposições:

- 1) a feixe no alcance designado é uniformemente preenchido com água ou partículas de gelo com uma certa distribuição de tamanho inquirida pela relação Z - R ,
- 2) não há nada para absorver ou difundir o feixe entre o radar e o alvo.

As dificuldades associadas com medidas de chuva de radar são

- 1) calibração de radar,
- 2) distribuição de tamanho de gota desconhecida,
- 3) ventos horizontais e verticais,
- 4) atenuação por gases atmosféricos, chuva e pela água que escorre sobre a redoma protetora da antena,
- 5) aumento da refletividade,
- 6) preenchimento incompleto do feixe,
- 7) evaporação e gradientes de taxa de chuva.

A solução para estes problemas é usar um radar juntamente com uma rede de pluviômetro baseadas no solo para fornecer correções para as medidas de radar.

Capítulo 10

Radiação Solar e terrestre

Este capítulo se preocupa com a medida da radiação solar que atinge a superfície da Terra e com medidas de radiação terrestre, na faixa da radiação de onda longa por ela emitida. A unidade de radiação, comumente usada neste capítulo, é o $W m^{-2}$, assim na Tabela 10.1 são listados alguns fatores de conversão.

Tabela 10.1 – Fatores de conversão radiométricas

$1 W m^{-2}$	=	$1.433 \times 10^{-3} cal cm^{-2} min^{-1}$
	=	$1.433 \times 10^{-3} langley min^{-1}$
	=	$1.0 J s^{-1} m^{-2}$
	=	$1000 erg s^{-1} cm^{-2}$
	=	$0.317 BTU ft^{-2} h^{-1}$
	=	$5.283 \times 10^{-3} BTU ft^{-2} min^{-1}$

10.1 Definições:

Fluxo radiante é a quantidade de radiação vinda de uma fonte por unidade de tempo em $W (J/s)$.

Intensidade radiante é o fluxo radiante que deixa um ponto em uma fonte, por unidade de ângulo sólido do espaço que cerca este ponto em $W sr^{-1}$.

Radiância é o fluxo radiante emitido por uma unidade de área de uma fonte ou difundido por unidade de área de uma superfície em $W m^{-2} sr^{-1}$.

Irradiância é o fluxo radiante incidente, vindo de todas as direções (hemisférico), em uma superfície receptora por unidade de área de superfície em $W m^{-2}$.

Absortância, refletância e transmitância é a fração do fluxo incidente que é absorvido, refletido ou transmitido por um meio.

Radiação solar global é a irradiância solar recebido em uma superfície horizontal em $W m^{-2}$. Tal quantidade radiométrica pode ser referida como a componente direta da luz solar mais a componente difusa (da radiação solar espalhada pela atmosfera) recebidas juntas em uma superfície horizontal. Esta é a quantidade física medida por um piranômetro.

Radiação solar direta é a radiação emitida por unidade de ângulo sólido do disco solar, recebida em uma superfície perpendicular ao eixo deste cone (do ângulo sólido), compreendendo principalmente a radiação solar que não foi espalhada pela atmosfera (não difusa) e que não foi refletida pela superfície em $W m^{-2}$. Esta quantidade física é medida por um pireliômetro.

Radiação solar difusa (radiação do céu) é a radiação solar difusa espalhada na direção da superfície vinda de todas as direções (de um hemisfério inteiro), sem contabilizar a radiação

solar vinda do ângulo sólido compreendido pelo disco do sol em $W m^{-2}$ (radiação solar direta). A radiação difusa pode ser medida por um piranômetro montado com uma faixa de sombra para a luz solar direta, ou calculada usando radiação global (medida por um piranômetro) e a radiação solar direta (medida por um pireliômetro).

Radiação fotossinteticamente ativa é a faixa da radiação solar entre 400 nm e 700 nm usada pelas plantas no processo de fotossíntese. Usualmente mede-se em moles de fótons que é o número de Avogadro de fótons, 6.022×10^{23} fótons.

Radiação Solar e Terrestre

Um corpo negro é qualquer corpo que, a uma determinada temperatura, irradia mais (ou o máximo possível) em todos os comprimentos de onda, que qualquer outro tipo de objeto à mesma temperatura. A irradiância emitida por um corpo negro é descrita pela lei de Planck:

$$E_{\lambda}^* = \frac{2\pi hc^2 \lambda^{-5}}{\exp\left(\frac{hc}{k\lambda T}\right) - 1} \quad (10.1)$$

onde h = a constante de Planck = $6,626176 \times 10^{-34}$ J s,
 k = a constante de Boltzmann = $1,380662 \times 10^{-23}$ J K⁻¹,
 c = velocidade da luz = $2,9979 \times 10^8$ m s⁻¹.

A máxima irradiância ocorre a um comprimento de onda dado por :

$$\lambda_m = \frac{2897.8 \mu m K}{T} \quad (10.2)$$

O pico de emissão da radiação solar ocorre no comprimento de onda de $0,5 \mu m$, que equivale a uma temperatura de corpo negro de 5780 K. A radiação terrestre tem sua emissão máxima no comprimento de onda de $11,4 \mu m$, correspondendo a uma temperatura de corpo negro equivalente a 255 K. Todos os corpos negro irradiam em todos os comprimentos de onda e a curva de emissão de um corpo negro a 5780 K é maior que a de um outro a 255 K, em todos os comprimentos de onda. Pode-se caracterizar a faixa de comprimento da radiação solar ou de onda curta entre $0,2 \mu m < \lambda < 4 \mu m$ e da radiação terrestre ou de onda longa entre $3 \mu m < \lambda < 50 \mu m$. A sobreposição entre as curvas de radiação solar e terrestre é mostrada na figura 10.1.

Nesta figura, a temperatura equivalente da Terra é tomada como 255 K, que é a temperatura na qual ela atinge o equilíbrio radiativo com o Sol. O gráfico da radiação terrestre não foi ajustada mas o gráfico da radiação solar, assumindo a temperatura de 5780 K, foi ajustado.

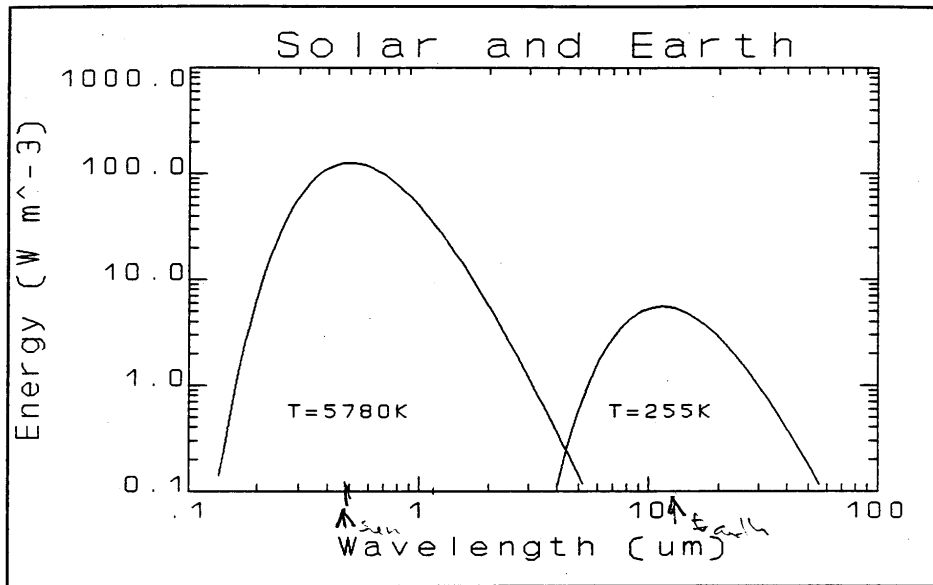


Fig. 10.1 curvas de radiação solar e da superfície terrestre onde estão relacionadas a energia por metro cúbico com o comprimento de onda para cada astro e a interseção das curvas

O ajuste é para compensar a distância entre a Terra e o Sol, para o albedo terrestre, e para a fração da terra iluminada pelo sol a qualquer hora. O fator de correção solar, C é:

$$C_s = \left(\frac{R_s}{D_e}\right)^2 (1-A) \left(\frac{\pi R_e^2}{4\pi R_s^2}\right) = 3.81 \times 10^{-6} \quad (10.3)$$

onde:

R_s = raio solar = 7×10^8 m.

D_e = distância Terra - Sol = 1.5×10^{11} m,

A = albedo terrestre = 0.3, e

R_e = raio da Terra = 6.37×10^6 m.

Com este ajuste, a sobreposição das curvas das radiações terrestre e solar entre 4 e 5 μm é normalmente tomado como 4 μm . Portanto a radiação solar é situada no intervalo de comprimentos de onda entre $0 \mu\text{m} < \lambda < 4 \mu\text{m}$ e da radiação terrestre $> 4 \mu\text{m}$. A atmosfera atenua a radiação de comprimento de onda $\lambda < 0,3 \mu\text{m}$, assim, por razões práticas, a radiação solar é considerada como estando entre $0,3 < \lambda < 4 \mu\text{m}$ e a radiação terrestre entre $4 \mu\text{m} < \lambda < 50 \mu\text{m}$.

10.2 Métodos de Medida

Existem dois métodos primários de medida: detetores térmicos que respondem ao ganho ou a perda de calor devido a absorção da radiação incidente ou emissão de radiação, e detetores de fóton que respondem diretamente aos fótons incidentes e os convertem em uma diferença de potencial mensurável.

Instrumentos de medida de radiação podem ser classificados de acordo com o seu uso. O termo genérico para todos os instrumentos de medida de radiação é o radiômetro.

Um piranômetro mede a radiação solar global, ou seja, ele mede tanto a radiação solar direta quanto a radiação solar difusa proveniente de todo o hemisfério. O elemento sensível deve ser uma superfície horizontal plana.

Um pireheliômetro é usado para medir a radiação solar direta.

Um pirradiômetro é usado para medir a radiação total, onda curta e onda longa.

Um pirgeômetro é usado para medir radiação de ondas longas (terrestre ou atmosféricas).

Um pirradiômetro líquido é usado para medir radiação líquida, ou seja, mede o saldo de radiação entre a superfície e a atmosfera, incluindo a radiação solar.

10.2.1 Detectores térmicos

Detectores térmicos medem a mudança de temperatura pelo ganho/perda de calor devido a absorção/emissão de radiação por uma superfície negra. A mudança de temperatura é uma medida relativa a uma superfície branca ou ao encapsulamento do instrumento. A Fig. 10.2 mostra duas versões de um piranômetro de termopilha. Uma termopilha é um empilhamento de termopares (thermocouples), normalmente de 10 a 50. Quando o radiômetro é um piranômetro, ele pode ser protegido da radiação atmosférica por um globo de vidro, que é transparente à radiação de $0,25 \mu\text{m}$ até $2,8 \mu\text{m}$. Com o uso de vidro de (soda lima), usado nos melhores instrumentos, o limite superior pode ser estendido para $4.5 \mu\text{m}$. A proteção de vidro é necessária para proteger a placa negra (elemento sensível) do vento ambiente que afeta o ganho ou perda de calor da mesma, e para protegê-la da contaminação atmosférica (radiação atmosférica) que altera as características espectrais da superfície negra. Note que uma superfície que parece ser negra à luz visível pode não ser

perfeitamente negra e pode ser mais cinza na porção infravermelha do espectro. A Sensibilidade típica de um piranômetro de termopilha é $10 \mu\text{V W}^{-1} \text{m}^2$ e a constante de tempo típica é de 5 s.

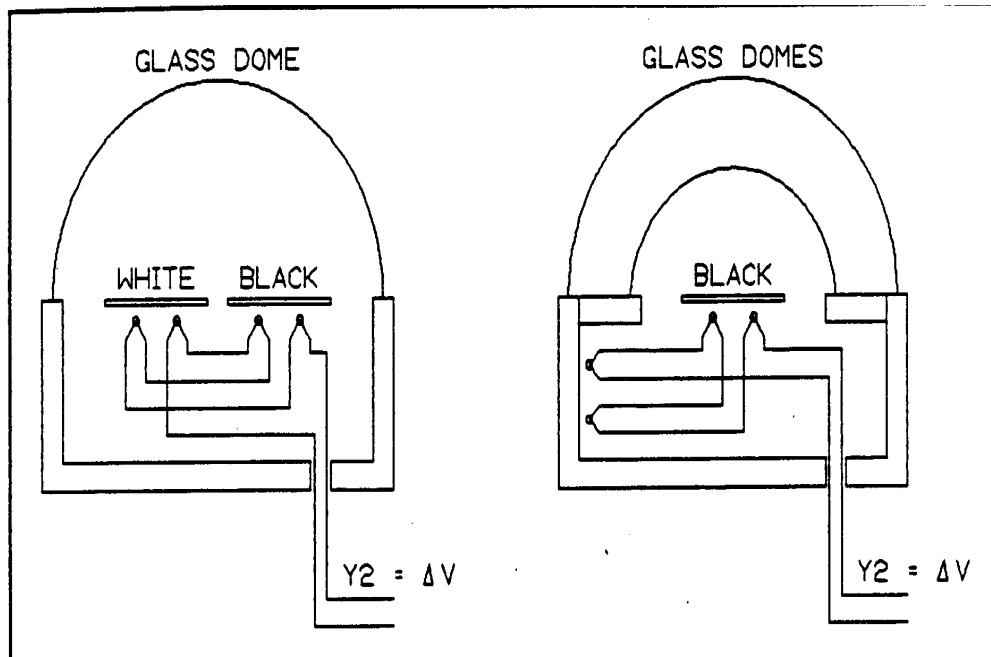


Fig. 10.2 dois tipos de piranômetro de termopilha que mostra só dois pares de termopares em vez dos 10 pares (mais comum).

Considerando que um pirgeômetro é usado para medir radiação de onda longa, uma proteção de vidro não pode ser usada. Com este fim, emprega-se um filme fino de polietileno.

10.2.2 Detectores de fóton

Um piranômetro do tipo fóton usa um detector fotovoltaico de silício cuja resposta estende-se tipicamente de 400 a 1100 nm e sua resposta não é uniforme sobre essa região. Ela cresce gradualmente de 400 nm, com um pico em aproximadamente 1000 nm e então decai rapidamente para zero a 1100 nm. Por causa desse grande erro de resposta espectral, um detector de fóton deve ser calibrado com base em um sensor tipo termopilha de alta qualidade como o Piranômetro de Precisão Espectral da Eppley em condições naturais de luz do dia. O erro de calibração resultante, sob condições de radiação solar natural, pode ser bastante pequeno, tipicamente entre ± 3 a $\pm 5\%$. A vantagem dos detectores de fóton é que eles custam muito menos que um detector do tipo termopilha. Porém, eles não podem ser usados para medir radiação infravermelha ou ultravioleta próximo.

10.3 Erros de medida

Erro absoluto de calibração é o erro na calibração de um sensor, devido ao uso de um sensor de referência defeituoso. O erro de calibração mínimo é obtido enviando um sensor para calibração na NIST (sigla) . Todas as outras calibrações envolvem o uso de outros padrões que devem ser relacionados ao da NIST e normalmente devem ter erros adicionais envolvidos .

Erro de resposta espectral é devido a um sensor não responder conforme uma resposta espectral ideal. Por exemplo, o piranômetro ideal deveria absorver toda a radiação incidente entre 280 e 2800 nm. Se

um piranômetro diverge muito deste ideal ele, ainda, pode ser usado para medir radiação solar global com o fator de correção apropriado.

Erro de coseno é o erro do sensor devido a correção de coseno inexata a qual produz erro a baixos ângulos de elevação solar. Quando um feixe de radiação paralela de determinada área de seção reta se difunde sobre uma superfície plana, o que isto cobre é inversamente proporcionais ao coseno do ângulo entre o feixe e a normal do plano com a superfície. Então, a irradiância devido ao feixe é proporcional ao coseno deste ângulo. É dito que um radiômetro cuja resposta para feixes que vêm de direções diferentes segue a mesma relação e " tem uma correção de coseno".

Erro de azimute é a mudança na saída do sensor quando o sensor é girado sobre o eixo normal a um ângulo em particular para uma dada radiação incidente. Este erro é devido à falta de simetria.

Erro de Linearidade existe quando a saída do sensor não é proporcional a entrada.

Erro de Hysteresis existe quando a resposta do sensor é diferente quando a radiação aumenta e quando a radiação diminui para um mesmo valor de entrada.

Erro de coeficiente de temperatura existe quando o sensor é sensível a temperatura como também a radiação.

Erro de tempo de resposta existe quando a entrada está mudando rapidamente e o sensor não responder a essa mudança.

Erro de estabilidade a longo prazo é causado pela mudança das características do sensor com tempo.

Erros de montagem e aplicação incluem reflexões ou obstrução do mastro de apoio ou edifícios adjacentes; pó e fezes de pássaro no sensor; choque que causa permanente dano ao sensor; uso de constante de calibração incorreta; e falha na recalibração periódica do sensor.

Capítulo 11

Visibilidade

A medição da visibilidade é a medida mais discutida feita pelos seres humanos porque o objetivo de tal medição é determinar a distância à qual objetos podem ser vistos por seres humanos (pilotos, marinheiros, etc.). Assim nós nos preocupamos com a luz que pode ser vista pelos humanos (0,4 a 0,7 μm), a maneira que os olhos humanos percebem tal luz e além disso com a transparência da atmosfera. Ao longo deste capítulo na discussão de transparência atmosférica ou absorção, será considerada a gama de comprimento de onda de 0,4 (violeta) para 0,7 μm (luz vermelha).

11.1 - Definições

De acordo com a OMM, a visibilidade meteorológica durante o dia é definida como a maior distância a qual um objeto preto de dimensões adequadas, situado perto do chão, pode ser visto e reconhecido, quando observado contra um fundo de névoa, céu, etc. A visibilidade à noite é definida como a maior distância à qual podem ser vistas luzes de intensidade moderada e podem ser identificadas.

A atenuação da luz na atmosfera é descrito pela lei de Beer.

$$E = E_0 e^{-k\rho x} \quad (11.1)$$

onde:

E = irradiância da luz visível em Wm^{-2} ;

k = coeficiente de extinção em m^2kg^{-1} ;

ρ = densidade atmosférica em kgm^{-3} , e

x = comprimento da trajetória em m.

E_0 é a irradiância no começo da trajetória. A extinção atmosférica é devido a absorção e espalhamento da luz causada por hidrometeoros (água e partículas de gelo, tais como chuva, neve, névoa) e litometeoros (outros tipos de particulados como pó e fumaça).

Um observador determina a visibilidade pelo contraste de um objeto com respeito a seu fundo. Este contraste pode ser definido como:

$$C = \frac{B_o - B_b}{B_b} \quad (11.2)$$

onde **B** é o brilho e **C** é o contraste. O contraste crítico, **C_c**, é quando o objeto for pouco distinguível contra o fundo e este valor normalmente é tomado como **C_c** = 0,05 (às vezes 0,02) mas é muito mais uma função individual da vista do observador, como também as dimensões angulares do objeto, clarão e brilho geral. Quando a distância aumenta para o objeto até que o contraste crítico seja alcançado, esta distância é a gama visual, **V**.

As Equações 11.1 e 11.2 foram relacionadas por Koschmieder o qual sugeriu que

$$B_o = B_b(1 - e^{-k\rho x}) \quad (11.3)$$

então,

$$C = \frac{B_o - B_b}{B_b} = e^{-k\rho x} \quad (11.4)$$

e quando a distância do objeto-observador, **x**, aumenta o contraste, **C**, aproxima o valor crítico, **C_c**, então,

$$C_c = e^{-k\rho V} \quad (11.5)$$

O observador humano determina visibilidade à noite observando a extinção de luzes de intensidade moderada, em distâncias conhecidas. A visibilidade determinada à noite pelos seres humanos difere da visibilidade determinada durante o dia de dois modos importantes. Primeiro, visibilidade durante o dia é adversamente afetada pela difusão da luz nos olhos do observador, que não se originaram do objeto visto. As partículas difusas na atmosfera fazem um duplo papel: elas dispersam luz fora da trajetória, a partir do objeto para o observador e elas dispersam outra luz nos olhos do observador. Ambos os efeitos reduzem o contraste e definição do objeto. O efeito anterior é, virtualmente, ausente à noite.

O outro efeito é que as partes periféricas da retina, mais úteis para a visão noturna, na percepção de ausência de cor, mas são mais sensíveis a baixos níveis de luz. A gama visual noturna é, normalmente, mais longa (tanto quanto duas vezes mais longa) do que a gama visual de dia, mas depende do observador e na presença de outra iluminação como luar, crepúsculo e luzes de cidade.

Estes efeitos complicam o problema de correlacionar a visibilidade medida por instrumentos com a gama visual humana. A gama visual de dia é considerada como o padrão.

11.2 – Medida de Visibilidade

O método direto de medir visibilidade é medir a extinção de luz sobre uma trajetória conhecida e este instrumento é chamado um visibilômetro. Outro método é medir a quantidade de luz dispersada, normalmente, em uma direção a frente, fora de um feixe de luz.

11.2.1 - Visibilômetro

Um visibilômetro consta de uma fonte luminosa e um ou dois detectores de luz a distâncias fixas da fonte, normalmente 75 m e 450 m. Para minimizar a sensibilidade da luz ambiente, a fonte emite pulsos de luz de alta intensidade de 0,1 μ s de duração em uma frequência de repetição de 1,5 Hz. Os detectores de luz são projetados para receber somente luz da direção da fonte. Por causa da longa trajetória ótica, o visibilômetro está localizado ao longo e paralelo a uma pista, conseqüentemente o termo Runway Visual Range (RVR) [Alcance Visual da Pista]. Este instrumento mede diretamente E na Eq. 11.1 E_o é a intensidade da fonte, considerada constante. A trajetória ótica, x , é conhecida, assim

$$k\rho = \frac{-\ln(E / E_o)}{x} \quad (11.6)$$

Da Eq. 11.5, nós sabemos que

$$V = \frac{-\ln C_c}{k\rho} \quad (11.7)$$

e assim nós podemos resolver para

$$V = x \frac{\ln C_c}{\ln(E / E_o)} \quad (11.8)$$

onde C_c é a razão de contraste crítica, normalmente considerada 0,05, x é a linha de base conhecida do visibilômetro, E_o é intensidade da fonte, assumida constante, e E é a intensidade medida, reduzida por extinção atmosférica, no receptor.

A quantidade E/E_o é chamada de transmissividade e é a saída fotoelétrica do sensor como mostrado na Figura 11.1.

Nota-se que a sensibilidade do instrumento é insuficiente para valores superiores e inferiores de uma determinada gama visual, específica do visibilômetro. Isto mostra a necessidade de dois receptores e para a trajetória ótica longa de 450 m. Um visibilômetro com apenas uma trajetória ótica de 75 m seria inútil para gamas visuais que excedem alguns quilômetros.

Fig. 1.1 – Função de transferência para um visibilômetro. A curva superior é para uma linha base de 75 m e a curva inferior é para uma linha base de 450 m.

1.1.2.2 – Medidores do Dispersor Frontal

Capítulo 12

Amostragem e Conversão Analógico para Digital

O sinal de saída pura de um sensor sempre é um sinal analógico. Ele pode tomar muitas formas, inclusive tensão ou corrente, resistência, etc. podendo ser convertidos a outras formas de energia por transdutores ou condicionadores de sinal analógico como mostrado na tabela 13.1.

Sensor	Saída pura do sensor	Transdutor ou condicionador de sinal analógico	Sinal analógico resultante
Termopar	Tensão	Amplificador	Tensão
Termistor, RTD	Resistência	Circuito de ponte	Tensão
Pluviômetro	Frequência ou período		Frequência ou período
Cata-vento	Posição angular	Potenciômetro	Tensão
Anemômetro de copo ventoinha	Taxa de rotação	Gerador de DC	Tensão DC
Anemômetro de copo ventoinha	Taxa de rotação	chave de pulso ou interrupção de luz	Frequência ou período
Barômetro aneróide	Deflexão ou posição	Circuito Capacitativo	Frequência ou período
Termômetro de mercúrio	Posição		

13.1 Amostragem

Um sinal analógico pode ser amostrado no espaço ou no tempo. Para a discussão seguinte, talvez seja mais fácil pensar no tempo de amostragem. O sinal resultante ainda é um sinal analógico; tem um intervalo contínuo de amplitude. Mas o processo de amostragem pode causar um tipo especial de distorção de sinal chamado frequência de dobramento se o sinal amostrado contém frequências acima de um certo limiar, a frequência de Nyquist, que é definida como $f_N = 1/(2\Delta T)$, onde ΔT é o intervalo de amostragem. Isto é ilustrado em fig. 13-1

Quando a frequência de entrada do sinal é menor que a frequência de Nyquist, o sinal amostrado tem a mesma frequência que a entrada, mas quando a magnitude absoluta da frequência de entrada é $\geq f_N$, a frequência aparente do sinal amostrado é $< f_N$. Quando $f_i = 2f_N$ a frequência de saída aparente é zero; uma linha direta.

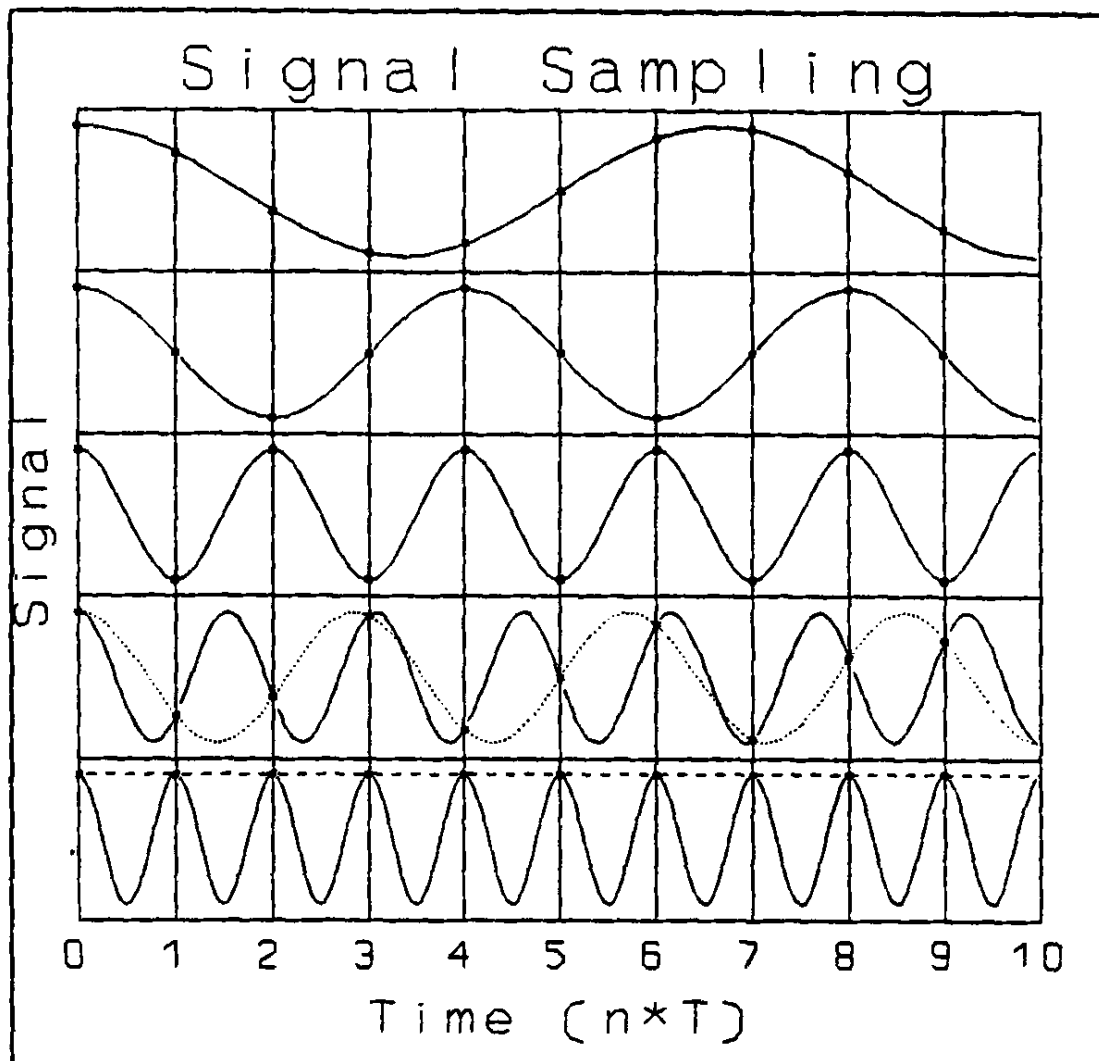


Fig. 13-1. Ondas cosseno de frequência crescente (do topo para a base amostrado a um intervalo T . A frequência aparente é mostrada com os pontos amostrados.

O diagrama da frequência de dobramento é mostrado na fig. 13.2.

A linha tracejada horizontal representa uma frequência observada nos dados amostrados e as linhas tracejadas verticais mostram que a frequência observada pode ter qualquer número de frequências nos dados originais. Em geral, depois que os dados forem amostrados, é impossível determinar a frequência de entrada sem nenhuma outra informação. A atual frequência de entrada é dita frequência aparente de amostragem. O mesmo problema acontece com dados digitais amostrados.

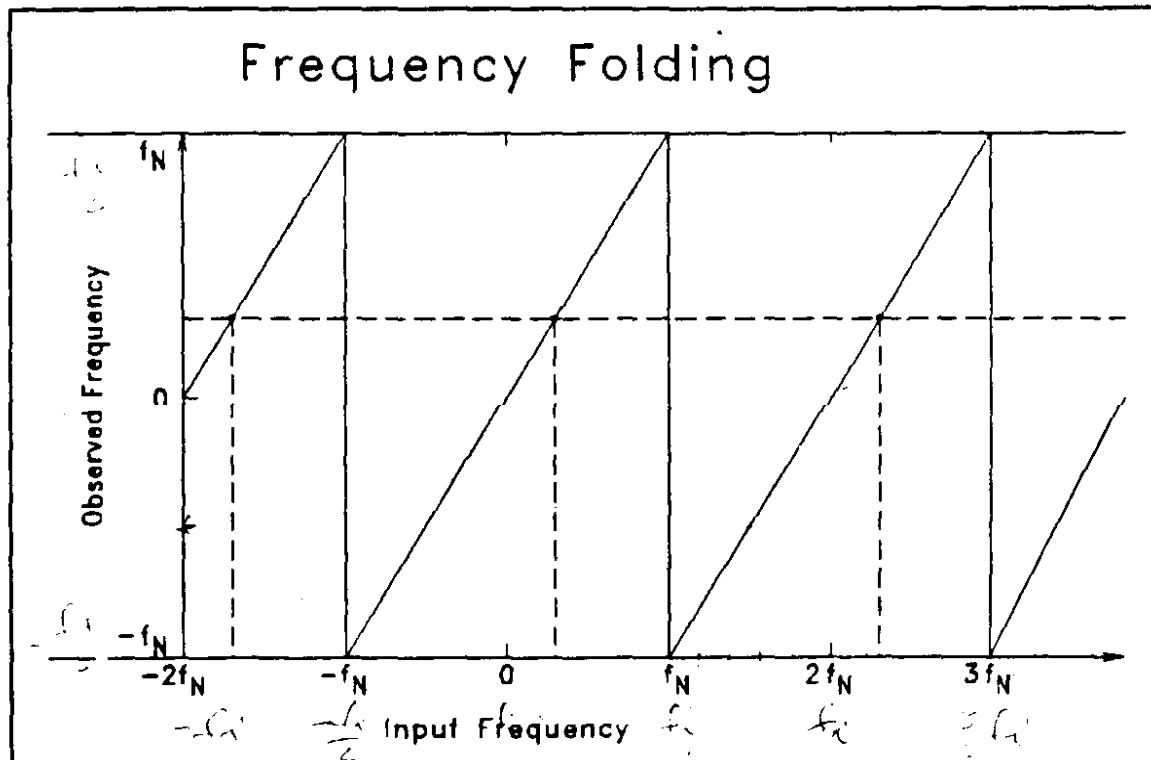


fig. 13.2 A frequência de dobramento. Uma frequência observada nos dados amostrados pode vir de muitas diferentes frequências de entrada possíveis.

O conceito de frequência negativa se aplica sempre que o sinal da frequência é considerado. Por exemplo, uma roda pode girar em qualquer direção, assim podemos definir como frequência positiva a rotação no sentido horário e frequência negativa a rotação no sentido anti-horário, isto sugere que se a taxa de rotação da roda aumentasse até exceder a frequência de Nyquist, a roda pareceria girar na direção oposta com uma frequência mais baixa. Isto é observado comumente em quadros de movimento de rodas giratórias. Este também é um exemplo que ocorre com um sinal que é amostrado em tempo discreto mas com amplitude contínua, assim a amplitude ainda é um valor analógico.

Em outro exemplo, um radar Doppler detecta uma mudança de frequência relativa ao transmissor devido à velocidade do alvo. O movimento do alvo para longe do radar causa uma mudança de frequência negativa, o sinal recebido terá uma frequência mais baixa que o sinal transmitido. O movimento do alvo em direção ao radar causa uma mudança de frequência positiva. O radar amostra o sinal em intervalo de repetição de pulsação, assim a frequência percebida (ou velocidade do alvo) poderá ultrapassar a frequência de Nyquist havendo uma mudança aparente no sinal da velocidade do alvo, quando o recobrimento acontece. Neste caso, a frequência do sinal estará perdida, portanto, consideramos só frequências positivas.

Então, frequência de dobramento acontece se $f=0$ e $f=f_{Nyq}$

13.2 Conversão analógico para digital

O termo conversor analógico para digital é normalmente associado com conversão de uma tensão analógica para forma digital, no entanto, poderíamos postular um conversor analógico para digital genérico (ADC) que convertesse um sinal analógico de qualquer forma para

forma digital. Tal máquina não existe, mas todas as formas de sinais analógicos são convertidos para digital, assim é útil explorar o conceito de um ADC genérico. Os elementos essenciais de um ADC genérico e de qualquer ADC real são:

- 1) um sinal analógico de entrada;
- 2) um intervalo definido de entrada;
- 3) uma quantidade de referência e
- 4) uma saída em quantidades discretas sobre um número finito de estados.

Além destes elementos exigidos, um ADC pode executar conversões em intervalos de tempo discretos ou contínuo.

A entrada deve ser um sinal analógico em qualquer forma, alguns são listados na tabela 13.1. Como já notado um ADC convencional é um dispositivo de sinal que converte tensão e, às vezes, corrente para digital. Um dispositivo que converte tensão ou frequência para digital normalmente é chamado um contador, visto que ele somente conta.

O intervalo de entrada de um ADC pode ser um intervalo de tensão (-5 a 5 volts), um intervalo de frequência (10 Hz a 1 MHz), um intervalo angular (0 a 360 graus), etc. Ele deve ser definido para permitir representação da saída com um número finito de estados.

Um valor de referência é exigido para permitir que o conversor determine a magnitude da entrada do sinal para os possíveis estados nomeados. O valor de referência pode ser gerado dentro do ADC ou pode ser externo a ele.

A saída deve ser representada em um número finito de estados que representam o intervalo de entrada do ADC. Esta é a essência de um sinal digital. A saída pode ser expressa em qualquer sistema numérico. O binário é usado quando a saída de ADC é enviada a um computador, e decimal se a saída se dirige para a exibição diretamente, como em um voltímetro digital.

Exemplo: Considere um comparador de tensão simples que gera uma saída de "1" se a entrada é maior que a tensão de referência e uma saída de "0" se a entrada é menor que a tensão de referência. Por enquanto isto usualmente ainda não é chamado de ADC, tendo para isto que reunir todas as exigências.

Para explorar a natureza de um ADC futuramente, façamos algumas definições.

A = Sinal analógico de entrada

D = Sinal digital de saída

A_L = Limite inferior do intervalo de entrada de ADC

A_H = Limite superior do intervalo

S_P = Amplitude (Span) = $A_H - A_L$

N_S = Número de estados disponível na saída, D

Q = Quantum de entrada representado por um estado de saída, uniformemente distribuído em cima do intervalo de entrada; $Q = S_P/N_S$

Um ADC normalmente usado com um computador usa o sistema binário de números e, por conveniência, assume-se que a saída é um binário positivo inteiro. Então N_B = número de bits usado e o intervalo de D é (0, $N_S - 1$) onde:

$$Q = \frac{S_P}{N_S} = \frac{S_P}{2^{N_B}} \quad (13.1)$$

A saída é determinada por

$$D = \text{INTEIRO} \left[\frac{A - A_L}{Q} + 0.5 \right] \quad (13.2)$$

considerando que $0 \leq D \leq N_S - 1$.

A fig. 13.3 mostra o gráfico de transferência (gráfico de entrada-saída) para um conversor binário de 3 bits com um intervalo de entrada de 0 a 12 volts. O erro é mostrado abaixo. Para a maior parte do intervalo, o erro varia entre $-Q/2$ e $+Q/2$, mas perto do topo do intervalo o erro vai para $-Q$.

Exemplo: Considere um ADC binário de 12 bits com um intervalo de entrada de -5 a 5 volts. $A_L = -5V$, $A_H = 5V$, $N_B = 12$, $N_S = 409$, $Q = 2,441mV$.

Entrada A (V)	Saída D (binário)	Saída D (decimal)
-5,000	0000 0000 0000	0
0,000	0111 1111 1111	2048
3,142	1110 0000 0000	3335
4,996	1111 1111 1110	4095
4,997	1111 1111 1111	4096
5,000	1111 1111 1111	4096

Podemos expressar a saída diretamente no sistema decimal, embora o ADC trabalhe em binário. Computadores interiormente armazenam inteiros como números binários e os representam na saída como números decimal, sendo algo natural a se fazer.

Exemplo: Um sistema simples de pá de vento poderia ter um ímã firmado à seta do cata-vento e quatro chaves metálicas posicionadas ao redor da seta tal que quando o ímã está perto de uma delas fecha o contato e, no caso contrário, fica aberto. As quatro chaves são posicionados nos pontos cardeais da bússola (N, E, S, e W). Quando o vento é de Norte, o ímã está perto da chave de N e a fecha. Quando o vento é de NE, o ímã é posicionado entre o N e E e fecha ambas. As chaves são conectadas a um mostrador com quatro luzes etiquetados N, E, S e W. Quando uma chave fecha, a luz associada é acendida. Quando ilumina N e E, interpreta-se como um vento do NE.

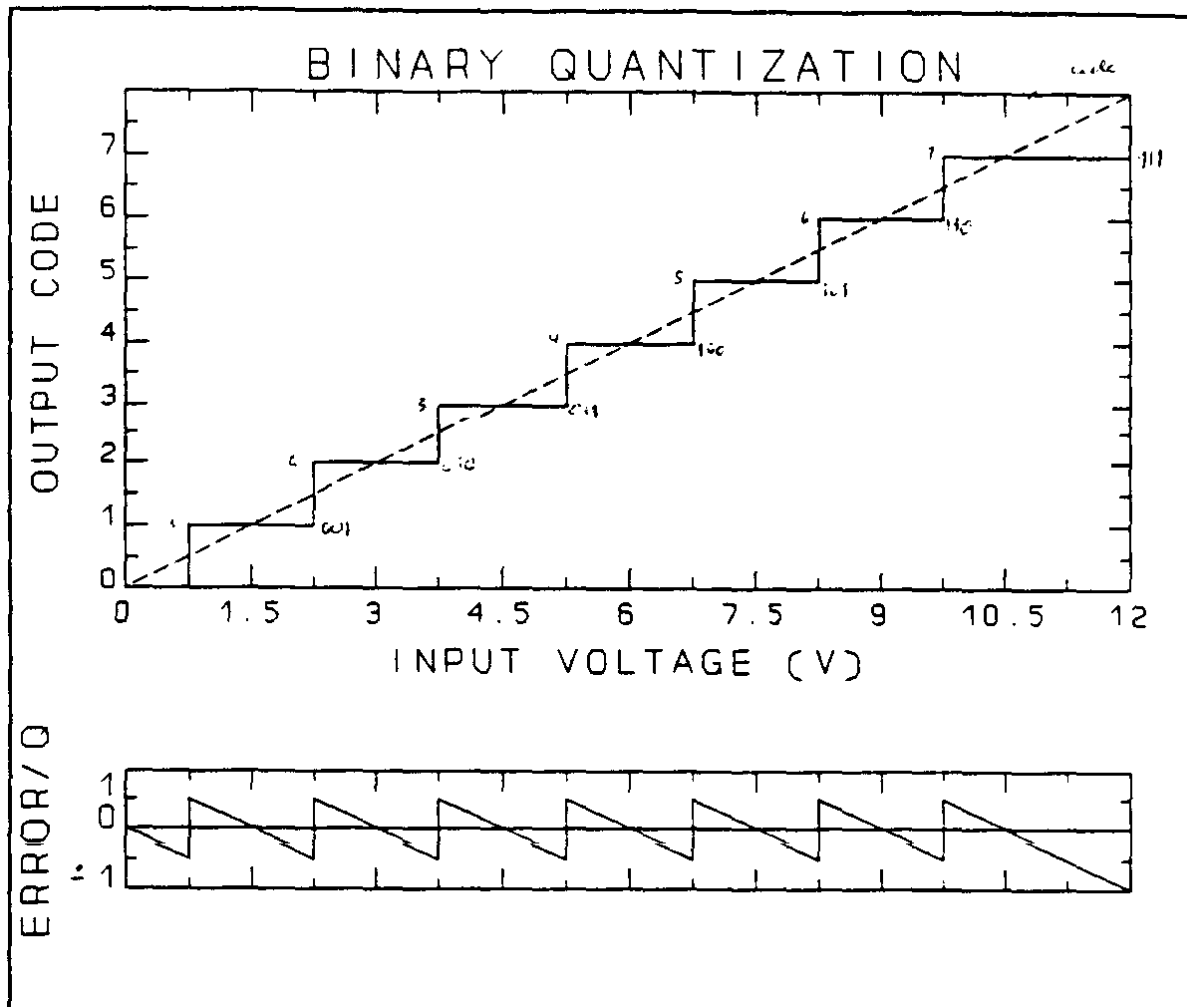


Fig. 13.3 um quantizador binário de 3 bit.

Este é um exemplo de um conversor analógico para digital mecânico. O sinal analógico é a seta de posição angular. Isto satisfaz as exigências de um ADC: ele tem uma entrada analógica com um intervalo limitado (0 a 360°), há uma quantidade de referência (orientação para Norte) e a saída é expressa como um sinal digital com uma quantidade discreta. A saída do sistema tem 8 possíveis estados: N, NE, E, SE, S, SW, W e NW. $A_L = 0$, $A_H = 360^\circ$ e $N_S = 8$, assim $Q = 45^\circ$.

Capítulo 13

Conteúdo de informação

Considere um sistema de medida como discutido em Capítulo 1 que inclui um ou mais sensores, transdutores, um conversor analógico-digital, e outros módulos. Se o range do sensor é mapeado no intervalo do ADC e o ADC é um conversor binário. Podemos calcular a probabilidade de qualquer possível estado de saída de um ADC.

14.1 Definições

Se não temos nenhuma informação a priori sobre o estado de entrada então todo o sinal saída do ADC são estados igualmente prováveis: $p_1 = p_2 = \dots p_i = 1/n$ e isto pode ser normalizado como:

$$\sum_{i=1}^n p_i = 1 \quad (14.1)$$

14.2 Conteúdo de informação de um Sinal Digital

O conteúdo de informação médio ou entropia de informação de um sinal digital é:

$$H(X) = -\sum_{i=1}^n P_i \ln P_i \quad (14.2)$$

Onde P_i = probabilidade de ocorrência de cada estado digital. Todos sinais digitais têm um número finito de estados.

14.3 Conteúdo de informação de um Sinal Analógico

Por definição, um sinal analógico é contínuo, assim tem um número infinito de estados. Ainda podem ser aplicadas idéias da teoria de informação a sinais analógicos do sensor com um número finito de estados sobre o intervalo definido. O tamanho dos estados finitos pode ser fixado igualmente a imprecisão. Por causa do conteúdo de ruído de todos sinais analógicos, há um pouco de incerteza no valor exato do sinal assim Δx = imprecisão. Então o conteúdo de informação médio de um sinal analógico é:

$$H = -\sum_{i=-n}^n P_i \Delta x \ln(P_i \Delta x) \quad (14.3)$$

e

$$\sum_{i=-n}^n P_i \Delta x = 1 \quad (14.4)$$

o "span" é igual a $(2n + 1) \Delta x$.

14.4 Transferência de informação

O mesurando tem conteúdo de informação muito alto; toda molécula de ar contém um pouco de informação sobre a temperatura de ar. Mas deveria ser evidente que a saída de um sensor tem conteúdo de informação finito, às vezes informação zero. O que acontece a

informação que flui em um sensor? Algumas devem ser perdidas e algum ruído é sempre somado como mostrado em Fig. 14.1.

Neste processo, um pouco de informação é perdida; isto chama-se de equivoco. A perda ocorre com a entrada de energia ou a informação é perdida com a perturbação no fluxo por um anemômetro, histerese por um barômetro aneróide, etc. Algum ruído é sempre somado ao sinal; isto é chamado ruído ou irrelevância. Pode ser devido a perda de calor em um resistor, condutores ásperos, auto-aquecimento em um termistor, etc. Isto conduz a uma definição de ruído em um sinal. É comum o uso do termo ruído sem qualquer tipo de definição, ou, em alguns casos, definir ruído simplesmente como a parte de um sinal que não é desejado. Isto inclui altas freqüências legítimas do mesurando. Da figura 14.1, podemos definir ruído como qualquer contribuição para o sinal de saída de sensor que surge de uma entrada indesejada. Neste sentido, componentes de altas freqüência do mesurando não são nenhum ruído mas ainda assim podem ser indesejados.

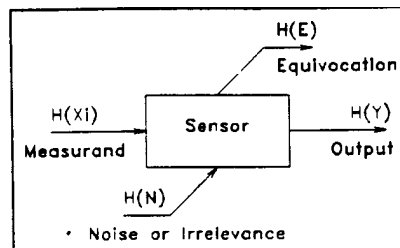


Fig. 14.1 fluxo de informação em um sensor do mesurando para a saída.

Capítulo 14

COMUNICAÇÃO DE DADOS

Quase todo sistema de medição precisa de algum tipo de comunicação de dados seja por cabo direto, telefone ou rádio. E o tipo de sistema de comunicações utilizado freqüentemente impõe consideráveis limitações no sistema de medição. Graças ao onipresente microprocessador, os dados são quase sempre transmitidos na forma digital.

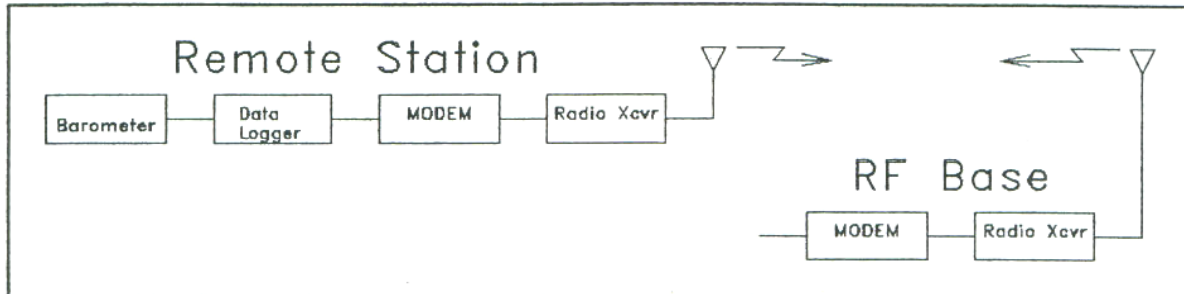


Fig. 1 A measurement system utilizing radio telemetry.

Neste sistema, um barômetro digital transmite dados digitais, seriais e em código ASCII para o armazenador de dados. Os dados ficam na forma digital já que o barômetro inclui um conversor de analógico para digital e um microprocessador de forma que os dados são representados como uma seqüência de dígitos decimais codificados em ASCII, por exemplo, 910,2 mb. Os dígitos são transmitidos serialmente, os dígitos decimais mais significativos primeiro. Entre cada dígito, os oito bits que compõe o código ASCII são transmitidos serialmente, o bit menos significativo primeiramente. O Código Padrão Americano para Intercâmbio de Informações (ASCII) está listado na tabela 15.1. Note que 33 dos 128 códigos possíveis são reservados para o controle. Alguns dos caracteres de controle especiais estão listado na tabela 15.2. Esse é um código de 8 bits comumente usado para representar dados digitais. A tabela mostra apenas os sete bits de ordem inferior; a fração maior (4 bits) engloba os valores de 0 a 7, requerendo apenas 3 bits para a codificação, enquanto que a fração menor (3 bits) congrega valores de 0 a 15, requerendo 4 bits. O oitavo bit é reservado para a paridade, uma característica da checagem de erros. A paridade pode ser tanto ímpar quanto par, se ímpar ela especifica que o número de bits no byte que foram programados para 1, incluindo o bit de paridade, é ímpar. Se um bit for alterado, na transmissão, de 0 para 1 ou vice-versa, a checagem da paridade falhará e o erro será detectado. Contudo, se dois ou mais bits forem alterados o erro pode não ser detectado.

Low Hex Digit		High Hex Digit (Not including parity)							
HEX	DEC	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	NUL	DLE	SP	0	@	P	'	p
1	1	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
2	2	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
3	3	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
4	4	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
5	5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	8	BS	CAN	(8	H	X	h	x
9	9	HT	EM)	9	I	Y	i	y
A	10	LF	SS	*	:	J	Z	j	z
B	11	VT	ESC	+	;	K	[k	{
C	12	FF	FS	,	<	L	\	l	
D	13	CR	GS	-	=	M]	m	}
E	14	SO	RS	.	>	N	^	n	~
F	15	SI	US	/	?	O	_	o	DEL

NUL	The all-zeros character	HT	Horizontal tab (tab)
SOH	Start of heading	LF	Line feed
STX	Start of text	VT	Vertical tab
ETX	End of text	FF	Form feed
EOT	End of transmission	CR	Carriage return
ACK	Acknowledge	NAK	Negative acknowledge
BEL	Bell	ESC	Escape
BS	Backspace	SP	Space

O uso da paridade é demonstrado na tabela 15.3. Assuma que o transmissor e o receptor da mensagem concordem, de antemão, que a paridade ímpar será usada. Na linha 1, um caractere de 7 bits, ASCII "A" é transmitido junto com o bit de paridade programado para "ímpar". A contagem dos bits programados para 1 na linha 1 é 3, um número ímpar. Suponha que os dados sejam transmitidos e recebidos, linha 2, como um ASCII "C".

No byte recebido a paridade é par e sabemos que deveria ser ímpar, então nós detectamos um erro mas não podemos dizer qual bit contém o erro. O único jeito de corrigirmos o erro é requisitar uma

retransmissão dos dados. Suponha que aja dois bits em erro, como na linha 3, e que o caracter é recebido como um ASCII "B". A conferência da paridade é ímpar como deveria ser e o erro não é detectado.

Line	P	7	6	5	4	3	2	1	
1	1	1	0	0	0	0	0	1	ODD
2	1	1	0	0	0	0	1	1	EVEN
3	1	1	0	0	0	0	1	0	ODD

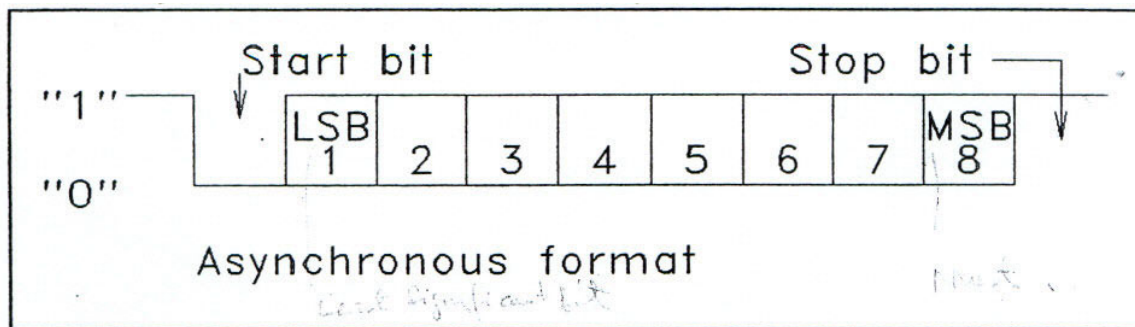


Fig. 15.2 Serial, asynchronous format for one 8-bit byte.

Um bit de inicialização e um bit de interrupção são acrescentados ao byte da mensagem de tal forma que o custo é de 2 bits para cada 8 transmitidos. Taxas de bits comuns são 1200, 2400, 4800, 9600 e 19200 bits/seg. Devido ao custo de 2 bits, se a taxa de bits for 1200 bits/seg, haverá um máximo de 120 bytes de 8 bits por segundo. O modo assíncrono não requer que os bytes seqüenciais sejam transferidos um logo após o outro de tal forma que a taxa de bytes real pode ser bem menor que o máximo nominal. Por exemplo, um simples terminal "burro" pode ser programado para uma taxa de bits de 9600 bits/seg mas os bytes (cada um deles representando um caracter) serão enviados na velocidade que o usuário pressiona as teclas, o que pode ser substancialmente menos que 960 bits/seg. Mesmo no uso de instrumentos, onde a taxa de dados não é restringida pelos dedos humanos, a taxa de bytes pode ser menor que a nominal, às vezes.

Quando estes dados têm de ser transmitidos por uma linha telefônica, algum tipo de modulação é necessária como sistemas de telefonia, e vários outros sistemas de comunicação, não transmitem os níveis dc. O pior dos casos de atenuação para um sistema de telefonia é mostrado na figura 15.3.

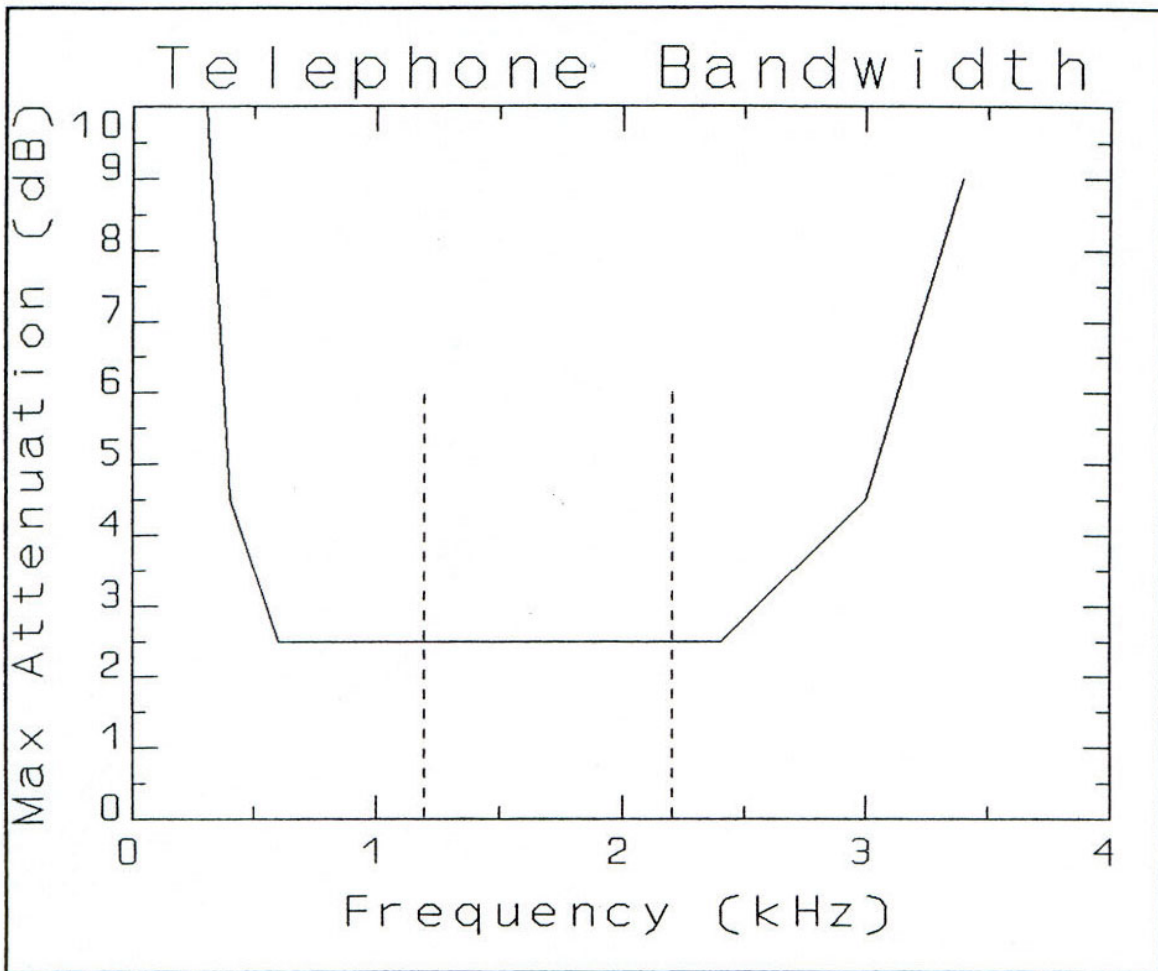


Fig. 15.3 Worst case telephone attenuation showing the two frequencies commonly used at 1200 Baud (1200 and 2200 Hz).

Um sinal modulado por frequência (FM) é mostrado na figura 15.4 para uma série de 8 bits, onde os valores lógicos digitais são mostrados ao longo da parte inferior da figura.

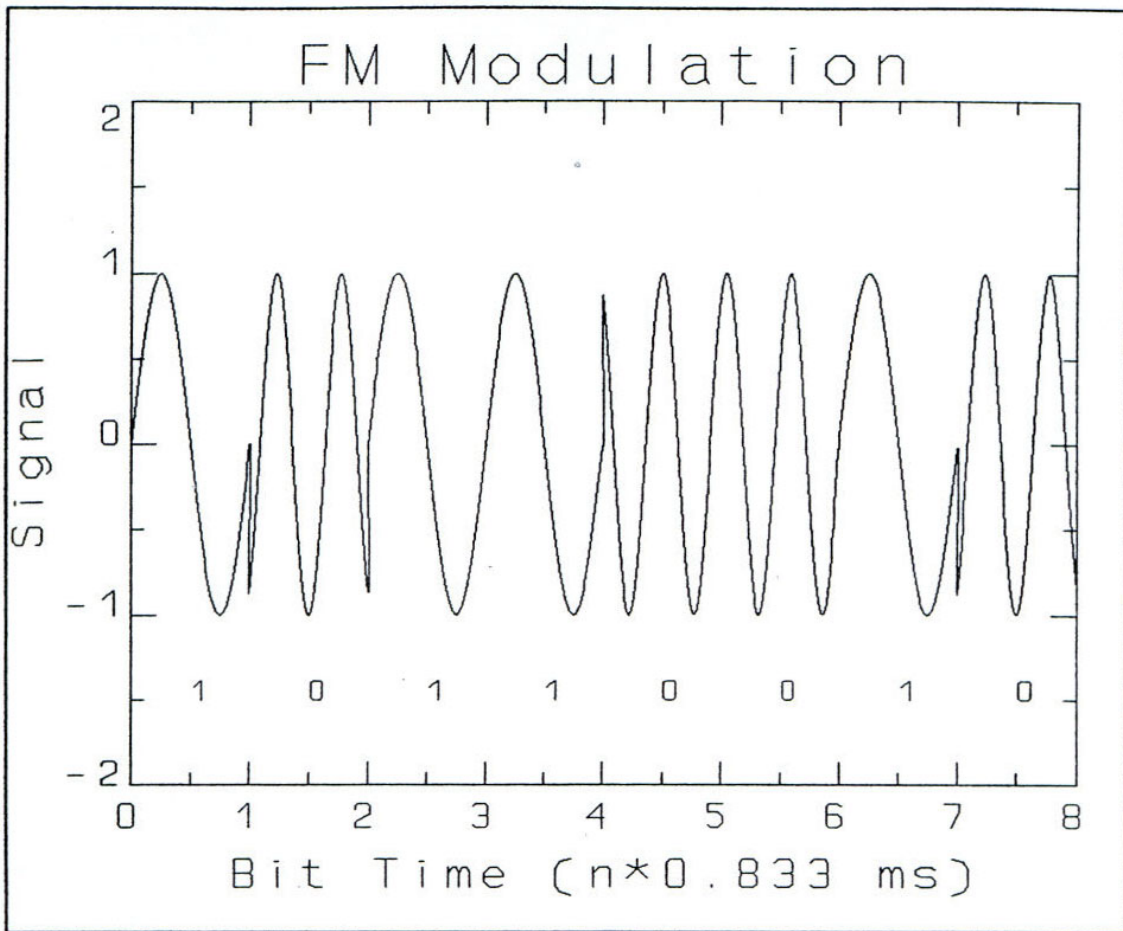


Fig. 15.4 Frequency modulation of a digital serial signal where the two frequencies are 1200 Hz for logic "1" and 2200 Hz for logic "0".

Os fatores preocupantes na transmissão de dados por frequência de rádio (FR) é a necessidade de se obter uma licença da Comissão Federal de Comunicação (FCC), o uso de transmissores de pouca força (cerca de 5W FR), antenas de ganho relativamente baixo (ganho = 1 a 10 dB), alcance limitado pela linha de visão, canalização durante inversões, os múltiplos caminhos, interferências e raios.

O uso de transmissores de pouca força e antenas relativamente ineficientes significa que as transmissões estão suscetíveis à interferência e ruído e que o alcance é essencialmente limitado à linha de visão.

A linha de visão é limitada pela curvatura da Terra como mostrado na tabela 15.4 e figura 15.5. Considera-se que uma antena esteja num local de estação remota a uma elevação de 10m enquanto que a outra antena está localizada na base da estação ou numa estação repetidora.

Várias elevações para o local da base/repetidor são considerados de 10m a 500m.

Table 15.4 Maximum line-of-sight distance with one antenna at 10m.		
Base Elev. (m)	Max LOS (km)	Max LOS (mi)
10	22.570	14.024
20	27.245	16.929
30	30.831	19.158
40	33.855	21.037
50	36.519	22.692
60	38.928	24.189
70	41.143	25.565
80	43.204	26.846
90	45.140	28.049
100	46.972	29.187
200	61.754	38.372
300	73.097	45.420
400	82.659	51.362
500	91.084	56.597
600	98.701	61.330

A canalização é causada por uma inversão que altera o gradiente do índice de refração. O índice de refração no ar é normalmente aceito como $n = 1.000.300$. A refratividade é definida como $N = (n-1) \times 10^6$ e esta é a função da densidade do ar.

$$N = \frac{77.6}{T} \left(p + 4810 \frac{e}{T} \right)$$

onde as unidades de pressão, p , e de pressão de vapor, e , são dados em mb enquanto que as unidades de temperatura, T , são dadas em kelvin. O gradiente de refratividade, no ar seco ($e=0$) é:

$$\frac{dN}{dz} = \frac{77.6}{T} \frac{dp}{dz} - \frac{77.6p}{T^2} \frac{dT}{dz}$$

e se deixarmos $p = p_0 \exp(-z/H)$ onde H =altura da escala=8 km e $p_0=1013$ m, e assumindo posteriormente que esse gradiente ocorre próximo ao solo onde $\exp(-z/H)=1$,

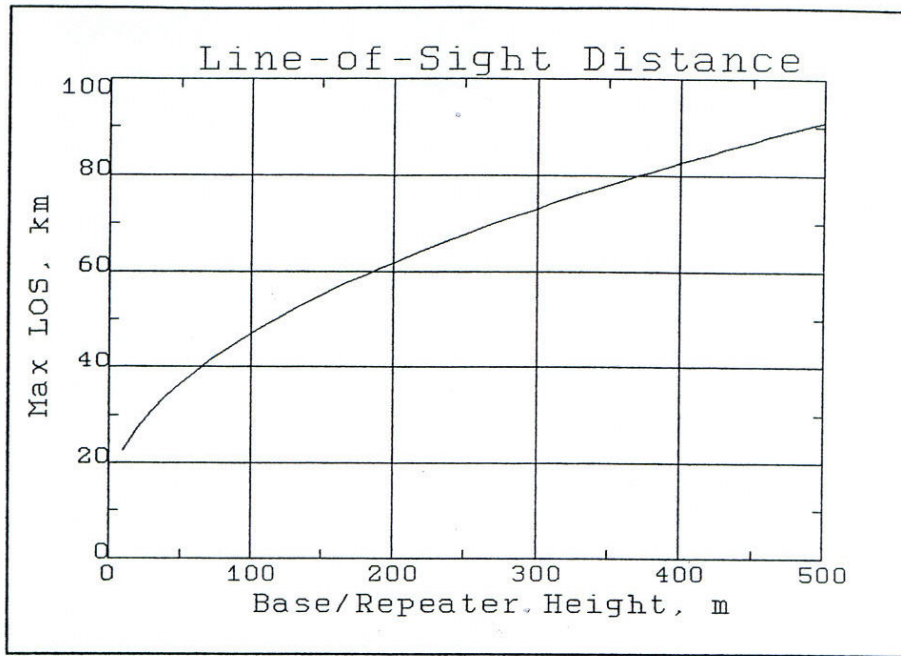


Fig. 15.5 Maximum line-of-sight range over a smooth earth.

$$\frac{dN}{dz} = -\frac{77.6p_0}{TH} - \frac{77.6p_0}{T^2} \frac{dT}{dz} \quad (15.3)$$

Quando o gradiente de refração é -157 Km^{-1} , a curvatura do raio irá igualar exatamente a curvatura da Terra. Se o gradiente for menor que -157 Km^{-1} , o raio é canalizado, ou seja, aprisionado numa camada de ar rasa. A canalização ocorre quando

$$\frac{dT}{dz} \geq \left[157 - \frac{77.6p_0}{TH} \right] \frac{T^2}{77.6p_0} \quad (15.4)$$

a qual define uma forte inversão. Se a profundidade desta inversão for maior que a altura do transmissor, o raio será canalizado.

Os múltiplos caminhos são provocados sempre que o sinal é transmitido diretamente para o receptor e, ao mesmo tempo, segue por um caminho um pouco mais longo provocado talvez por reflexões em um avião voando baixo. O sinal chega ao receptor por dois caminhos diferentes com comprimentos um pouco diferentes de forma que o sinal transitando pelo caminho mais longo fica um pouco fora de fase com o sinal que chegou pelo caminho normal. Isto pode causar cancelamento de parte da onda ou embaralhamento do sinal o que pode fazer o modem demodular impropriamente o sinal de forma que o sinal digital seja reconstituído com alguns erros.

Interferência pode ser causada por outro transmissor operando na mesma frequência ou por um transmissor operando em outra frequência mas com um controle de largura de banda inadequado de tal forma que a potência de alguns dos outros transmissores apareça na frequência do primeiro transmissor. Isto pode fazer com que um dos sinais ou ambos sejam corrompidos.

A combinação das fontes de erros mencionadas acima pode gerar uma taxa de erro inaceitavelmente alta na transmissão dos dados. Há três linhas de defesa: construir um sistema de comunicações melhor com melhores margens de operação, usar códigos de detecção de erros nos dados e desenvolvê-los de tal forma que, quando um erro for detectado, o receptor requeira que o transmissor envie a mensagem outra vez.

A maior parte das fontes de erros comumente encontradas provoca uma irrupção de erros, não erros em bits isolados. Por isso, esquema de detecção de erros simples tais como a paridade, mencionada acima, são inadequados. Um esquema melhor é utilizar uma soma de conferência (checksum), uma simples adição de todos os bytes de mensagem. Tipicamente, apenas os 16 bits de ordem inferior da soma de conferência são utilizados e eles são somados ao fim da mensagem. Isto detectará alguns tipos de erros múltiplos de bits.

Um esquema ainda melhor é usar a Conferência de Redundância Cíclica (CRC), também normalmente com um comprimento de 16 bits. Os dados a serem transmitidos podem ser representados como uma série de bits, ignorando-se os limites de bytes, todos ou “1” ou “0”. Esta série de bits pode ser considerada como um polinômio. Por exemplo uma mensagem curta de apenas 24 bits pode ser 101100111000101010001110 e o polinômio de dados correspondente seria $D(x) = x^{23} + x^{21} + x^{20} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{11} + x^9 + x^7 + x^3 + x^2 + x^1$ onde cada bit que é ligado, ou programado para “1”, é representado por um termo. Como os termos são todos ou o “0” ou o “1”, os coeficientes são ou o 0 ou 1. Se selecionarmos um polinômio gerador, tal como $G(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$, então o CRC é o restante $R(x)$, obtido por

$$\frac{D(x)}{G(x)} = Q(x) + \frac{R(x)}{G(x)} \quad (15.5)$$

O restante será os 16 bits que são somados ao fim da mensagem, da mesma forma como que com a soma de conferência. A estação que estiver recebendo a mensagem fará o mesmo cálculo para verificar o CRC e este procedimento pode detectar irrupções de erros com comprimento de até 16 bits e irrupções maiores com probabilidade de 99,955%.

Capítulo 15

Controle de qualidade dos dados

Um programa de garantia da qualidade dos dados mais completo pode ser melhor desenvolvido para uma MESONET (rede de estações meteorológicas) que para uma estação de medição isolada e sendo assim esta discussão vai tratar o caso da garantia de qualidade para MESONET. Um programa de garantia de uma única estação seria um caso particular disto.

O objetivo de um programa de garantia de qualidade de dados é manter a mais alta qualidade de dados em uma MESONET. Para atingir este objetivo, as falhas nos dados têm que ser detectadas rapidamente, uma ação corretiva tem que ser iniciada de maneira oportuna, e dados questionáveis têm que ser separados para verificação. O arquivo de dados deve incluir provisão para os bits de status associado a cada dado. O sistema QA (qualidade dos dados) jamais alteraria os dados mas apenas estabeleceria bits de status para a qualidade provável dos mesmos. O sistema QA poderia talvez indicar os dados que fossem realmente válidos mas representassem condições meteorológicas inesperadas ou incomuns; com este sistema os dados reais reportados estariam disponíveis sempre. Os dados indicados poderiam ficar disponíveis a alguns usuários, mas não deveriam ficar disponíveis para uso operacional de rotina.

Os componentes mais importantes necessários para tal programa são calibrações de laboratório, intercomparações de campo, monitoramento de dados em tempo real, documentação, revisões independentes e publicação de avaliação de qualidade de dados.

16.1 Calibrações laboratoriais

Instalações de calibrações laboratoriais são requeridas para verificar a calibração de instrumentos suspeitos e para obter uma nova calibração para instrumentos que perderam sua calibração ou que foram reparados. Contudo uma calibração laboratorial não necessariamente prediz bem a performance de um instrumento em campo. Isto se dá porque as calibrações laboratoriais nunca replicam todas as condições de campo. Por exemplo, uma calibração laboratorial de sensores de temperatura jamais incluiria os efeitos da radiação solar e terrestre nem estaria sujeita a uma pobre ligação com a atmosfera em decorrência de baixas velocidades do vento.

16.1.1 Sensores de vento

A ferramenta fundamental de calibração para sensores de vento é um túnel de vento. Um bom túnel de vento com instrumentação de referências adequadas para determinar o fluxo de vento é uma ferramenta essencial para estabelecer uma calibração completa dos sensores de vento.

Uma alternativa bem menos cara seria usar conjunto de calibração motorizada simples providenciadas pelos vendedores de sensores de vento. Estes conjuntos testam o transdutor do anemômetro mas não a concha ou a hélice.

16.1.2 Sensores de temperatura

16.1.3 Sensores de umidade

Uma câmara de calibração de umidade de primeira classe seria muito cara e difícil de manter. Contudo, se um sensor do tipo de sorção (sugamento) for usado, uma pequena e relativamente barata câmara de saturação de sal saturado poderia ser usada. Ela seria adequada para usos de rotina. Calibrações mais extensivas poderiam ser feitas utilizando-se as instalações disponíveis através do NIST.

16.1.4 Sensores barométricos

Assim como a câmara de umidade, uma câmara de calibração de pressão de primeira classe seria cara demais. Uma câmara relativamente simples e um excelente padrão de transferência seriam adequados e poder-se-ia usar as instalações do NIST para conferir o padrão de transferência periodicamente.

16.1.5 Sensores de precipitação

É bastante fácil calibrar pluviômetros usando garrafas feitas para pingar numa taxa constante mais uma boa escala para pesar a água.

16.2 Intercomparações em campo

Há dois tipos de intercomparações em campo que deveriam ser feitas. Uma estação de intercomparação em campo deve ser estabelecida. E quando técnicos visitam as estações eles devem levar padrões de transferências portáteis e fazer uma checagem de comparação de rotina.

16.2.1 Estações de intercomparações em campo

As estações de intercomparação em campo deve ser composta de sensores operacionais e um jogo de sensores de referência; sensores de qualidade mais alta. Ambos reportariam os dados para a estação base mas os dados da estação de referência seriam permanentemente eliminados e jamais disponibilizados para uso operacional.

16.2.2 Intercomparações de rotina

Alguns jogos de sensores de transferência portáteis devem ser providenciados e cada vez que um técnico visita uma estação, medições de referência podem ser feitas. Isto seria útil para detectar flutuações ou outras falhas nos sensores que poderiam, de outra forma, passarem despercebidas. Estes sensores incluiriam um barômetro e um psicrômetro de Assmann. Além disso, o técnico deve carregar um computador laptop para ler os dados correntes, fazer ajustes nos coeficientes de calibração quando os sensores-chave forem modificados, ajustar o relógio do armazenador dados e atualizar o programa do armazenador de dados antes de interrupções na força.

16.3 Monitoramento de dados

Nem a calibração em laboratório nem as intercomparações em campo de rotina irão dar qualquer indicação de problemas correntes no campo. Como o sistema coleta e reporta dados em tempo real, dados ruins serão transmitidos para os usuários até serem detectados e indicados. O volume do fluxo de dados será grande demais para permitir aos observadores humanos monitorarem efetivamente a qualidade dos dados. Por isso, um sistema de monitoramento automático e em tempo real é necessário. O programa monitor deve ter dois importantes componentes: os algoritmos de escaneamento e os algoritmos de diagnóstico. A função dos algoritmos de escaneamento é detectar valores discrepantes

enquanto que os algoritmos de diagnóstico são usados para inferir a causa provável. O programa monitor pode analisar o fluxo de dados que chegam usando técnicas estatísticas adaptadas de análises de dados exploratórios, conhecimento da atmosfera, conhecimento do sistema de medição e usando análises objetivas de grupos de estações MESONET nas condições adequadas.

As técnicas de análises de dados exploratórios são robustas e resistentes aos valores discrepantes, ou seja, insensíveis à forma da função de densidade probabilística dos dados. O conhecimento da atmosfera nos permite colocar limites no alcance de algumas variáveis tais como umidade relativa que seriam eliminadas se fossem reportadas a menos de, digamos, 20% ou mais de 104%. O conhecimento do sistema de medição põe bloqueios absolutos no alcance de cada variável. Se uma variável excede estes limites, uma falha no hardware veio a ocorrer.

O programa monitor deve ser feito sob medida para o sistema e deve ser desenvolvido sob a forma de incrementos sucessivos. Inicialmente ele empregaria testes simples e testes mais sofisticados podem ser acrescentados ao passo que são desenvolvidos. O programa de monitoramento QA jamais será perfeito; ele não conseguirá detectar algumas falhas e identificará alguns dados válidos como provavelmente defeituosos. Por isso, o programa monitor não deve deletar dados mas estabelecer um indicador associado a cada dado que mostre a qualidade provável. Isto requereria apenas uns poucos bits (2 bits seriam suficientes para quatro níveis de provavelmente bom a certeza de ruim, por exemplo faltoso). O programa monitor deve ter um mecanismo para alterar um operador sempre que ele detectar uma provável falha. Alguns destes alarmes serão falsos, isto é, não resultante de falha no hardware, mas pode estar indicando eventos meteorológicos interessantes.

16.4 Documentação

Há alguns tipos de documentos necessários: documentos das características da estação remota, um arquivo descritor da estação e um banco de dados dos sensores.

16.4.1 Características da estação remota

As características da estação remota podem ser documentadas providenciando-se um artigo onde se descreva as estações e seus instrumentais. Além disso, deve haver um arquivo de fotografias panorâmicas mostrando o alcance em todas as direções e a natureza do terreno.

16.4.2 Arquivo descritor da estação

Como parte do banco de dados do sistema, um arquivo descritor do sistema deve incluir a localização e a elevação de cada estação, por exemplo: estação meteorológica padrão, estação agrícola especial ou estação de sensoriamento para pesquisa.

16.4.3 Banco de dados dos sensores

É necessário manter um banco de dados central para os sensores e outros componentes importantes do sistema MESONET incluindo o número serial do componente, localização atual e status. Alguns sensores têm coeficiente de calibração individual, sendo assim, deve haver um método de dar contas destes sensores para assegurar que os coeficientes de calibração corretos foram introjetados no armazenador de dados apropriado. Com um sistema tão grande, é preciso manter registros de por quanto tempo um componente esteve em uso e onde, de forma que componentes que freqüentemente sofrem falhas possam ser identificados. Isto ajudaria determinar se o componente foi seriamente

danificado ou se o defeito for característicos do design do componente. Este tipo de prestação de contas não pode estar sujeito a casualidades. Caso contrário um sensor será combinado com coeficientes de calibração errados ou repostos em uso sem ter sido reparado ou recalibrado após a detecção de uma falha. Alguns sensores têm de ser periodicamente recalibrados, mas não é viável recalibrá-los todos de uma vez. Daí um sistema de banco de dados formal deve ser montado num computador. Deve-se pedir a todos os técnicos que reportem a atividade de manutenção incluindo componentes de substituição para que estas informações possam ser registradas no banco de dados. O sistema de banco de dados deve ser capaz de gerar reportes que indique o número serial de cada componente assim numeradas numa estação, o número de componentes à espera de reparos em cada ocasião específica, o número de sobressalentes disponíveis, a história de todos os sensores ou tipo de sensor, etc.

16.5 Revisão independente

Pela mesma razão que declarações e jornais devem ser revisados, devem-se fazer revisões periódicas e independentes da performance da rede de trabalho. Sempre é possível para as pessoas em intensa e constante proximidade com um projeto tornarem-se cegas para os problemas e isto ajudará a remover as causas da cegueira.

16.6 Publicação da avaliação da qualidade dos dados

Haverá freqüentes falhas nos dados em qualquer rede de trabalho mesmo com o programador de qualidade dos dados esboçados acima. Para auxiliar os críticos a fazer uma avaliação realista, seria desejável publicar, talvez mensalmente, uma estimativa honesta da performance da rede de trabalho, incluindo falhas nos dados, causas, quando conhecidas, e ações tomadas.

16.7 Técnicas

As técnicas de monitoramento da qualidade dos dados são baseadas no conhecimento do sistema de medição, no conhecimento da atmosfera e nas técnicas estatísticas. Uma bateria de testes deve ser usada baseada em todas as três categorias para obter-se um quadro efetivo.

16.7.1 Conhecimento do sistema de medição

As mais simples das técnicas disponíveis para o monitoramento da qualidade dos dados é também a mais efetiva: teste de alcance. Cada dado ao ser recebido pode ser testado para verificar se ele se enquadra no alcance permissível para aquela variável. O alcance pode ser determinado a partir das características da performance do sensor, o condicionamento do sinal e o conversor de analógico para digital utilizado. Por exemplo, a temperatura do ar pode exceder o alcance de -30 a 50 °C imposto pelo instrumental. Mas uma temperatura reportada que exceda o alcance do instrumental estará seriamente em erro mesmo se a temperatura do ar real ficou fora do alcance.

16.7.2 Conhecimento da atmosfera

Nós podemos comparar medições de estações adjacentes desde que usemos nosso conhecimento da atmosfera. Nós sabemos que pressão e temperatura variam coma a elevação da estação e antes de comparar os dados de estações adjacentes nós devemos fazer correções de elevação. Nós podemos

fazer isso usando a queda exponencial normal da pressão com a altura e convertendo as temperaturas as temperaturas potenciais.

16.7.3 Técnicas estatísticas

Ao aplicar técnicas estatísticas, deve-se tomar muito cuidado com respeito às suposições das quais se parte. Se falhas estiverem presentes nos dados, então a amostra de dados não vem de uma distribuição Gaussiana, mas de uma distribuição contaminada ou talvez um mistura de tipos de distribuições. Devidos aos perigos inerentes associados com a suposição de um tipo de distribuição, o termo “distribuição normal” não vai ser usado aqui. Não se pode assumir que uma distribuição Gaussiana é normal quando se faz teste com dados ruins. Se a distribuição dos dados é desconhecida ou talvez contaminada, as técnicas convencionais de estatísticas devem ser utilizadas com precaução ou, talvez, nem sequer usadas. Este pensamento leva ao uso da análise de dados exploratórios onde técnicas resistentes são preferidas.

Algumas definições:

Contaminante: dados que não são membros da distribuição básica, por exemplo, que não são representativos da atmosfera.

Eficiência de um estimador: inversamente proporcional à variância de uma estimativa. Um estimador ineficiente requer mais dados para alcançar-se o mesmo nível de confiança de um estimador eficiente.

Distribuição Gaussiana: distribuição com população indicada por μ , desvio padrão σ e forma dada por:

$$f(\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (16.1)$$

Estimadores – L: combinação linear das estatísticas ordenadas. Elas incluem a média (soma de todas observações divididas pelo número), a mediana (estatística ordenada central) e as médias ponderadas.

Localização: o centro de uma distribuição simétrica, tal qual a média ou mediana, A média amostral é melhor estimador de localização de uma distribuição Gaussiana mas falha na presença de contaminantes.

Estatísticas ordenadas: observações amostrais rearranjadas em ordem de magnitude crescente, por exemplo, dados classificados.

Valores Discrepantes: dado que parece surpreendente para o analista. Pode ser uma observação incomum (evento meteorológico incomum) ou um contaminante (resultante de uma falha no aparelho).

Resíduos: o que sobra após um modelo ter sido alimentado com os dados. Resíduo=alimentação-dados.

Resistência: insensibilidade à distribuição básica. Se a distribuição não for Gaussiana, o método se mantém funcional.

Escala: medida da extensão de uma distribuição. Por exemplo, o desvio padrão de uma distribuição Gaussiana.

Alguns estimadores de localização simples, da classe dos estimadores-L, são a média, a mediana e a média ponderada. A média não é resistente aos contaminantes. Considere um conjunto de dados x_n , $n=1 \dots N$. Primeiro classifique os dados assim $x_1 < x_2 < \dots < x_n$. Depois o estimador-L T com pesos a_1, a_2, \dots ,

$$T = \sum_{n=1}^N a_n x_n \quad (16.2)$$

onde

$$\sum_{n=1}^N a_n = 1. \quad (16.3)$$

Os pesos a_n são sempre simétricos ($a_1 = a_n$). Para o mais simples dos estimadores-L, a mediana, todos os $a_n = 0$ exceto o peso médio que é a unidade. Sendo assim a mediana é a observação média de um conjunto de dados classificados quando N é ímpar, e é a média dos dois valores do meio quando N é par. Pode-se definir $T(0,5) = \text{mediana } \{x_n\}$.

A média ponderada tem algumas observações excluídas de cada ponta da amostra ordenada.

$$T(\alpha) = \frac{1}{N(1-2\alpha)} \left[(1-r)(x_{g+1} + x_{N-g}) + \sum_{n=g+2}^{N-g-1} x_n \right] \quad (16.4)$$

com as alturas dadas por:

$a_i =$	0	if $i \leq g$ or $i \geq n-g+1$
	$\frac{1-r}{n(1-2\alpha)}$	if $i = g+1$ or $i = n-g$
	$\frac{1}{n(1-2\alpha)}$	if $g+2 \leq i \leq n-g-1$

Estimadores de localização: a média amostral é uma média ponderada a 0%, $T(0)$, e a mediana é $T(0,5)$ ou a média ponderada a 50%. Os valores típicos de α são 10% ou 20%.

Numa distribuição Gaussiana, a média amostral é a melhor estimativa de localização (a média da população) e não é desviada. A mediana também é um estimador não desviado, mas tem uma grande variância.

A (variância da média)/(variância da mediana) = $2/\pi$, de forma que a mediana amostral é cerca de 64% eficiente comparada à média amostral ao se estimar a média de população de uma distribuição Gaussiana. Neste caso, a média amostral é o estimador preferido porque é mais eficiente e mais fácil de computar.

Estimadores escalares: alguns estimadores escalares comuns estão listados abaixo:

Standard deviation	$s = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}$
Mean absolute deviation from the sample mean	$AD = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n - M $
Median absolute deviation from the sample median	$MAD = \text{median} \{ x_n - M \}$
Fourth spread	$d_F = F_U - F_L$

A tabela seguinte lista algumas variações na fórmula da média e da extensão dependendo se N é par ou ímpar. Obviamente, quando N se torna maior, os problemas de distinções diminuem.

	N even	N odd
j	$N/2$	$(N + 1)/2$
Median	$(x_j + x_{j+1})/2$	x_j
i	$\text{INT}[(j + 1)/2]$	$(j + 1)/2$
F_L	$(x_i + x_{i+1})/2$	x_i
F_U	$(x_{N-i} + x_{N-i+1})/2$	x_{N-i+1}