

Aplicação de técnicas de controle ativo em transportadores pneumáticos de sólidos

Eng.º Fernando Luis Schiavon

Serviço de Pós-Graduação EESC/USP

EXEMPLAR REVISADO

Data de entrada no Serviço: 29/09/00

Ass.: *Fernando Luis Schiavon*



Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para a qualificação do Título de Mestre em Engenharia Mecânica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Paulo Selegim Junior

DEDALUS - Acervo - EESC



31100016782

São Carlos
2000

Class.	1058-850
Curr.	5249
Tombo	10205/00

✓
31100010782

1121453

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

S329a Schiavon, Fernando Luís
Aplicação de técnicas de controle ativo em
transportadores pneumáticos de sólidos / Fernando Luís
Schiavon. -- São Carlos, 2000.

Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de
São Carlos-Universidade de São Paulo, 2000.

Área: Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Seleglim Junior.

1. Sonda capacitiva. 2. Algoritmo de controle.
3. Sistemas bifásicos. 4. Sistemas de transporte
pneumático horizontal. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Candidato: Engenheiro **FERNANDO LUÍS SCHIAVON**

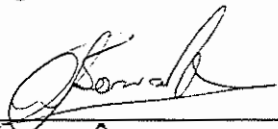
Dissertação defendida e aprovada em 11.08.2000
pela Comissão Julgadora:



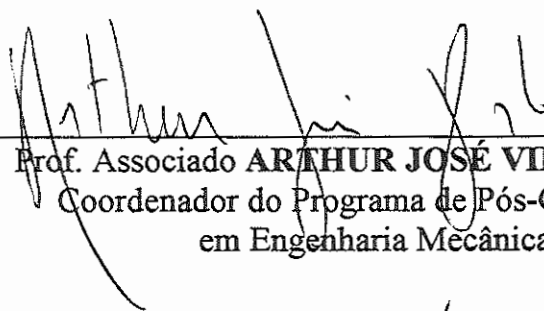
Prof. Doutor **PAULO SELEGHIM JÚNIOR (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)




Prof. Titular **MÁRIO PINOTTI JÚNIOR**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)



Prof. Doutor **ANTÔNIO CARLOS BANNWART**
(Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP)



Prof. Associado **ARTHUR JOSÉ VIEIRA PORTO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Mecânica



JOSÉ CARLOS A. CINTRA
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC

Ao meu falecido pai e à
minha mãe que sempre me
ajudou.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Paulo Seleglim Junior, pelo apoio e estímulo ao trabalho de mestrado.

Aos professores: Dr. Josmar Pagliuso, Dr. Geraldo Lombardi, Dr. Antonio Moreira e Dr. Fernando Eduardo Miliolli pela ajuda concedida para a compra dos equipamentos e melhoria das condições do laboratório.

Aos técnicos do laboratório: Hélio, Roberto Pratavieira, Evandro e Luchesi, sem o qual não seria possível a realização deste trabalho.

Aos amigos do laboratório de termodinâmica: Luciano Vieira, Fernando Camargo, Luben, Kelen, Fabiana, Isabela, Manoel, João Paulo; de refrigeração: Arthur, Enio, Carlos, Cidão, Gerhardt e ao técnico Zé; de motores: Adriano, Marcelo Valente e ao técnico Roberto pela acolhida amiga durante todos estes anos de mestrado.

Ao aluno de iniciação científica Rogério pela ajuda no projeto da sonda capacitiva.

Aos demais funcionários do Departamento de Engenharia Mecânica e às secretárias pela paciência e falta de amizade de minha parte.

Às bibliotecárias da USP pelo excelente trabalho prestado.

À todos aqueles amigos (alunos, funcionários e técnicos) do laboratório e da escola que esqueci de citar acima e que com certeza não caberiam apenas em uma página.

À CAPES, pela bolsa de estudo concedida.

CONTEÚDO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação	2
1.2	Sinopse do trabalho	2
2	OBJETIVOS	3
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	4
3.1	Escoamento bifásico	4
3.2	Diagrama de estado	5
3.3	Velocidade de salto e de arraste	8
3.4	Classificação de Geldart dos pós	11
3.5	Circuito de transporte pneumático	12
3.6	Tipos de transporte pneumático	13
3.7	Sondas de medição de escoamentos	15
3.8	Técnicas de controle	19
4	METODOLOGIA	21
4.1	Descrição do circuito experimental	21
4.1.1	Medida da vazão de ar	26
5	ENSAIOS	30
5.1	Ensaios realizados	30
5.1.1	Obtenção do diagrama de estado	30
5.1.2	Visualização dos pulsos de areia obtidos com a válvula helicoidal - malha aberta	31
5.1.3	Variação da vazão mássica de ar na tubulação devido à variação da vazão mássica de areia.	35
5.1.4	Variação da voltagem da sonda capacitiva com a variação da temperatura (deriva térmica)	35
5.1.5	Visualização do comportamento do escoamento com a variação da vazão de ar	36
5.1.6	Cálculo da fração de areia	37
5.1.7	Algoritmo inicial para atingir o setpoint de diferença de pressões - malha fechada.	39
5.1.8	Construção de curvas do sinal obtido pela sonda capacitiva para obtenção da curva de referência do controle do motor do soprador.	40
5.1.9	Controle do soprador através do sinal da sonda capacitiva	41
5.1.10	Algoritmo de controle intermediário com vazão de areia e utilizando a sonda capacitiva - malha fechada.	42
5.1.11	Algoritmo de controle final para controle contínuo da sistema de transporte pneumático - malha fechada.	43
5.1.12	Cálculo da energia gasta durante o transporte.	43
5.1.13	Resultados	45

6	CONCLUSÕES	47
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	49
8	APÊNDICE	50
8.1	Diagramas dos algoritmos de controle do Labview	50
8.2	Revisão sobre capacitores	54
8.2.1	Introdução	54
8.2.2	Cálculo da capacitância	54
8.2.3	Combinações de capacitores em paralelo e em série	55
8.2.4	Energia eletrostática de um capacitor	56
8.2.5	Dielétricos	56
8.3	Alguns métodos alternativos na medição da concentração de sólidos	58
8.3.1	Introdução	58
8.3.2	Sensor capacitivo	58
8.3.3	Medidor da velocidade dos sólidos	59
8.3.4	Medidas tomográficas	60
8.4	Outros métodos de medição da concentração usando sondas capaci- tivas	62
8.4.1	O método da ressonância	62
8.4.2	O método da oscilação	62
8.4.3	O método da transferência de cargas	63
8.5	Parâmetros utilizados na descrição de um sistema de controle . . .	66
8.5.1	Introdução	66
8.5.2	Amplitude de resposta	66
8.5.3	Resposta em frequência	66
8.5.4	Resposta em fase	66
8.5.5	Razão de subida	67
8.6	Sistema de aquisição de dados	67
8.6.1	Introdução	67
8.6.2	Aquisição e blindagem dos cabos	67
8.7	Tipos de ruídos	67
8.7.1	Introdução	67
8.7.2	Ruído térmico	68
8.7.3	Ruído de tiro	68
8.7.4	Ruído 1/f	69
8.7.5	Ruído pipoca	69
8.7.6	Interferente	69
8.8	Ruído do resistor	70
8.8.1	Introdução	70
8.8.2	Ruído térmico	70
8.8.3	Ruído de excesso	70
8.8.4	Ruído de tiro	71
8.9	Ruído em FET (field-effect transistor)	72
8.10	Blindagem	73
8.11	Aterramento	74

8.11.1 Terra ideal	74
8.11.2 Impedância zero	75
8.11.3 Fluxo de corrente nulo	75
8.11.4 Conexões corretas	75
8.12 Exemplo de melhoria de projeto	75
8.13 Dicas sobre circuitos de aquisição, conforme Natinst	77
8.13.1 Ruído de interferência condutiva	77
8.13.2 Interferência capacitiva e indutiva	77
8.13.3 Interferência indutiva	78
8.13.4 Interferência radioativa	78
8.13.5 Fontes de ruído diversas	78
8.13.6 Sistemas balanceados	79
8.13.7 Características de um bom cabeamento	79
9 REF. BIBLIOGRÁFICAS DO APÊNDICE	80

LISTA DE FIGURAS

1	Regimes de escoamento em uma tubulação horizontal, MARCUS et al. (1990).	5
2	Diagrama de estado para escoamento horizontal	6
3	Modelo conceitual de diferentes regimes de escoamento observados em escoamentos totalmente desenvolvidos de suspensões gás-sólido em linhas de tubulações horizontais, incluindo os mecanismos de arraste e de salto das partículas sólidas, conforme SAVAGE et al. (1996).	10
4	Diagrama de Geldart, MARCUS et al. (1990)	12
5	Sistemas com pressão positiva	13
6	Sistemas com pressão negativa	14
7	Sistemas com pressões positiva e negativa	14
8	Sistemas com circuito fechado	15
9	Sensores capacitivos utilizados por ABOUELWAFI et al. (1980).	16
10	Circuito equivalente do sensor.	17
11	Diagrama esquemático da implementação do método da ponte ac.	18
12	Foto da bancada experimental	22
13	Esquema geral do circuito pneumático	22
14	Válvula borboleta	24
15	Válvula de paletas	24
16	Válvula helicoidal	25
17	Silo de Armazenagem	25
18	Placa de orifício	26
19	Placas que compõem a sonda capacitiva e método de fixação que também é um isolante contra a blindagem.	28
20	Blindagem usada para blindar o campo elétrico entre as placas capacitivas contra o meio externo e conexão dos fios nas placas.	28
21	Ciclone separador	29
22	Diagrama de estado para a bancada de testes	30
23	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 13 rpm.	31
24	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 16 rpm.	32
25	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 23 rpm.	32
26	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 30 rpm.	32
27	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 40 rpm.	33
28	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 48 rpm.	33
29	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 64 rpm.	33

30	Voltagem fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 110 rpm.	34
31	Pulsos de areia e influência dos mesmos na vazão de ar.	35
32	Deriva térmica no transdutor de capacitância.	36
33	Diagrama de bloco do algoritmo inicial.	40
34	Voltagem média da sonda capacitiva para cada rotação da válvula helicoidal.	41
35	Ilustração da relação entre o sinal gerado pela sonda capacitiva e a vazão de ar injetada no sistema.	41
36	Diagrama de blocos para o algoritmo controle (intermediário) por média da voltagem da sonda capacitiva, controle sem modificar a velocidade da válvula helicoidal.	42
37	Diagrama de blocos para o algoritmo controle por média da voltagem da sonda capacitiva, controle podendo modificar a velocidade da válvula helicoidal durante o ensaio.	43
38	Algoritmo de controle inicial.	50
39	Zoom da Fig. 38 focando o algoritmo de controle PD.	51
40	Zoom da Fig. 38 focando o modo de cálculo da vazão de ar e da diferença de pressão em Pa (Pascal).	51
41	Algoritmo de controle intermediário (para um teste apenas).	52
42	Zoom da Fig. 41 mostrando como é feita a ação de controle.	52
43	Zoom da Fig. 41 focando o modo de cálculo da média do sinal da sonda capacitiva.	53
44	Algoritmo de controle final.	53
45	Zoom da Fig. 44 focando o modo de cálculo da média do sinal da sonda capacitiva.	54
46	Sistema capacitivo de Auburn descritos por MATHUR e KLINZ-ING(1984).	59
47	Correlação cruzada dos sinais capacitivos para a velocidade de sólidos.	60
48	Sistema de tomografia capacitiva.	61
49	Eletrônica do sistema de tomografia capacitiva.	62
50	Diagrama esquemático da implementação do método da ressonância.	63
51	Diagrama esquemático da implementação do método da oscilação.	64
52	Diagrama esquemático da implementação do método da transferência de cargas.	65
53	Esquema de chaveamento referente ao circuito da figura 52.	65
54	Ruídos que podem interferir em uma boa aquisição de dados.	68
55	Ruído do transistor, BAXTER(1997)	72
56	Ruído FET, BAXTER(1997)	73
57	Atenuação da blindagem vs. a frequência, BAXTER(1997)	74
58	Má conexão do terra, BAXTER(1997)	76
59	Conexão do terra melhorada, BAXTER(1997)	76
60	A melhor conexão do terra, BAXTER(1997)	77

LISTA DE TABELAS

1	Sensores para sólidos transportados pneumaticamente	15
2	Fração média de areia.	37
3	Vazão de areia (g/seg).	38
4	Vazão de ar (g/seg).	38
5	Voltagem média na sonda capacitiva.	38
6	Valor médio da voltagem gerada pela sonda capacitiva	40
7	Vazões máximas e mínimas da planta de transporte pneumático.	45
8	Cálculo da economia segundo TAYLOR (1998).	45
9	Cálculo da economia segundo MARCUS et. al. (1990).	46
10	Rigidez e constantes dielétricas de algumas substâncias, conforme TIPLER (1990)	58

LISTA DE SÍMBOLOS

$B05, B07$	variáveis auxiliares para o cálculo da vazão de ar
CV	variável controlada
C_{s1}	capacitância parasita
C_{s2}	capacitância parasita
C_x	capacitância entre os eletrodos
C_r	capacitância de referência
D	diâmetro interno do tubo de medida e da tubulação em mm
d	diâmetro das partículas e do orifício da placa em mm
d_v	diâmetro médio das partículas
d_p	diâmetro médio das partículas
E	sinal de erro no sistema de controle
\dot{G}	vazão mássica de sólidos
g	aceleração da gravidade
I_0	corrente de desbalanceamento
i	corrente no circuito
K_0	variável auxiliar para o cálculo da vazão de ar
K_c	constante do controlador proporcional
L	comprimento específico da tubulação
MV	variável medida
M_s	massa de areia coletada em um teste
\dot{m}	vazão mássica de ar em kg/h
\dot{m}_{ar}	fluxo mássico de ar (kg/s)
p	pressão do ar
p_1	pressão do ar na entrada do soprador (atm)
p_2	pressão do ar na saída do soprador (atm)
Δp	gradiente de pressão
ΔP	queda de pressão na placa de orifício em mmca
\dot{Q}	vazão mássica do ar
Q_s	vazão volumétrica do sólido
Q_a	vazão volumétrica do ar
R	constante universal dos gases (0,287 kJ / (Kg K))
SP	set point
T_I	constante do controlador integrador
T_D	constante do controlador derivativo
T	temperatura em °C
U_p	velocidade das partículas
U_g	velocidade média do gás
V_c	voltagem de alimentação
V_s	volume ocupado pelo sólido na seção
V_a	volume ocupado pelo ar na seção
$Volt$	voltagem entre as placas capacitivas
V_m	voltagem média durante o teste
v_s	velocidade do gás na seção de salto
x	razão de fluxo mássico

GREGOS

μ_g	viscosidade do gás
ρ_p	densidade média das partículas
ω	freqüência de excitação
ρ	densidade do ar em kg/m^3
μ	viscosidade do ar em kg/ms
β	relação entre d e D

ADIMENSIONAIS

Fr_p	número de Froude das partículas
Re_p	número de Reynolds das partículas
Re_{pcrit}	número de Reynolds crítico
Re_y	número de Reynolds na tubulação da placa de orifício

Resumo

SCHIAVON, F.L. *Aplicação de técnicas de controle ativo em transportadores pneumáticos de sólidos*, 2000, 87p, São Carlos. Dissertação de Mestrado - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

É proposto o desenvolvimento de um sistema de controle ativo para minimização de gastos de energia em transportadores pneumáticos de sólidos horizontais.

Palavras-chave: Sonda capacitiva; algoritmo de controle; sistemas bifásicos, sistemas de transporte pneumático horizontal.

Abstract

SCHIAVON, F.L. *Technique application of active control on horizontal pneumatic solids conveyors*, 2000, 87p, São Carlos. Dissertação de Mestrado - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

It is proposed the development of a active control system for energy custs minimization on horizontal pneumatic solids conveyors.

Keywords: Capacitive probe; algorithm control; two-phase system; horizontal pneumatic transport system

1 INTRODUÇÃO

A utilização de sistemas de transporte pneumático tem crescido muito nos últimos anos. Isto decorre da necessidade de se transportar materiais de forma limpa, ou seja, sem contato com o meio externo. Porém os sistemas pneumáticos tem um gasto energético maior do que o sistema mecânico. Este trabalho visa obter a otimização de energia neste tipo de transporte, através do controle em malha fechada do sistema de transporte.

Segue abaixo uma listagem das vantagens e desvantagens de se usar o transporte pneumático como forma de transporte de particulados. MARCUS et al. (1990) observam que as vantagens na utilização de transporte pneumático são:

- Transporte livre de poeira de uma variedade de produtos (pressão negativa).
- Flexibilidade de roteamento - o transporte pode ser feito vertical ou horizontal pela inserção de um cotovelo.
- Distribuição para muitas áreas diferentes na fábrica e alimentação por diversas áreas.
- Baixa manutenção e baixos custos de trabalho humano.
- Múltiplos usos. Uma tubulação pode ser usada para uma variedade de produtos.
- Segurança. As tubulações podem ser usadas para transportar produtos de alto valor.
- Facilidade de controle e automação.

E as desvantagens do transporte pneumático podem ser listadas como:

- Alto consumo de energia.
- Abrasão e desgaste do equipamento.
- Um projeto incorreto pode resultar na degradação das partículas.
- Em razão dos complexos fenômenos de escoamento envolvidos, existe a necessidade de altos níveis de conhecimento no projeto, operação e manutenção dos sistemas pneumáticos.

A maioria das indústrias que trabalham com sistemas de transporte pneumático o fazem mantendo a rotação do elemento acionador do soprador, na maior parte dos casos motores de corrente alternada, à máxima rotação, sendo que o soprador é superdimensionado para se obter um grau de segurança do sistema de transporte. Isto é feito devido ao fato de quando se tenta diminuir a rotação do motor que aciona o soprador, corre-se o risco de bloquear a tubulação, isto é, uma velocidade do ar muito baixa permitirá a formação de regiões de acúmulo progressivo de particulado, terminando por impedir a passagem de ar e, conseqüentemente, do próprio particulado.

1.1 Motivação

Em um país onde a energia elétrica é tão cara, uma pequena diminuição no consumo da mesma já é de valor inestimável para a diminuição dos gastos das empresas que utilizam o transporte pneumático e, além disso, é muito pequeno o número de profissionais especializados que trabalham nesta área, sendo necessária muitas vezes, a contratação de profissionais vindos do exterior para tratar de um assunto que se bem explorado, pode ser facilmente dominado.

1.2 Sinopse do trabalho

No capítulo 2, "Objetivos", serão abordados os objetivos do trabalho. No capítulo 3, "Revisão Bibliográfica", há um estudo sobre os trabalhos feitos anteriormente e relacionados à área de transporte pneumático, cuja metodologia foi tomada como base para realizar o presente. No capítulo 4, "Metodologia", estão descritos os métodos, o aparato experimental, o algoritmo de controle e os equipamentos eletro-eletrônicos usados no circuito pneumático. No capítulo 5, "Ensaio", descreve-se o conjunto dos testes feitos, assim como os resultados obtidos. No capítulo 6, "Conclusões" há uma discussão sobre os resultados preliminares, com relação aos objetivos a serem cumpridos, e uma explanação sobre possíveis trabalhos que poderiam ser uma continuação e uma melhoria de certas partes deste trabalho.

2 OBJETIVOS

Conforme dito, o objetivo deste trabalho é mostrar a possibilidade de se economizar energia em sistemas de transporte pneumático, através do controle da energia gasta no elemento que é o responsável pelo deslocamento do gás transportador do granulado, no caso, um motor de corrente alternada.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Será abordada nesta parte do trabalho a literatura existente sobre escoamentos bifásicos, transporte pneumático, sondas capacitivas e controle em malha fechada.

3.1 Escoamento bifásico

Em um escoamento bifásico, as duas fases podem estar totalmente separadas entre si ou totalmente misturadas entre si, formando um escoamento homogêneo.

Há vários tipos de escoamentos bifásicos: gás-líquido, gás-sólidos, líquido-sólidos, etc. Será estudado neste trabalho os escoamentos gás-sólidos.

Dependendo da relação entre a vazão mássica das fases gasosa e sólida, poderão ocorrer vários regimes de escoamento. Seja \dot{G} a vazão mássica de sólidos e \dot{Q} a vazão mássica do ar transportador, um primeiro parâmetro importante no estudo de escoamentos bifásicos é a chamada razão de fluxo mássico, dada por:

$$x = \frac{\dot{G}}{\dot{Q}} \quad (1)$$

Dependendo do valor deste parâmetro, o escoamento bifásico gás-sólido pode ser dividido em dois tipos: os escoamentos bifásicos de fase densa e os escoamentos bifásicos de fase dispersa. Os escoamentos bifásicos de fase densa são aqueles regimes de escoamento no qual a razão de fluxo mássico é grande e os escoamentos bifásicos de fase dispersa são os que possuem uma pequena razão de fluxo mássico.

MARCUS et al. (1990) separam tais fases em duas, conforme a razão de fluxo mássico, sendo que para razões de fluxo mássico entre 0 e 15, eles dizem ser de fase dispersa e, acima deste valor, de fase densa.

O regime de fase dispersa é o mais amplamente usado na indústria, pois é o regime no qual a velocidade do ar transportador é maior e, por isso, as partículas escoam livremente umas das outras, não havendo risco de bloqueio. Porém é o regime no qual há maior consumo de energia.

MARCUS et al. (1990) dizem: "Os padrões das fases do escoamento podem variar drasticamente, podendo preencher a seção da tubulação ocasionando um escoamento pistonado denso ou gerando escoamentos nos quais os sólidos no fundo do tubo se movem como uma série de dunas e uma camada de fase dispersa se move sobre as dunas. As situações de escoamentos estáveis resultam em um processo de escoamento suave, enquanto que situações instáveis são caracterizadas algumas vezes por violentos aumentos de pressão conforme a camada móvel se quebra."

Dentro de cada tipo de fase (dispersa ou densa) podem ocorrer diversos tipos de regimes de escoamento. WEN¹ apud MARCUS et al. (1990) diferencia os vários tipos de escoamentos através da visualização dos testes de regimes em tubulações horizontais, nos quais as velocidades superficiais do gás de transporte eram diminuídas e a vazão de sólidos era mantida constante. Estes regimes de escoamento são basicamente uma função das características dos sólidos a serem transportados. Na Fig.1 são visualizados os regimes de escoamento obtidos por WEN.

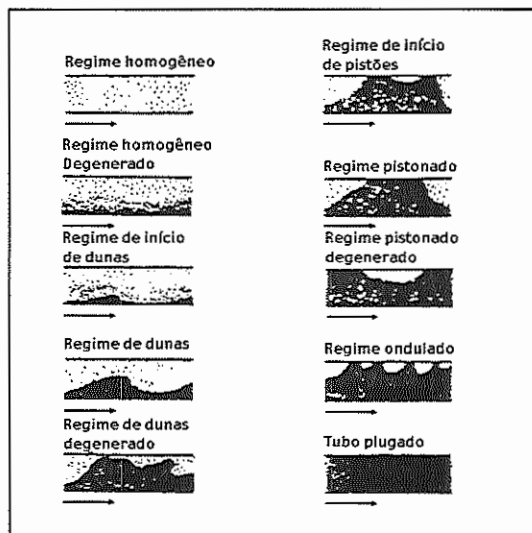


FIGURA 1: Regimes de escoamento em uma tubulação horizontal, MARCUS et al. (1990).

A seguir, é descrito como a relação entre as vazões mássicas entre sólidos e gases de um transporte pneumático com escoamento bifásico pode influenciar no consumo de energia. Para tal, será descrito o que é o diagrama de estado, dado pela Fig. 2.

3.2 Diagrama de estado

O diagrama de estado, Fig. 2, é uma plotagem do gradiente específico de pressão $\Delta p/L$ em função da velocidade superficial do gás v . O diagrama de estado é importante por que define claramente a região onde ocorre a mudança entre a fase dispersa e a fase densa.

Na Fig. 2, a linha AB representa a perda de pressão devido ao atrito para uma tubulação transportando apenas o gás. Suponhamos que para uma determinada

¹Wen, C. Y.(1959) Flow Characteristics in Solids-Gas Transportation Systems, US Dept of the Interior, Bureau of Mines, Pennsylvania, IC 8314, pp.62-72.

Com alguns tipos de sólidos é possível obter uma camada móvel típica daquela encontrada em modos de fase densa. Nesta situação, dois tipos de escoamento predominam na tubulação. A camada móvel tem uma alta concentração de sólidos e acima da camada é comum achar um transporte de fase diluída. Dependendo das características do material e da possibilidade de um aumento de pressão do soprador, geralmente um estágio transitório ocorre no qual uma camada estacionária é transformada em uma camada móvel. Esta situação particular resulta em um aumento violento da pressão no sistema e se a pressão for inadequada, pode ocorrer a blocagem do sistema.

Para uma operação segura em fase dispersa e com uma máxima economia de energia, é necessário operar o sistema com uma velocidade um pouco maior do que a velocidade de salto (velocidade na qual as partículas começam a se depositar no fundo da tubulação, é discutida com maiores detalhes na próxima seção). Além disso, pode ser visto que existe a necessidade do sistema operar em pressões mais altas resultando na necessidade de sistemas de alimentação que possam trabalhar nestas altas pressões.

Com uma diminuição ainda maior da velocidade do gás (linha EF), a massa de sólidos será parcialmente transportada pela suspensão acima da camada de sólidos e também pelo deslocamento de um pistão da própria camada estacionária. Mais uma vez, pelo fato do aumento da carga de sólidos, é observado um aumento da pressão.

No diagrama de estado estão ilustradas várias curvas para várias razões de fluxo mássico de sólidos. Pode ser observado que para cada curva de cada razão de fluxo mássico de sólidos há um ponto de pressão mínima correspondente à velocidade de salto.

De grande importância neste estudo é a curva obtida pela conexão entre os pontos de pressões mínimas para cada razão de fluxo mássico. Percebe-se que a curva se desloca positivamente nos dois eixos indicando que para uma maior carga de sólidos, a velocidade de salto se torna maior. Este aspecto particular é de vital importância para os projetistas de sistemas, pois demonstra que um sistema pode ser projetado para operar em uma determinada razão de escoamento de sólidos, e se fosse desejado aumentar a vazão de alimentação de sólidos, é necessário aumentar a velocidade de transporte e portanto a vazão de fluxo de gás para assegurar uma operação estável.

O próximo tópico deste trabalho descreve de modo mais extenso a literatura existente sobre as várias definições da velocidade de salto.

3.3 Velocidade de salto e de arraste

Conforme visto até aqui, a predição da velocidade de salto é um fator indispensável para uma prevenção de uma possível blocagem na tubulação.

A predição da velocidade de salto é um fator importante dentro do projeto de um sistema de transporte pneumático, visto que ela indica a mínima velocidade do gás para o transporte pneumático ocorra com a máxima economia de energia sem haver a blocagem da tubulação.

A predição da velocidade de salto é um processo complexo. Isto se deve à fatores tais como as diferentes definições da velocidade de salto, os diferentes mecanismos que ocorrem no escoamento dependentes da relação entre o tamanho da partícula e a espessura da camada limite e também dos efeitos aleatórios da concentração de sólido nas linhas de corrente.

ZENZ² apud MARCUS et al. (1990) apresentam quatro definições básicas possíveis para a velocidade de salto para uma única partícula em uma linha de corrente em um tubo horizontal:

- (a) A velocidade mínima do gás necessária para transportar uma única partícula através de rolagem, deslizamento e salto sobre o fundo do tubo.
- (b) A velocidade mínima necessária para transportar uma partícula injetada sem que a mesma salte, role ou tenha uma trajetória oscilante com relação à linha de corrente pela qual flui.
- (c) A velocidade mínima necessária para tirar uma partícula do repouso e transportá-la em suspensão.
- (d) A velocidade mínima necessária para tirar uma partícula do repouso em uma camada de partículas e transportá-la em suspensão.

Estas definições são tomadas para uma concentração de sólidos nula. A velocidade pela definição (d) pelos experimentos de ZENZ, mostrou-se ser de 2 à 2,5 vezes maior que a velocidade obtida pela definição (a), mostrando uma discrepância muito grande e ilustrando a dificuldade de normalização da literatura existente.

Por exemplo, SAVAGE et al. (1996) define a velocidade de salto como a mínima velocidade do gás para a qual as partículas começam a se precipitar da suspensão

O fator mais importante na predição da velocidade de salto é o perfil de velocidades do gás próximo à parede na seção onde está ocorrendo o salto. Este perfil de velocidades é de difícil medição devido à grande influência das partículas sobre o mesmo.

SAVAGE et al. (1996) relatam que os parâmetros caracterizantes do transporte pneumático de partículas sólidas em condutos horizontais são as velocidades

²Zenz, F. A. (1949) *Ind. Eng. Chem.*, 41, 2801-6

de salto e de arraste. Eles definem a velocidade de arraste como a velocidade do gás necessária para retirar as partículas inicialmente em repouso no fundo de uma tubulação horizontal. Suas relações estão descritas quantitativamente por KLINZING e CABREJOS ³ apud SAVAGE et al. (1996).

Para ilustrar melhor a diferença entre a velocidade de arraste e a velocidade de salto, considere a Fig. 3. Este gráfico demonstra o número de Froude das partículas como função do número de Reynolds das partículas, definidas como:

$$Fr_p = \frac{U_p}{\sqrt{gd_p}} \quad (2)$$

$$Re_p = \frac{\rho_p d_p U_g}{\mu_g} \quad (3)$$

Inicialmente (ponto O) no gráfico, há uma camada de partículas que está em repouso no fundo da tubulação e a velocidade do gás é nula.

Observa-se pelo gráfico que, conforme se aumenta a velocidade média do gás, há um momento no qual as partículas do topo da camada se reorientam e movem-se lentamente sem serem arrastadas pelo fluxo do gás. Conforme a velocidade média do gás continua a aumentar, a condição de repouso se torna instável e certas partículas começam a ser arrastadas e separadas da superfície da camada. Se a velocidade do gás aumentar um pouco mais, é chegado um momento no qual muitas partículas se separam da superfície e a camada começa a se erodir. Estes fenômenos de arraste se iniciam quando o número de Reynolds chega a um valor crítico, $Re_{p,crit}$. Após as partículas terem sido carregadas, elas são transportadas em uma suspensão gás-sólido homogênea com uma certa velocidade das partículas. Um aumento posterior na velocidade média do gás irá aumentar a velocidade das partículas e o número de Froude das mesmas.

O salto difere do arraste devido a posição inicial das partículas. Diminuindo a velocidade média dos gases de uma suspensão homogênea gás-sólidos inicial, uma mudança no padrão de escoamento é observada. Abaixo do número de Reynolds crítico das partículas, instabilidades devido a uma baixa velocidade média do gás afetam o comportamento das partículas sendo transportadas em suspensão dentro da tubulação e diversos regimes de escoamento podem se desenvolver antes do salto realmente ocorrer, por exemplo, escoamento estratificado, escoamento pulsante e de dunas móveis.

Se a velocidade média do gás é diminuída ainda mais, chega-se a um ponto no qual as partículas saem da suspensão e começam a se depositar no fundo da tubulação, ponto (A). Esta condição, chamada de salto, sempre ocorre abaixo do número de Reynolds crítico para o de arraste. Dois diferentes fenômenos tomam

³Klinzing, G. E., Cabrejos, F. J., Pick-up and saltation relationships and interrelationships in pneumatic conveying (paper no. 78h)

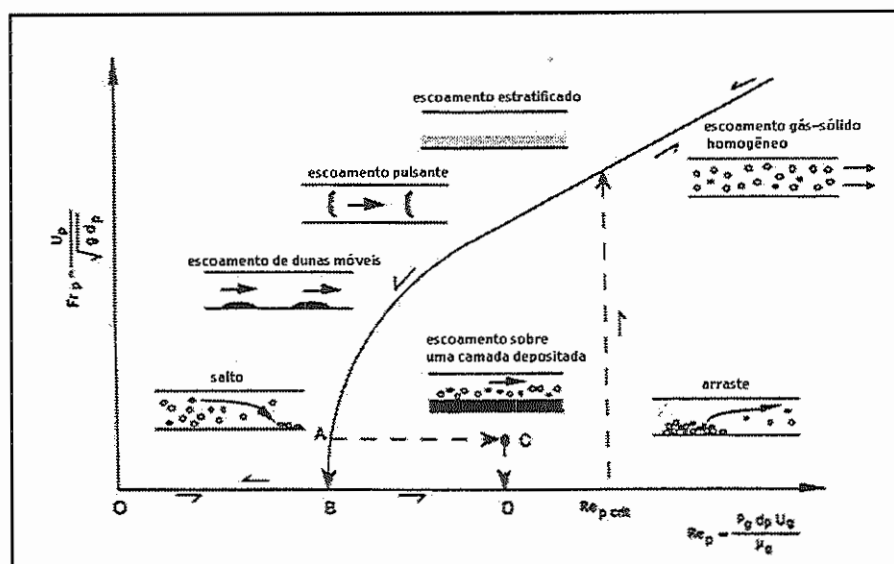


FIGURA 3: Modelo conceitual de diferentes regimes de escoamento observados em escoamentos totalmente desenvolvidos de suspensões gás-sólido em linhas de tubulações horizontais, incluindo os mecanismos de arraste e de salto das partículas sólidas, conforme SAVAGE et al. (1996).

lugar neste ponto: algumas das partículas permanecem em repouso no fundo da tubulação formando dunas enquanto outras continuam a escoar, deslizar e saltar sobre estas dunas depositadas. Isto arrasta as partículas até que uma condição de equilíbrio seja alcançada, onde as partículas são transportadas sobre o topo da camada depositada. Entretanto, a velocidade média do gás aumenta devido à redução da área transversal livre, e um transporte permanente é reestabelecido no topo da camada depositada (linha A-C). O número de Reynolds da partícula na condição de transporte denso está cerca de 20% abaixo do valor crítico, confirmando que a presença de sólidos na corrente causa a fácil remoção da camada depositada. Os seguintes padrões de escoamento gás-sólido podem ser observados em velocidades médias do gás abaixo da velocidade de salto: dunas sopradas, dunas depositadas e camada depositada. Conforme a velocidade média do gás continua a diminuir, não é mais possível um escoamento gás-sólido e as partículas passam a se acumular na tubulação aumentando o risco de bloqueio.

O transporte pneumático com regime de escoamento pistonado, que pode ocorrer na linha A-C do gráfico 3 para partículas de tamanho grande, já que para partículas de tamanho pequeno é mais provável que ocorra a bloqueio da tubulação, é de interesse na prática industrial devido à diversas causas, tais como: baixo consumo de energia, razão alta de fluxo mássico de sólidos e baixa fricção das partículas na tubulação. Entretanto o risco de bloqueio do tubo pode ser ignorado somente para partículas grandes com formato uniforme e de superfície lisa e o regime de operação também requer medidas adicionais, tal como descrito por MOLERUS apud SAVAGE et al. (1996), incluindo uma vibração axial onde o

intervalo de tempo entre os ciclos de vibração é escolhido de forma a propulsionar as partículas sólidas dentro da tubulação.

O transporte de materiais sólidos granulados em um modo de escoamento não suspenso e a baixa velocidade tem muitos benefícios na operação de sistemas de transporte pneumático. Infelizmente, muitos materiais sólidos granulados não podem ser transportados em um escoamento não suspenso. Isto tem levado ao desenvolvimento de um número de sistemas especificamente planejados para superar esta limitação. BARTON et al. ⁴ apud SAVAGE et al. (1996) apresentam uma investigação sobre o uso de tubulações de ar de derivação como meio de transporte de materiais, que poderiam de outro modo requerer uma alta velocidade em um modo de escoamento não suspenso. Os dados experimentais demonstram que estes sistemas podem alcançar este objetivo com sucesso.

Será discutido abaixo como se define os diversos graus de granulometria dos grãos e sua influência sobre o regime de transporte, item muito importante para aplicações em sistemas de transporte pneumático gás-sólidos.

3.4 Classificação de Geldart dos pós

O regime de transporte das partículas está intimamente associado com as características físicas das mesmas. GELDART apud MARCUS et al. (1990) ⁵ propuseram a separação das partículas em diversos grupos:

Grupo A:

São materiais que têm um tamanho médio das partículas pequeno ou baixa densidade das partículas ($\rho_s < 1.4g/cm^3$). Podem ser transportados como uma bolha longa e de fase densa com poucos problemas de blocagem, como por exemplo o cimento.

Grupo B:

Partículas de tamanho $40\mu m < d_p < 500\mu m$ e densidade $1,4 < \rho_s < 4g/cm^3$. Pós que fluem livremente e podem ser transportados com razões de vazões mássicas sólido/gás de até 100 vezes.

Grupo C:

São pós coesivos, de diâmetros muito pequenos. Devido à sua natureza coesiva, os pós deste grupo tendem a se aglomerar em um sistema de transporte convencional, levando à blocagem do tubo, em tais sistemas é necessário a utilização de tubos flexíveis para evitar este fenômeno físico.

⁴Barton, S. , Mason, D. J. , The effect of pipeline flow conditioning on low velocity gas-solids flow(paper no. 901)

⁵Geldart, D.(1973) *Powder Technology*, 7, 285-92 e Geldart, D. e Abrahamsen, A. R. (1978) *Powder Technology*, 19, 133-6.

Grupo D:

Partículas de grandes diâmetros. Transportados com altas velocidades do gás, ou uma baixa razão mássica sólido/gás de transporte.

As características granulométricas e de densidade dos diferentes pós podem ser visualizadas através do diagrama de Geldart, mostrado na Fig. 4.

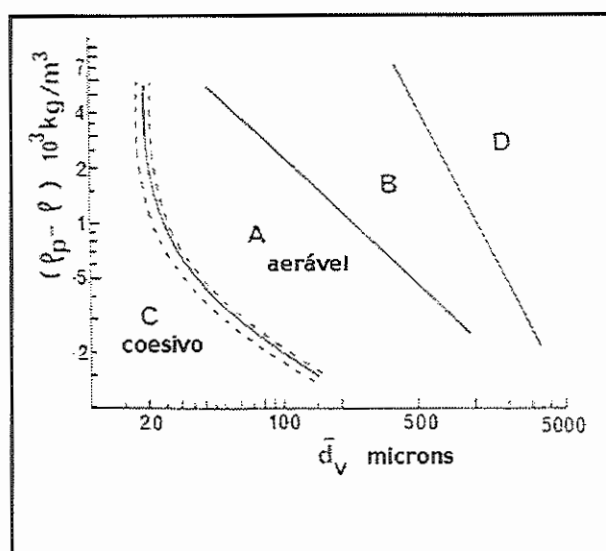


FIGURA 4: Diagrama de Geldart, MARCUS et al. (1990)

Até agora foi discutido como as variações das características físicas dos materiais a serem transportados influenciam no regime de escoamento. Será feita agora uma explanação geral dos tipos de transporte pneumático e de seus principais elementos.

3.5 Circuito de transporte pneumático

Um circuito geral de transporte pneumático é basicamente constituído dos seguintes elementos e seções:

Soprador de ar

Basicamente podem ser de quatro tipos: compressor tipo parafuso, compressor de pistão alternativo, soprador centrífugo ou turbina.

Seção de alimentação, mistura e aceleração

É necessário um certo comprimento do tubo para que haja a transferência de momentum entre o material a ser transportado e o fluido transportador até que se chegue a uma região de regime permanente.

Seção de transporte

Constituída de seções horizontais, verticais e curvas.

Seção de separação gás-sólidos

Finalmente, o material transportado deve ser separado do material condutor(ar), tais separadores são projetados de acordo com o tipo de partículas, finas ou grossas, e a velocidade de escoamento do ar transportador.

3.6 Tipos de transporte pneumático

Conforme o ar é soprado ou succionado na tubulação, o sistema de transporte pneumático recebe nomes distintos. MARCUS et al. (1990) dividem os tipos de sistemas de transporte pneumático em quatro:

Sistemas com pressão positiva

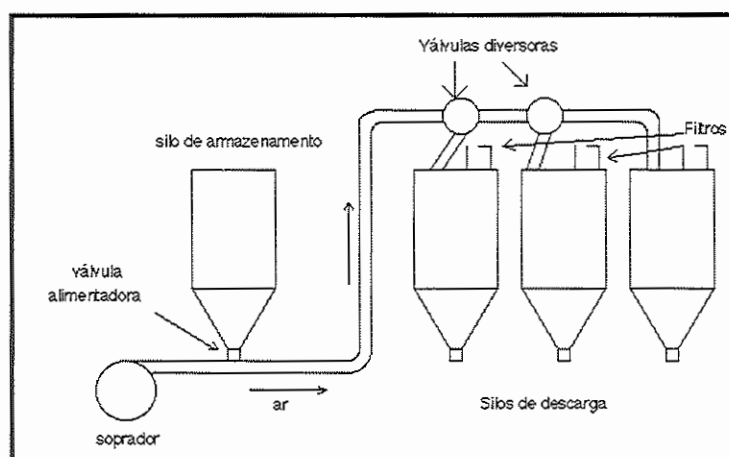


FIGURA 5: Sistemas com pressão positiva

É o mais utilizado em transporte pneumático, suas vantagens são a capacidade de descargas em diversos pontos de uma fábrica. Uma desvantagem seria a necessidade de uma alta pressão para este tipo de transporte. Este é o método de transporte pneumático que está sendo usado neste trabalho.

Sistemas com pressão negativa ou vácuo

Este tipo de sistema é geralmente utilizado quando há necessidade de se levar o material a ser transportado de diversos pontos de alimentação para apenas um ponto de descarga. Estes sistemas são largamente limitados em sua capacidade e distância.

MARCUS et al. (1990) ressaltam que este tipo de sistema é largamente utilizado no transporte de materiais tóxicos e perigosos, visto que estes sistemas permitem uma alimentação livre de sujeira e também fornecem uma segurança adicional, pois quaisquer perdas na tubulação não irão resultar na poluição do

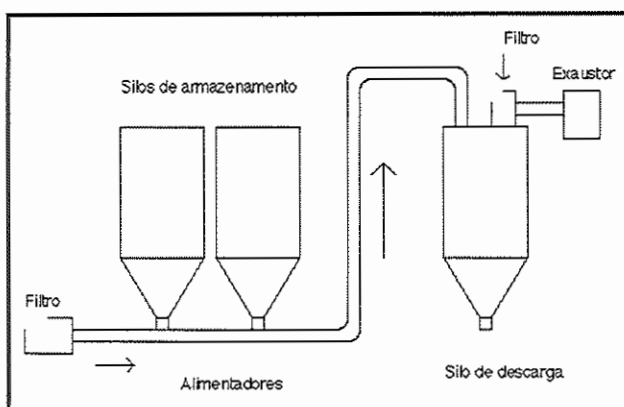


FIGURA 6: Sistemas com pressão negativa

ambiente devido a um escape de material.

Sistemas com pressão positiva e negativas combinadas

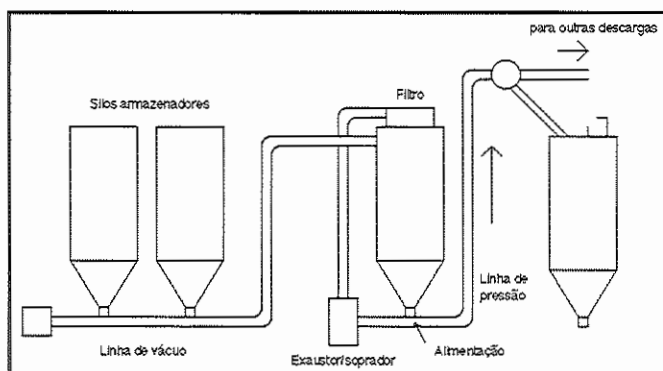


FIGURA 7: Sistemas com pressões positiva e negativa

Estes sistemas têm as vantagens de vários pontos de alimentação assim como vários pontos de descarga.

Sistema com circuito fechado

Neste sistema o material transportante, no caso o ar, é reciclado, de forma a ficar contido dentro do sistema. Isto ocorre quando há a necessidade de transportar materiais tóxicos ou radioativos.

MARCUS et al. (1990) dizem ainda que se pode separar os sistemas de transporte pneumático em relação à pressão de operação e quanto ao tipo do alimentador de sólidos, que pode ter um sistema de alimentação controlado ou sem controle.

Um outro componente que está sendo usado neste trabalho e de importância vital para o controle e minimização do consumo de energia é a utilização de son-

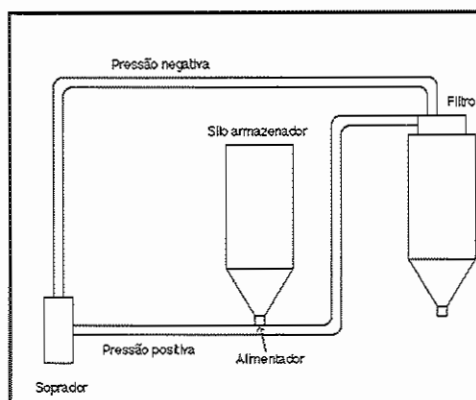


FIGURA 8: Sistemas com circuito fechado

das capacitivas para monitorar a fração de areia, ou a quantidade de areia que está presente no escoamento. No tópico seguinte é feita uma explanação sobre os vários tipos de sondas capacitivas, assim como uma revisão da literatura existente sobre as sondas capacitivas de placas estáticas.

3.7 Sondas de medição de escoamentos

Existem no mercado vários tipos de sondas disponíveis para medir velocidade de gases e líquidos, vazões e regimes de escoamento, cada qual com sua aplicação própria com vantagens e desvantagens sobre as demais.

GREEN et al. (1998) relatam (TABELA 1) os diferentes tipos de sensores que podem ser usados para medir as características do escoamento gás-sólidos em um transportador pneumático carregado levemente.

TABELA 1: Sensores para sólidos transportados pneumaticamente

Técnica	Conc. Sólidos	Vel. Sólidos	Vazão mássica	Tam. Part.	Regimes esc.
Capacitância	Sim	Sim	Não	Não	Sim
Coriolis	?	Não	Sim	Não	Não
Eletrostática	Sim	Sim	Não	?	Sim
Ionização radiotiva	Sim	Sim	Não	Sim	?
Microondas	Sim	Sim	Não	Sim	?
Ótico	Sim	Sim	Não	Sim	Sim
Ultrassom	Sim	Sim	Não	?	Sim

São inúmeros os tipos de medidores de princípio capacitivo existentes no mercado. Há sondas capacitivas que funcionam através do deslocamento entre suas

placas funcionando como medidores de deslocamento, podem ser usadas para medir fluxos, pressão, níveis de líquidos, espaçamento entre peças, medidas de espessura, ângulos de eixos entre muitas outras utilidades.

Com respeito a medidores de fração de fase, ABOUELWafa et al. (1980) fizeram análises sobre sondas capacitivas de várias geometrias sobre os escoamentos das seguintes misturas: água-óleo, água-ar e óleo-ar. Eles usaram seis tipos de configurações de capacitores: placas paralelas, placas concavas, placas concavas deslocadas, hélice dupla, hélices múltiplas, quatro placas concavas.

Tais configurações podem ser vistas na Fig. 9.

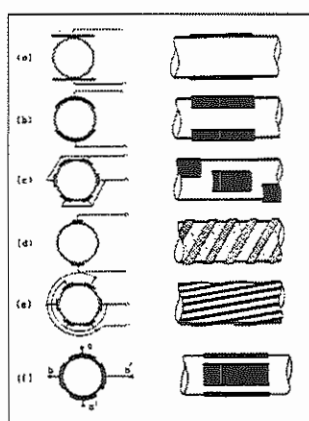


FIGURA 9: Sensores capacitivos utilizados por ABOUELWafa et al. (1980).

ABOUELWafa et al. (1980) concluíram que as sondas capacitivas mais promissoras em termos de sensibilidade e linearidade foram as configurações (d) e (f). No presente trabalho, foi utilizada a configuração ilustrada em (b).

Um circuito que converte a capacitância variável da placa do sensor em um sinal de saída deve ter as seguintes características: boa linearidade, proteção ou isolamento para isolar a entrada dos campos elétricos de fuga, insensibilidade à capacitâncias de fuga com relação ao terra nos eletrodos dos sensores, baixo ruído, largura de banda do sinal adequada, escolha correta da frequência da portadora e do formato de onda.

Para medição de frações volumétricas, devem ser respeitadas as seguintes condições: (1) a geometria dos eletrodos do sensor deve propiciar uma sensibilidade idealmente homogênea com respeito à seção de medida, de forma a minimizar a influência do regime do escoamento sobre a capacitância global e, conseqüentemente, sobre a fração volumétrica; (2) o circuito do transdutor de capacitância deve ter, entre outras propriedades, grande sensibilidade e imunidade em relação à capacitâncias parasitas e ruídos externos.

Quanto ao primeiro requisito, a literatura existente, há um consenso de que os eletrodos em forma de tiras delgadas fixadas de forma helicoidal na parede externa do conduto representam o melhor compromisso em termos de sensibilidade e facilidade de fabricação.

Com respeito ao segundo requisito, existe o problema de que, na grande maioria das aplicações industriais em escoamentos bifásicos, as capacitâncias a serem medidas variam de 0,1 a 10 pF, e a resolução necessária freqüentemente é da ordem de 1 fF ($0,001\text{ pF}$). Devido a isto, o sensor deve ser blindado externamente, uma vez que sem esta providência, a relação sinal/ruído seria proibitivamente baixa. Tendo em vista as dimensões e propriedades físicas dos componentes e materiais usualmente empregados na construção deste tipo de sonda, a capacitância total da blindagem pode atingir valores absolutos de 100 a 500 pF. Este efeito capacitivo da blindagem (C_{s1} e C_{s2} na Figura 10), se associa em paralelo com a capacitância do meio bifásico (C_x na Figura 10). Isto resulta em uma medida extremamente delicada face a precisão necessária, da ordem de 0,001 % se considerarmos 1 fF de resolução e um fundo de escala de 100 pF. Portanto, é imprescindível o uso de circuitos eletrônicos imunes ou capazes de anular os efeitos capacitivos parasitas.

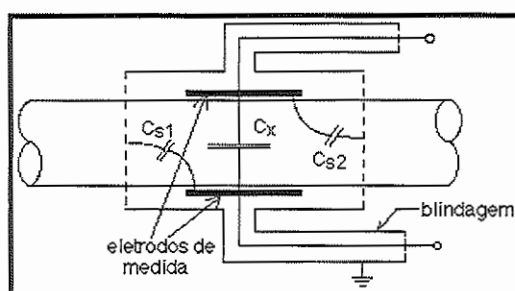


FIGURA 10: Circuito equivalente do sensor.

Dada a importância deste tipo de transdutor para aplicações industriais, um grande número de trabalhos dedicados ao desenvolvimento de circuitos eletrônicos com as características descritas no parágrafo anterior tem sido publicado nos últimos anos. De uma maneira genérica, é possível classificá-los em quatro grandes categorias segundo seu princípio de funcionamento: ressonantes, osciladores, transferência de cargas e pontes. O método utilizado neste trabalho foi o de uma ponte em corrente alternada.

Os circuitos em ponte têm sido amplamente aplicados em problemas de instrumentação e, no que tange a medição de capacitâncias, são reconhecidos como o método mais acurado e estável. Seu princípio de funcionamento baseia-se na comparação da capacitância a ser medida com uma capacitância de referência, ligadas em ponte e excitadas com tensões de mesma amplitude, porém, defasadas de 180° (Figura 11).

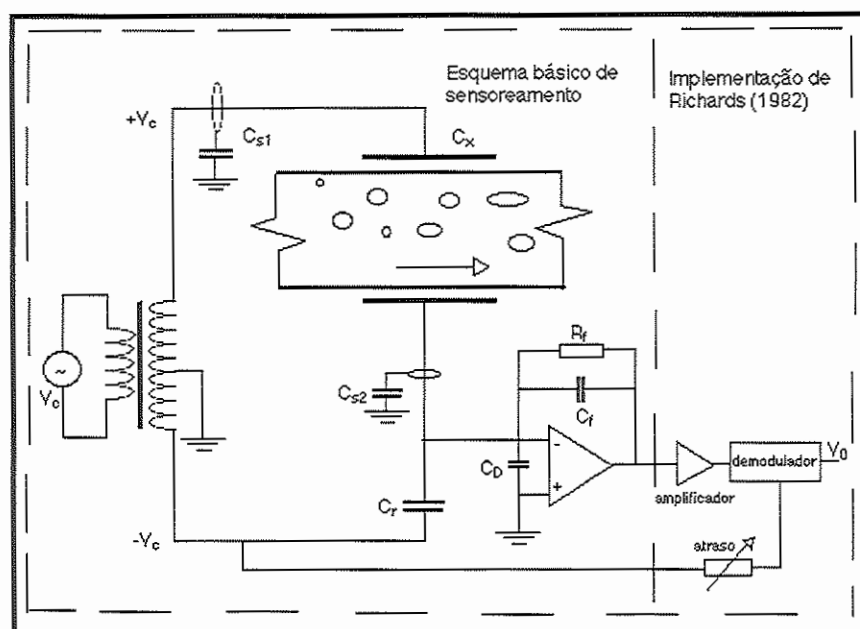


FIGURA 11: Diagrama esquemático da implementação do método da ponte ac.

Quanto à quantificação do desbalanceamento da ponte, um transdutor de corrente é preferível a um voltímetro, devido à impedância de entrada do primeiro ser virtualmente nula e, com isso, curto-circuitar as capacitâncias parasitas. Em geral, um transdutor de corrente é constituído de um amplificador operacional com um capacitor e um resistor ligados em paralelo na retroalimentação. Nestas condições, a corrente de desbalanceamento é dada por

$$I_0 = i\omega V_c(C_x - C_r) \quad (4)$$

expressão que vem a ser a equação fundamental de medida. A partir deste ponto, o método pode ser implementado de diversas formas diferentes. Uma configuração particularmente interessante é a de um demodulador de fases, conforme indicado na Figura 11.

Deriva térmica é a variação do sinal de saída da capacitância da sonda capacitiva conforme a temperatura ambiente varia. A variação da temperatura provoca uma: variação das dimensões das placas de cobre, variação das características dos componentes eletrônicos e variação das características dielétricas do ar. Portanto, a temperatura do transdutor de capacitância deve ser mantida sob controle para que o sinal de saída não seja muito alterado.

No próximo tópico, serão discutidas as técnicas de controle. Será feita uma revisão na literatura sobre os métodos de controle existentes, visto que a principal função deste trabalho é justamente fazer um algoritmo de controle para minimização do consumo de energia.

3.8 Técnicas de controle

Técnicas de controle são amplamente difundidas nos meios industriais. O que está mudando hoje em dia é a forma como este controle é feito, pois está havendo uma mudança do controle mecânico e lógico para o controle eletrônico e digital.

A manipulação de sistemas de transporte pneumático está intimamente relacionada com os componentes constituintes do mesmo. Primeiro, o projeto do circuito pneumático e as condições operacionais impõem limites no desempenho do sistema de controle, de tal forma que o engenheiro deve projetar os componentes do circuito e selecionar as variáveis que são inerentemente mais fáceis de se controlar. Segundo, a estratégia de controle - isto é, das variáveis medida e controlada - precisam ser escolhidas entre as muitas existentes no circuito. Terceiro, o algoritmo de controle necessita ser adaptado à estrutura de controle selecionada. Quarto, os processos físicos de escoamento de sólidos não são lineares e é muito difícil se modelar o ponto ótimo de funcionamento do circuito pneumático.

Em geral, o objetivo do controle de circuitos pneumáticos consiste em impor variações temporais às suas variáveis chaves. Muitos fatores são relevantes no desempenho do controle. Primeiro, a variável controlada (CV) deve apresentar um pequeno desvio do seu valor de referência ("set point" - SP); isto pode ser medido pelo sinal de erro definido como:

$$E(t) = SP - CV \quad (5)$$

O comportamento da variável manipulada também é crucial pois grandes variações podem levar à propagação de distúrbios ou danos a equipamentos do circuito pneumático. Estas mudanças são devidas principalmente à alterações nas condições operacionais, como por exemplo, o fluxo mássico de areia. O projeto do controle do circuito pneumático requer muitas decisões, dentre elas tipicamente: seleção de sensores que reflitam o desempenho do processo; seleção de elementos com boa resposta dinâmica e faixa de aplicação suficiente; julgar se a dinâmica do processo realimentado é favorável a um bom desempenho do controle; seleção de uma estrutura que conecte as variáveis manipulada e a controlada e seleção de algoritmos e parâmetros de ajuste de modo a proporcionar um desempenho robusto.

Nos sistemas com uma entrada e uma saída, a variável medida é controlada ajustando-se uma variável manipulada. Na maioria dos casos o algoritmo utilizado é o proporcional-integral-derivativo (PID), cuja definição para um sistema contínuo pode ser escrita como:

$$MV = K_c \left(E + \frac{1}{T_I} \int_0^t E dt' + T_D \frac{dE}{dt} \right) \quad (6)$$

onde E representa o erro atuante ($E=SP-CV$) e T_I , T_D respectivamente as constantes integrativa e derivativa.

Muitos métodos de sintonia dos parâmetros internos de controladores PID (isto é E , T_I e T_D) foram propostos. Dentre eles, podemos citar o método (bastante difundido) de ZIEGLER-NICHOLS (1942) e, com características de robustez mais aprimoradas, os métodos descritos por FERTIK (1975) e MARLIN (1994).

O processo impõe os limites significativos para o desempenho do controle. É importante notar que tempos mortos e constantes de tempo grandes na malha de realimentação são sempre prejudiciais, ao passo que grandes constantes de tempo no percurso da perturbação podem melhorar o desempenho do controle.

4 METODOLOGIA

Nesta parte do trabalho são descritos os materiais e métodos de medição utilizados no trabalho. Conforme dito nos capítulos anteriores, o objetivo principal é o de economizar energia em sistemas de transporte pneumático. Para fazer o estudo de otimização de energia, foi necessário construir uma bancada de testes experimentais, cujas etapas de construção estão esquematizadas como:

- Compra e montagem do equipamento de medição para realizar os testes experimentais.
- Construção de uma válvula helicoidal para o sistema de alimentação do circuito de transporte pneumático do NET&F (Núcleo de Engenharia Térmica e Fluidos), que forneça uma vazão mássica constante de areia.
- Construção de uma sonda capacitiva para captar a fração de sólido existente em determinada área da tubulação.
- Construção de um circuito eletrônico que capte o sinal da sonda capacitiva, com um ganho elevado para pequenos fluxos de areia.

Com todas estas etapas executadas, podem ser gerados os seguintes resultados:

- Estimativa da vazão instantânea do fluxo de ar.
- Sinais de voltagem para a sonda capacitiva.
- Cálculo da fração de sólido de um escoamento bifásico. Neste trabalho, estima-se a fração de areia, sólido usado no trabalho.

Inicialmente será descrito o circuito pneumático como um todo e em seguida serão descritos cada um de seus componentes com especial atenção ao processo de cálculo da vazão de ar do escoamento.

4.1 Descrição do circuito experimental

Está ilustrada na Fig. 12 a bancada utilizada nos experimentos de testes.

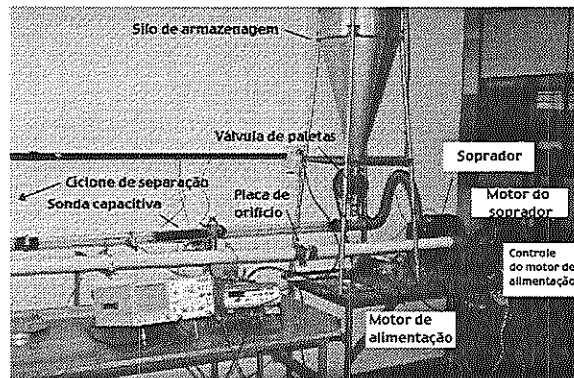


FIGURA 12: Foto da bancada experimental

Na Fig. 13 estão ilustrados os componentes do circuito experimental de transporte pneumático do NET&F:

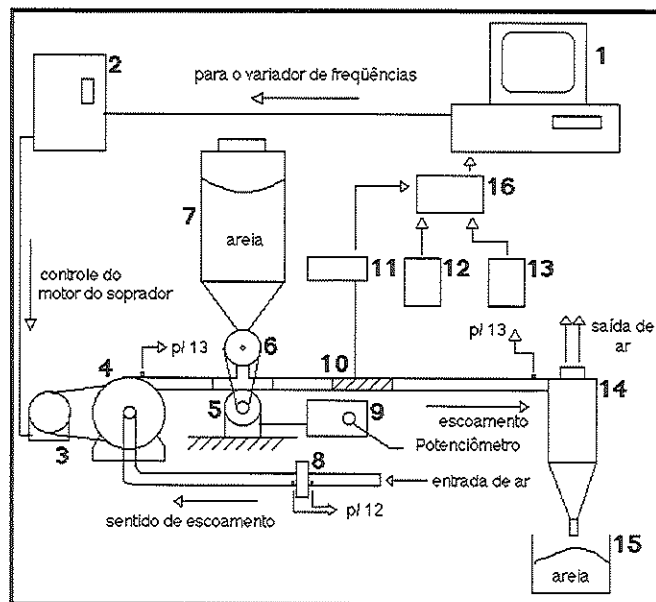


FIGURA 13: Esquema geral do circuito pneumático

Descrição dos componentes do circuito pneumático:

- 1 Microcomputador com algoritmo de controle
- 2 Variador de frequências
- 3 Motor do soprador
- 4 Soprador
- 5 Motor da válvula de alimentação
- 6 Válvula de alimentação
- 7 Silo de armazenagem
- 8 Placa de orifício
- 9 Controlador do motor da válvula de alimentação
- 10 Sonda capacitiva
- 11 Circuito de transdução
- 12 Transdutor para a fluxo mássico de ar
- 13 Transdutor para o queda de pressão
- 14 Ciclone separador
- 15 Reservatório de areia
- 16 Módulo de aquisição

O motor do soprador, componente 3, representa o atuador principal de controle do sistema, visto que aciona o soprador impulsionando o ar que transporta a areia contida no silo de armazenagem. As variáveis básicas para a tomada da ação de controle deste motor são o sinal de voltagem fornecido pela sonda capacitiva, que indica a fração média na seção da sonda capacitiva e as voltagens dos transdutores de pressão a queda de pressão na tubulação e o fluxo mássico de ar. Outro componente de vital importância neste sistema é a válvula de alimentação de areia, que deve fornecer um fluxo de areia constante para o controle do sistema.

Segue agora uma descrição detalhada dos componentes do circuito pneumático.

1 - Microcomputador

Compaq 233MHz, com placa de aquisição interna AT-MIO-16DE-10 da National Instruments.

2 - Variador de frequência

Yaskawa VS-616PC5/P5 2011 com saída trifásica. Este inversor é controlado por um dos dois tipos de entrada, 0 a 20mA ou de 0 a 10V. Como a saída de controle do microcomputador é em volts foi escolhida a entrada de sinal de voltagem variando de 0 a 10V, que gera no sinal de saída uma frequência proporcional linear à entrada de 0 a 60Hz.

Quanto a este variador, o único problema encontrado e depois solucionado era o tempo de aceleração, que inicialmente estava fixado em 10 segundos, sendo este intervalo de tempo muito grande para os pequenos intervalos de tempo das mudanças nas condições de escoamento, isto gerava um atraso na resposta que fazia com que o controlador variasse bastante em torno do nível de controle escolhido (setpoint). Fixando este tempo de aceleração e desaceleração em 1,0 seg,

o sistema já podia controlar a variável de controle com boa velocidade de resposta.

3 - Motor do soprador

Motor trifásico EBERLE de 220V de corrente alternada de 1/3 CV.

4 - Soprador

Soprador centrífugo de 30 cm de diâmetro.

9 - Controlador do motor da válvula de alimentação

Este controlador tem uma entrada de corrente alternada de 220V e gera uma saída de corrente contínua para o motor controlador da vazão de areia.

5 - Motor de alimentação de areia

Este motor é um motor de corrente contínua que pode ter sua velocidade variada através do potenciômetro do controlador deste motor.

6 - Alimentação de areia

Os três tipos de válvulas de alimentação de areia estão mostradas nas figuras abaixo, a válvula helicoidal é a que apresenta mais vantagens com relação às outras, devido à uma alimentação de areia mais uniforme, e menor torque com relação à válvula de paletas.

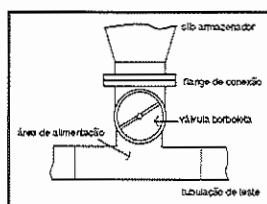


FIGURA 14: Válvula borboleta

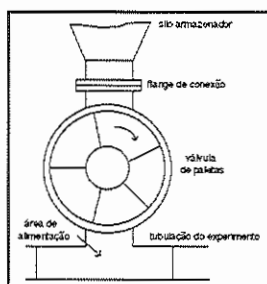


FIGURA 15: Válvula de paletas

O primeiro foi através de uma válvula do tipo borboleta, porém tal válvula não era viável pois, ou havia um escoamento muito grande de areia, ou o escoamento era muito pequeno. Devido a isto, este sistema de alimentação foi trocado

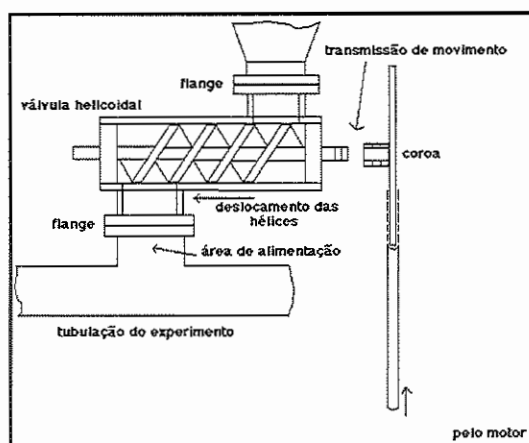


FIGURA 16: Válvula helicoidal

por uma válvula do tipo paletas, tal sistema, com controle da válvula de alimentação manualmente através da variação de um potenciômetro que controla o componente 5, mostrou a formação de pulsos de areia, indesejáveis para o circuito em teste, que necessita de uma vazão mássica de areia constante. Devido a isto, foi feita uma válvula helicoidal, esta última diminuiu a formação dos pulsos e possibilitou uma maior vazão de alimentação de areia.

7 - Silo de armazenagem

Com capacidade de aproximadamente 100 litros de areia, permite uma duração de teste de aproximadamente 30 minutos com o motor de areia girando na menor rotação. Conforme o motor gira com maior velocidade, o tempo de esvaziamento do silo de areia diminui.

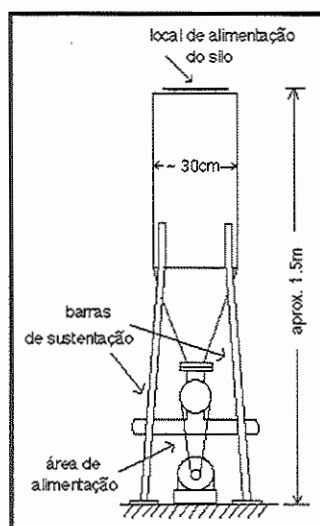


FIGURA 17: Silo de Armazenagem

4.1.1 Medida da vazão de ar

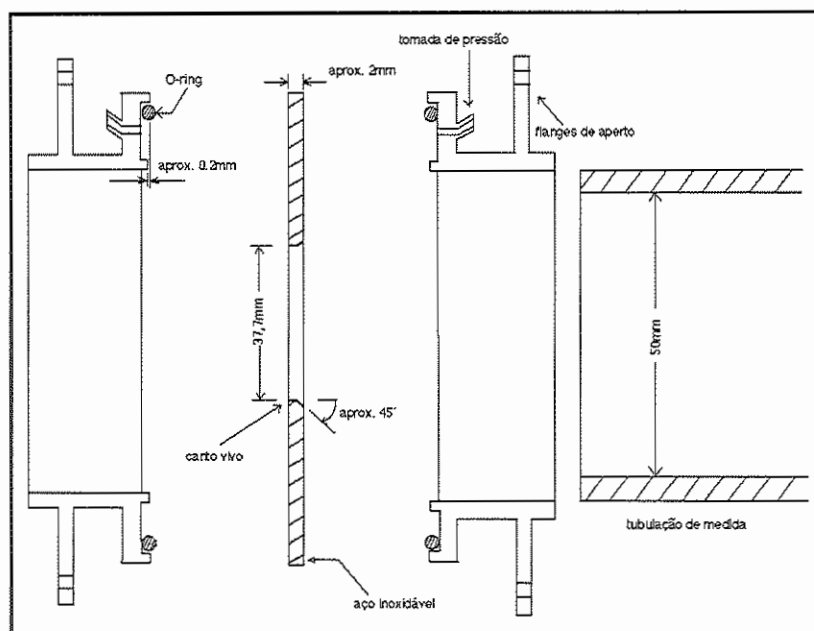


FIGURA 18: Placa de orifício

A placa de orifício, ilustrada na Fig. 18, foi projetada para medir a vazão de ar do sistema. Ela possui duas tomadas de pressão, a qual indica proporcionalmente a vazão de ar no sistema. Os cálculos de vazão de ar foram feitos através das normas da ASME (1959).

- Os dois parâmetros mais importantes da placa para o cálculo da vazão são:
- Diâmetro do orifício da placa: $d=37,0\text{mm}$
 - Diâmetro interno do tubo de medida: $D=50\text{mm}$

Um parâmetro essencial para o projeto da placa de orifício é o fator β , definido como:

$$\beta = \frac{d}{D} \quad (7)$$

Neste caso, $\beta = 0,69$.

O cálculo inicia-se com a medição da temperatura ambiente e a pressão. A temperatura é medida manualmente, através de um termômetro e a pressão ambiente através de um barômetro.

Com estes dados calcula-se a densidade e a viscosidade do ar, conforme as equações abaixo:

$$\rho = p/(287T) \quad (8)$$

$$\mu = 1,71610^{-5}(T/273)^{0,666} \quad (9)$$

São obtidos os valores de B05 e B07, conforme o valor de β , pelas seguintes condições:

$$B05 = 0,5 - \beta \text{ se } \beta < 0,5 \quad (10)$$

$$B05 = 0 \text{ se } \beta > 0,5 \quad (11)$$

$$B07 = \beta - 0,7 \text{ se } \beta > 0,7 \quad (12)$$

$$B07 = 0 \text{ se } \beta < 0,7 \quad (13)$$

A seguir, calcula-se o fator K_0 , que será único em todo processo iterativo:

$$K_0 = 0,6004 + 0,35\beta^4 - 0,052B05^{3/2} + 0,62B07^{5/3} \quad (14)$$

A partir daí, inicia-se o processo iterativo, com o chute de um valor inicial para o número de Reynolds. Com este valor inicial, é obtido o valor inicial de K pela Eq. 15. Com o valor de K e o valor da diferença de pressão obtida pelo transdutor de pressão, calcula-se a vazão mássica de ar inicial pela Eq. 16 e finalmente, calcula-se o valor do número de Reynolds pela Eq. 17. Se este valor de Reynolds estiver dentro de uma tolerância de cálculo especificada, então o sistema terá convergido e, a vazão mássica de ar final será a da última vazão calculada, caso contrário, este valor de Rey será o valor de entrada para a Eq. 15 que dará início à próxima iteração.

$$K = K_0 \left[1 + (0,002 + 0,026\beta^4) 1 \frac{K_0 1000}{\sqrt{Rey}} \right] \quad (15)$$

$$\dot{m} = 0,012515Kd^2 \sqrt{\rho_0 \Delta P} \quad (16)$$

$$Rey = \frac{4\dot{m}}{3,14159D\mu 3,6} \quad (17)$$

onde \dot{m} é a vazão mássica de ar em kg/h , Rey é o número de Reynolds, ΔP é a queda de pressão na placa de orifício em $mmca$, ρ_0 é a densidade em kg/m^3 , T é a temperatura em $^{\circ}C$, μ é a viscosidade em kg/ms , D é o diâmetro interno do tubo de medida de pressão em mm e d é o diâmetro do orifício da placa em mm .

A queda de pressão ocorrida na placa de orifício é medida por tomadas de pressão bem no canto da mesma, por isto este tipo de placa de orifício recebe o nome de tomada em canto, ou "corner taps" em inglês.

10 - Placa capacitiva

A sonda capacitiva foi feita com de placas de cobre de 0,15mm de espessura. Na Fig. 19 estão ilustradas as placas de cobre que compõem a sonda capacitiva e na Fig. 20 está ilustrada a blindagem usada para minimizar campos eletromagnéticos.

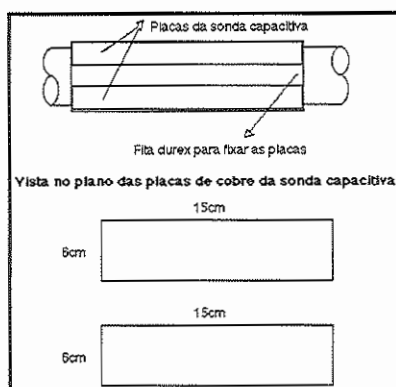


FIGURA 19: Placas que compõem a sonda capacitiva e método de fixação que também é um isolante contra a blindagem.

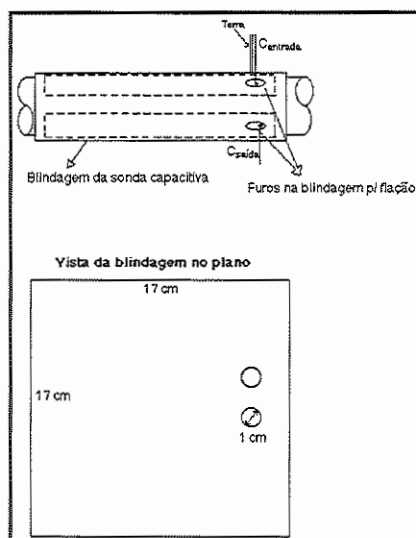


FIGURA 20: Blindagem usada para blindar o campo elétrico entre as placas capacitivas contra o meio externo e conexão dos fios nas placas.

11 - Circuito de transdução da placa capacitiva

O circuito de transdução da sonda capacitiva tem a configuração básica ilustrada na Fig. 11.

12 e 13 - Transdutores de pressão

Os transdutores de pressão, LD301, utilizados no experimento são produzidos pela SMAR, e foram calibrados para 300 *mmca* e 500 *mmca* e geram uma corrente de saída de 4 a 20 *mA*.

14 - Separação de sólidos

A separação dos sólidos é realizada através do ciclone separador, Fig. 21.

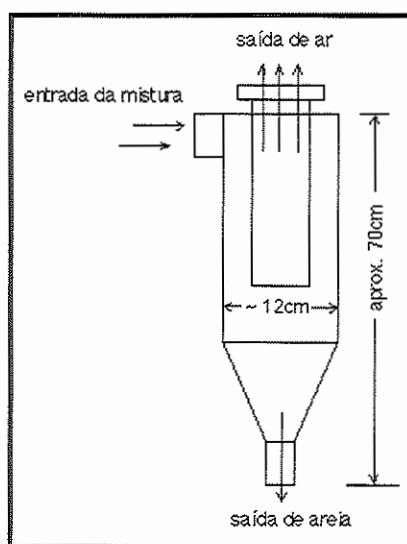


FIGURA 21: Ciclone separador

15 - Areia utilizada

A areia utilizada nos experimentos tem um diâmetro médio de $888\mu m$ e uma densidade média de $2650kg/m^3$. Portanto, no diagrama de Geldart, com: $\rho_p - \rho = 2650kg/m^3$ e $\bar{d}_v = 888\mu m$, a mistura é considerada como sendo do grupo D.

Segue-se no próximo capítulo a descrição dos ensaios realizados, assim como o cálculo de algumas variáveis e os resultados obtidos.

5 ENSAIOS

Neste capítulo serão descritos os ensaios realizados durante o programa de testes e os resultados obtidos.

5.1 Ensaios realizados

5.1.1 Obtenção do diagrama de estado

Conforme visto no terceiro capítulo, um conceito importante para a execução do controle em sistemas de transporte pneumático é a obtenção do diagrama de estado.

O diagrama de estado foi obtido da seguinte maneira: para cada rotação do motor de acionamento da válvula de alimentação de areia, foram medidas as vazões mássicas de ar, através da placa de orifício, para frequências de alimentação do motor do soprador, geradas pelo variador de frequências, na faixa entre 0 e 60Hz com incrementos de 3Hz. A perda de carga se refere à diferença de pressões entre a saída do soprador e a entrada do ciclone. Como a vazão de areia gerada pela válvula helicoidal não é constante, os valores ilustrados são uma média, assim como os valores de perda de pressão, que também variam conforme os pulsos de areia passam pela tubulação, porém estes dados são significativos visto que estas variações obtidas são pequenas se comparadas com os valores absolutos.

O fluxo de ar não é linear com a rotação do motor do soprador, conforme pode ser visto na Fig. 22 para a curva sem escoamento de areia.

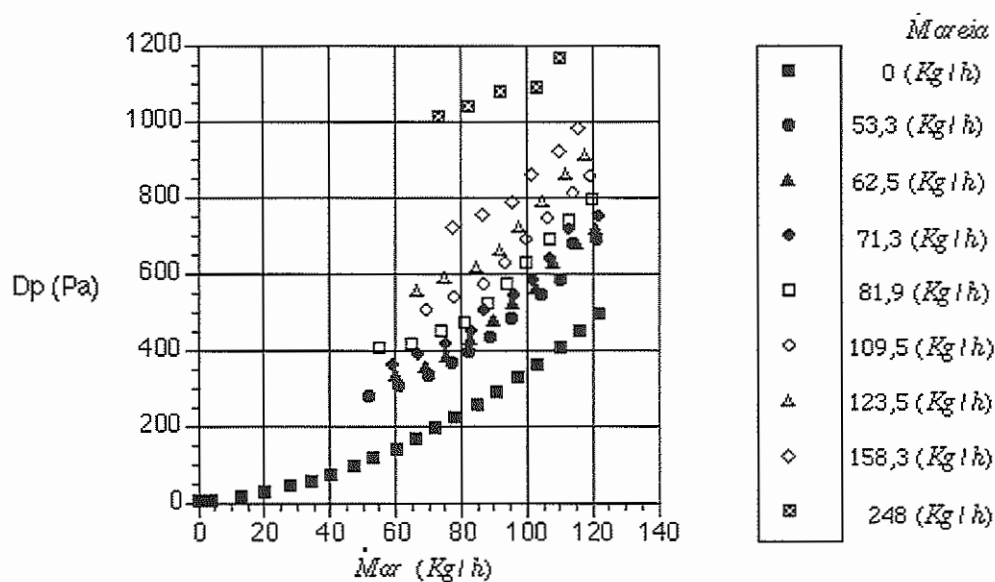


FIGURA 22: Diagrama de estado para a bancada de testes

5.1.2 Visualização dos pulsos de areia obtidos com a válvula helicoidal - malha aberta

Nesta seção, foram tomadas medidas obtidas pela sonda capacitiva para várias rotações da válvula helicoidal. Através destas medidas, pode-se claramente observar o aumento da frequência dos pulsos de areia conforme a rotação da válvula helicoidal aumenta. Outra característica do sistema de aquisição que pode ser visualizada por estes gráficos, é com relação á frequência de aquisição dos dados, percebe-se claramente, que conforme a rotação da válvula helicoidal aumenta, por exemplo, de 48 rpm a 110 rpm, a resolução de medida diminui drasticamente, sendo que para 110 rpm, não se consegue mais visualizar a curva experimental. Portanto, se fosse necessário fazer aquisições para rotações muito grandes, ou a frequência de aquisição teria de ser aumentada, ou o processo de média teria que ser feito com menos pontos, para ser mantida uma boa resolução de aquisição.

Os dados dos gráficos abaixo foram obtidos em ensaios em malha aberta com uma frequência de 200 Hz, sendo que foi feita uma média para cada 30 tomadas, ou seja, cada ponto no gráfico significa uma tomada a cada 0,15 seg.

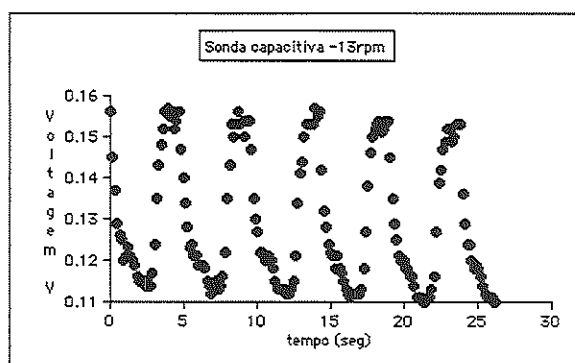


FIGURA 23: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 13 rpm.

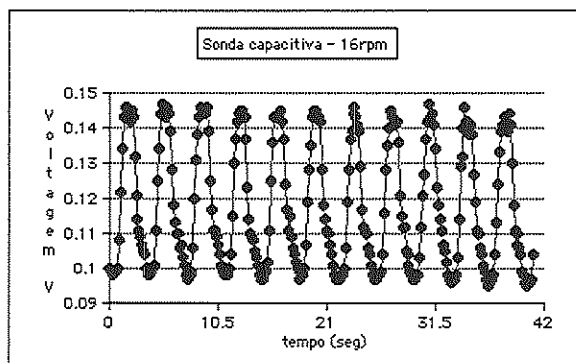


FIGURA 24: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 16 rpm.

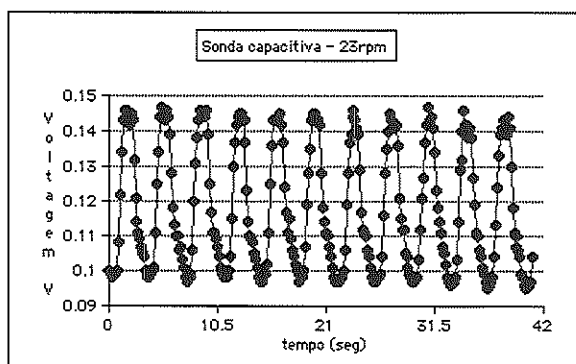


FIGURA 25: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 23 rpm.

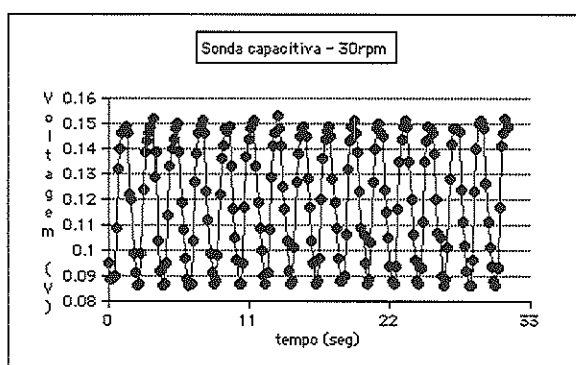


FIGURA 26: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 30 rpm.

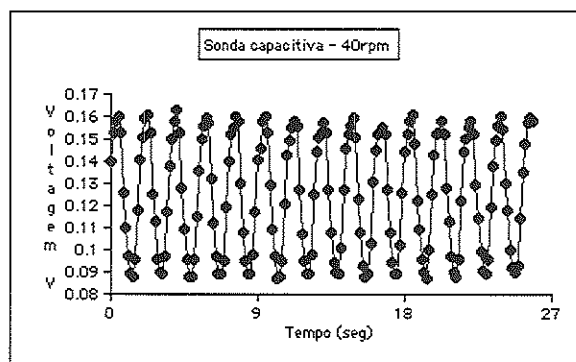


FIGURA 27: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 40 rpm.

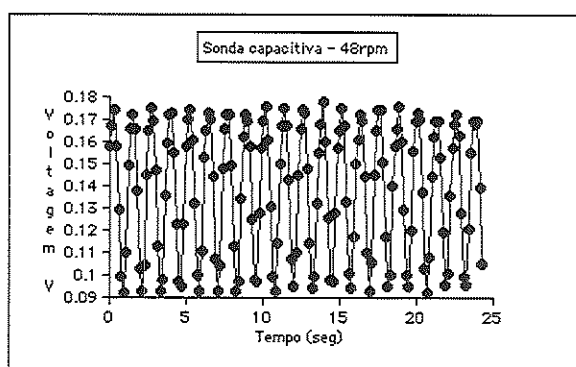


FIGURA 28: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 48 rpm.

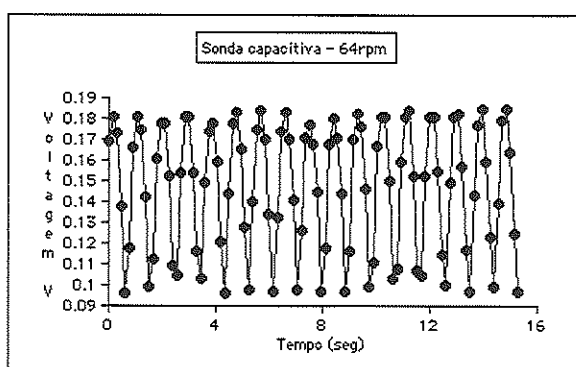


FIGURA 29: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 64 rpm.

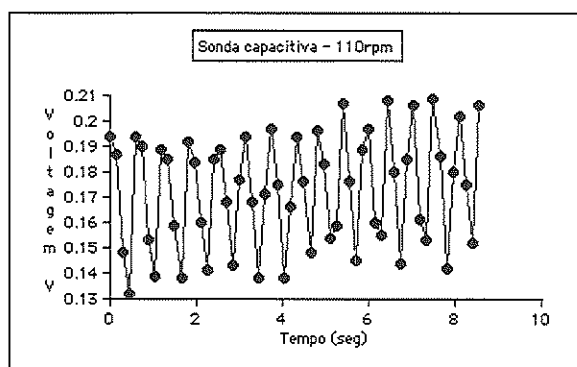


FIGURA 30: Tensão fornecida pela sonda capacitiva para rotação da válvula helicoidal a 110 rpm.

5.1.3 Variação da vazão mássica de ar na tubulação devido à variação da vazão mássica de areia.

Conforme o fluxo mássico de areia aumenta, há uma diminuição da vazão mássica de ar. Em um sistema de transporte pneumático ideal, o fluxo de ar não varia com a mudança do fluxo mássico de areia, tal não ocorre neste sistema de transporte pneumático devido à baixa potência do soprador utilizado, porém, esta variação não chega a afetar significativamente os resultados obtidos, visto que tal variação é de uma ordem de grandeza muito pequena, não passando de 10%. Na figura abaixo, está ilustrada uma aquisição de dados que mostra claramente a variação da vazão de ar conforme ocorrem os pulsos de areia. Pode-se notar uma defasagem entre os pulsos de areia e de vazão de ar.

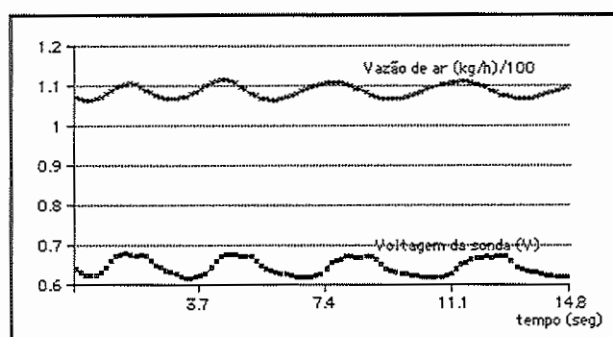


FIGURA 31: Pulsos de areia e influência dos mesmos na vazão de ar.

5.1.4 Variação da voltagem da sonda capacitiva com a variação da temperatura (deriva térmica)

Em um transdutor capacitivo ideal, não há uma deriva térmica do sinal, isto é, a variação do sinal de um transdutor gerada pela variação da temperatura. Porém, mesmo nos melhores transdutores de capacitância encontrados no mercado, sempre ocorre uma variação do sinal do transdutor capacitivo com a variação da temperatura, sendo no entanto, muito pequenos se comparados com o sinal de medida, podendo ser considerados de excelente resolução. O transdutor utilizado neste trabalho, foi construído na própria escola, e a deriva térmica é significativa quando se liga o transdutor, pois há um tempo em que os componentes se aquecem, após o qual, é obtida uma temperatura de equilíbrio. Mesmo após esta temperatura de equilíbrio ter sido estabelecida, pequenas variações da temperatura afetam o sinal de saída do transdutor. Esta variação do sinal de saída somente é significativa, se a variação da vazão do fluxo mássico de areia for pequeno, que é o que está acontecendo neste trabalho, devido à limitações da bancada de testes.

Para ilustrar a influência da deriva térmica sobre a aquisição de dados da sonda capacitiva, foi feito um experimento estático, com um mesmo volume de

areia preenchendo o volume da tubulação na seção da sonda capacitiva, com armazenamento de dados a cada meio minuto, com o equipamento ligado durante 4 dias. Percebe-se pelo gráfico, que o sinal da sonda capacitiva é periódico de 1 dia, indicando a influência da variação da temperatura ambiente nos dados coletados. Cabe ressaltar que a variação do sinal devido à deriva térmica é inversamente proporcional com o aumento da temperatura.

Para que este efeito de deriva térmica fosse diminuído, foi feita uma caixa isotérmica. Esta caixa é feita de isopor e contém um controlador de temperatura proporcional, acionando uma lâmpada. Este controlador proporcional tem um setpoint de ajuste digital. É necessário que este setpoint esteja a uma temperatura acima, ou se possível igual, à temperatura de estabilização do transdutor ao ar livre.

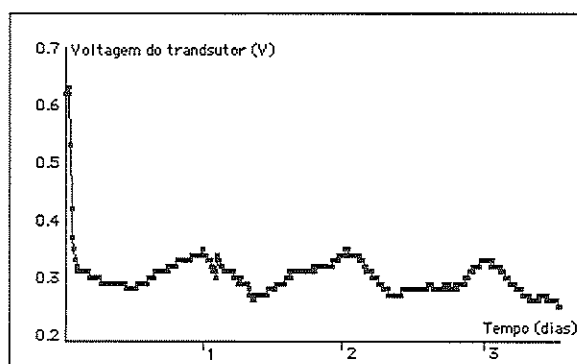


FIGURA 32: Deriva térmica no transdutor de capacitância.

5.1.5 Visualização do comportamento do escoamento com a variação da vazão de ar

Este teste foi feito para ilustrar o efeito da variação da vazão de ar sobre o escoamento. O motor que aciona o soprador de ar, teve sua frequência variada de 60 Hz até 50 Hz. Os resultados obtidos com este teste indicam uma pequena variação da fração de vazão com a variação da vazão de ar, mostrando que a fração de areia é muito mais dependente da variação da vazão de areia.

Até esta parte do trabalho, foram discutidos aspectos particulares do escoamento, a partir de agora, os dados obtidos serão utilizados para o cálculo de um parâmetro de importância vital em sistemas de transporte pneumático, a fração de areia.

5.1.6 Cálculo da fração de areia

A fração volumétrica de sólidos é definida como a razão entre o volume ocupado pelo sólido e o volume de medida total, que pode ser escrito como:

$$\alpha = \frac{V_s}{V_a + V_s} = \frac{Q_s}{Q_a + Q_s} = \frac{\dot{m}_s}{\rho_s Q_a + \dot{m}_s} \quad (18)$$

Durante os testes foi feita uma média geral para se obter a voltagem média nas placas capacitivas, a vazão média de areia e a vazão média de ar, obtidas através das seguintes fórmulas:

$$Q_s = M_s / t_{teste} \quad (19)$$

onde M_s é a massa total de areia coletada durante um teste e t_{teste} é o tempo total do teste.

$$Q_a = \frac{\int_0^{t_{teste}} \dot{m}_{ar} dt}{t_{teste}} \quad (20)$$

onde \dot{m}_{ar} era obtido através de transdutores de pressão.

$$V_m = \frac{\int_0^{t_{teste}} Volt dt}{t_{teste}} \quad (21)$$

Abaixo estão descritos os dados obtidos durante os testes realizados, para cada célula da tabela foi feito um teste.

rpm	Frequência do variador		
	50	55	60
13	0,03%	0,0198%	0,0184%
16	0,032%	0,0186%	0,0232%
23	0,0341%	0,0222%	0,0349%
30	0,0359%	0,0342%	X
48	X	X	0,0513%
64	X	X	0,0629%
110	X	X	0,1205%

TABELA 2: Fração média de areia.

rpm	Frequência do variador		
	50	55	60
13	20,68	15,24	15,43
16	21,61	13,32	20,52
23	23,21	16,45	26,17
30	24,66	25,4	X
48	X	X	42,12
64	X	X	51,1
110	X	X	92,82

TABELA 3: Vazão de areia (g/seg).

rpm	Frequência do variador		
	50	55	60
13	26,81	30,22	32,94
16	26,74	28,10	33,06
23	26,72	29,08	29,47
30	26,96	29,48	X
48	X	X	32,22
64	X	X	31,89
110	X	X	30,23

TABELA 4: Vazão de ar (g/seg).

rpm	Frequência do variador		
	50	55	60
13	0,649	0,644	0,651
16	0,647	0,640	0,647
23	0,655	0,646	0,654
30	0,660	0,660	X
48	X	X	0,685
64	X	X	0,692
110	X	X	0,726

TABELA 5: Voltagem média na sonda capacitiva.

Todos os testes feitos anteriormente visavam demonstrar as características físicas da planta de testes. Estas características físicas serão necessárias para o controle do transporte de areia. Durante a fase de estruturação do algoritmo controlador, foram criadas versões intermediárias até a confecção do algoritmo de controle final. Para facilidade de entendimento do desenvolvimento do algoritmo de controle, tais versões foram denominadas como algoritmo inicial, intermediário e final. Será explicado a partir de agora, o funcionamento de tais algoritmos até a obtenção do algoritmo final.

5.1.7 Algoritmo inicial para atingir o setpoint de diferença de pressões - malha fechada.

Este algoritmo de controle, ilustrado nas Figs. 38 à 40 do Apêndice e esquematizado na Fig. 33, tem como objetivo fazer com que o soprador de ar trabalhe na mínima rotação possível sem que haja acúmulo de areia no fundo da tubulação. A grande diferença entre este algoritmo e os dois próximos é que ele foi feito quando a sonda capacitiva não estava disponível para ser utilizada na bancada, ele apenas captava sinais dos transdutores de pressão. Ele funciona como explicado abaixo.

Digamos que se queira estabilizar o sistema em um determinado setpoint de diferença de pressões (entre o ciclone e o soprador).

1. Inicialmente a rotação do soprador é mantida no máximo, isto para eliminar uma porção de areia que bloqueia a tubulação quando o sistema está parado.

2. Após o item 1 ter sido cumprido, é acionado um botão que dá início ao algoritmo de controle do sistema.

Para um determinado setpoint de diferença de pressões (entre o ciclone e o soprador), o sistema compara este setpoint com a diferença de pressões atual do sistema. Se a diferença de pressões estiver abaixo do setpoint, o sistema aumenta a vazão de ar através do aumento da rotação do motor do soprador de areia, se estiver acima do setpoint, o sistema diminui a rotação do motor do soprador de areia.

Este sistema de controle não funciona na prática, pois na ocorrência de um acúmulo de areia na tubulação, a diferença de pressões aumenta devido à diminuição da área transversal de escoamento da tubulação, e a ação de controle do sistema, percebendo este aumento de pressão como estando acima do setpoint, é de diminuir a rotação do soprador, ao invés de aumentá-la, pois os transdutores de pressão não conseguem discernir entre um aumento de pressão devido ao acúmulo de areia, do aumento de pressão devido ao aumento da vazão de areia no fluxo.

Este sistema funciona apenas para determinados fluxos de areia, especialmente para baixos fluxos de areia, onde não se dá início o processo de acúmulo de areia

no fundo da tubulação, e mesmo assim é um algoritmo de controle muito instável que não deve ser utilizado em campo.

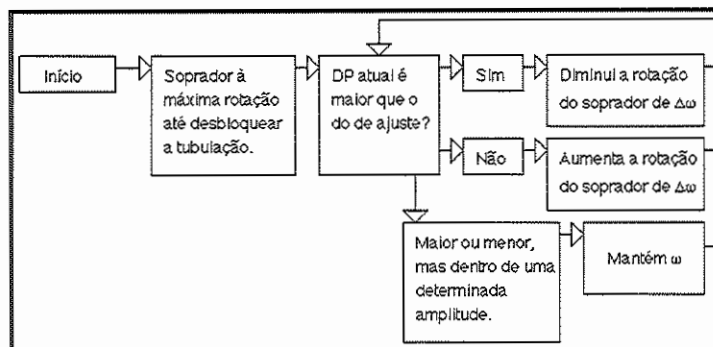


FIGURA 33: Diagrama de bloco do algoritmo inicial.

O próximo algoritmo de controle já é uma versão mais robusta e apresenta melhores resultados em termos de controle.

5.1.8 Construção de curvas do sinal obtido pela sonda capacitiva para obtenção da curva de referência do controle do motor do soprador.

Este ensaio visa a obtenção dos valores médios da sonda capacitiva para cada rotação da válvula helicoidal. Os valores obtidos com este ensaio são significativos do ponto de vista do controle do soprador visto que eles são repetitivos para a mesma rotação do motor de areia para um pequeno intervalo de controle.

Para cada uma das rotações do motor de areia, foi feita uma média do valor gerado pela sonda capacitiva, estes valores estão descritos na tabela abaixo:

Rotação (rpm)	Média de voltagem da sonda capacitiva (V)	Frequência de saída do variador (Hz)
13	0,129	41,8
16	0,118	38,2
23	0,117	37,9
30	0,12	38,9
40	0,124	40,2
48	0,137	44,2
64	0,147	47,1
110	0,163	51,2

TABELA 6: Valor médio da voltagem gerada pela sonda capacitiva

O gráfico desta tabela pode ser visto na Fig. 34.

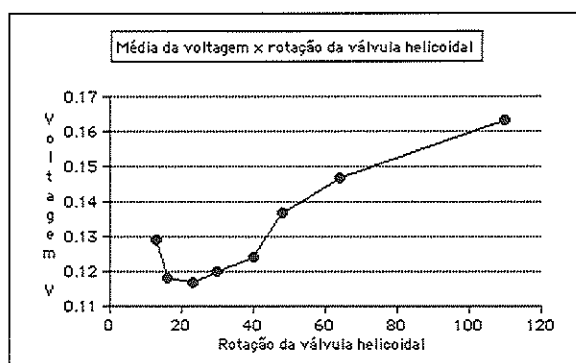


FIGURA 34: Voltagem média da sonda capacitiva para cada rotação da válvula helicoidal.

5.1.9 Controle do soprador através do sinal da sonda capacitiva

No gráfico abaixo, está ilustrado como pode ser feito o controle através dos dados obtidos pela sonda capacitiva. Foi feita uma calibração tendo os valores médios para cada rotação da válvula helicoidal, ou seja, um valor médio gerado pela sonda capacitiva significará uma fração média de areia na tubulação. Tendo-se também uma curva experimental que indica a mínima vazão de ar necessária para que não ocorra blocagem para cada vazão mássica de areia, pode-se com o sinal de voltagem gerado pela sonda capacitiva obter a rotação do motor do soprador de modo que a vazão de ar injetada no sistema seja a mais baixa possível e acima da condição de blocagem.

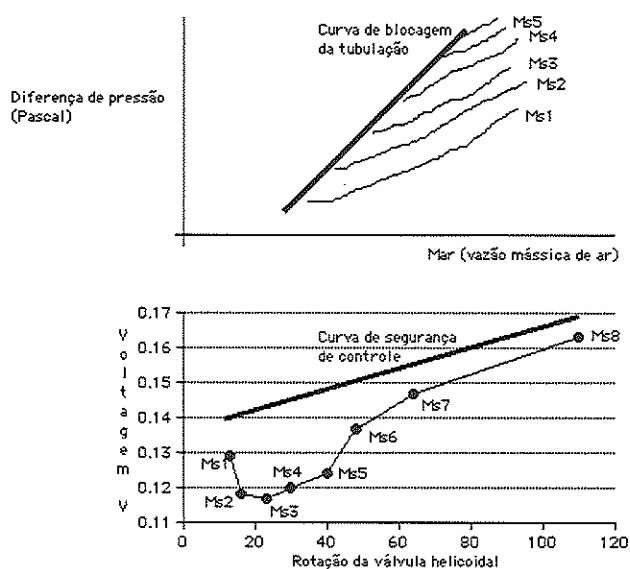


FIGURA 35: Ilustração da relação entre o sinal gerado pela sonda capacitiva e a vazão de ar injetada no sistema.

5.1.10 Algoritmo de controle intermediário com vazão de areia e utilizando a sonda capacitiva - malha fechada.

Este último algoritmo, ilustrado nas Figs. 41 à 43, no Apêndice, e esquematizado pela Fig. 36, foi desenvolvido através da obtenção do domínio: vazão de areia x mínima rotação do soprador, como explicado pelo tópico anterior.

Este algoritmo funciona da seguinte maneira: o motor do soprador de ar funciona em máxima rotação até expulsar toda a areia que bloqueia inicialmente a tubulação, a partir daí, o sistema de aquisição é acionado e o motor do alimentador de areia é posto a girar mecanicamente em certa rotação. Quando o motor se estabiliza, o sistema de controle é acionado e há um intervalo de tempo significativo para que o software (Labview) faça aquisições dos fluxos de areia, e após este tempo, é acionado um botão que calculará a média do fluxo de areia e através de uma equação que contém a relação: fluxo de areia x rotação mínima segura do soprador. Com isso, é gerado um valor para a rotação do soprador.

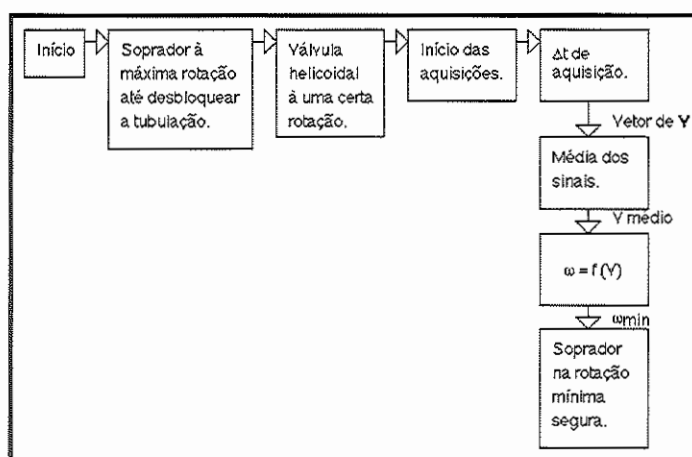


FIGURA 36: Diagrama de blocos para o algoritmo controle (intermediário) por média da voltagem da sonda capacitiva, controle sem modificar a velocidade da válvula helicoidal.

Como pode ser visto pelo diagrama da Fig. 36, para cada voltagem média obtida pelo algoritmo de controle é enviado um sinal de comando para o motor do soprador. A equação que define a relação entre a voltagem média captada pela sonda capacitiva devido a um determinado fluxo de areia e o valor enviado para o variador de freqüências que controla o motor é dada por:

$$f = -15,85489 + 581,9862V - 1046,415V^2; \quad (22)$$

onde:

- f freqüência de atuação do variador de freqüência;
- V voltagem média do sinal da sonda capacitiva;

5.1.11 Algoritmo de controle final para controle contínuo da sistema de transporte pneumático - malha fechada.

Neste último algoritmo de controle, foi implementado um sistema de atuação de controle contínuo. Isto foi feito através da implementação, no algoritmo explicado no item anterior, de uma automação do processo de aquisição em um determinado intervalo de tempo em que será feita a média do sinal. Isto permite agora a alteração da rotação do motor do alimentador de areia durante a realização do teste (online), ver Figs. 44 à 45, no Apêndice, ou a Fig. 36.

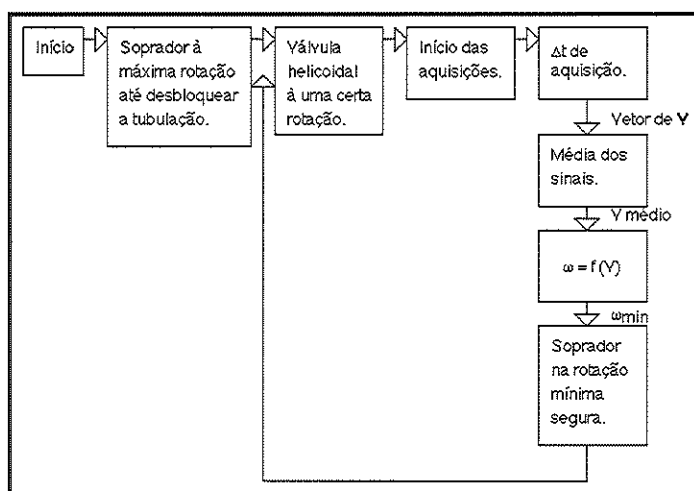


FIGURA 37: Diagrama de blocos para o algoritmo controle por média da voltagem da sonda capacitiva, controle podendo modificar a velocidade da válvula helicoidal durante o ensaio.

5.1.12 Cálculo da energia gasta durante o transporte.

Para se estimar a economia de energia obtida com o sistema de controle, é necessário obter as variáveis físicas que descrevem o comportamento do sistema, tais como, diferença de pressões, velocidade média de escoamento do ar e outras variáveis, como ilustrado na Tab. 7. Com estes dados, pode-se estimar a economia obtida com a utilização do algoritmo de controle através de dois métodos: o de TAYLOR (1998) e o descrito em MARCUS et al. (1990), utilizando-se da seguinte equação:

$$Economia(\%) = (Pot_{60Hz} - Pot_{minHz}) / (Pot_{60Hz}) \quad (23)$$

Nesta expressão serão substituídos os valores das potências gastas pelo soprador a 60Hz e na frequência mínima (mantida pelo sistema de controle) obtidas através das Eqs. 24 e 28.

TAYLOR (1998) utilizou a seguinte equação para estimar o gasto de energia física durante o transporte pneumático:

$$Potência = \dot{m}_{ar}RT \ln(p_1/p_2) \quad (KW) \quad (24)$$

onde:

- \dot{m}_{ar} fluxo mássico de ar (kg/s)
- R constante universal dos gases (0,287 kJ / (Kg K))
- T temperatura absoluta (297K)
- p_1 pressão do ar na entrada do soprador (atm)
- p_2 pressão do ar na saída do soprador (atm)

Sendo que os valores das vazões mássicas de ar máxima e mínimas assim como as diferenças de pressões máxima e mínimas obtidas nos experimentos, estão ilustradas na TAB. 7 e os valores da economia obtida com esta formulação estão ilustradas na TAB. 8.

A equação anterior teve seu desenvolvimento a partir de:

$$W = \int_1^2 p dV = const \int_1^2 \frac{dV}{V} = const \ln(V_2/V_1) = mRT \ln(V_2/V_1) \quad (25)$$

$$W_1^2 = mRT \ln(P_1/P_2) \quad (26)$$

$$p_1 V_1 = p_2 V_2 = pV = const = mRT \quad (27)$$

E MARCUS et. al. (1990, pg43, eq. 2.36) utilizaram a seguinte equação para estimar a potência utilizada no transporte:

$$P = \dot{V} p_{tot} \quad (28)$$

onde:

- P Potência em W
- \dot{V} descarga volumétrica do soprador em Kg/min
- p_{tot} pressão total

Sendo que os valores da pressão total (p_{tot}) foram obtidos através da diferença de pressões de p_1 e p_2 , e a descarga volumétrica do soprador é obtida pela placa de orifício.

Os valores da economia obtida utilizando-se esta formulação estão descritos na TAB. 9.

RPM	$M_{ar(max.)}$ (kg/h)	$P2_{man.max.}$ (Pa)	$M_{ar(min.)}$ (kg/h)	$P2_{man.min.}$ (Pa)
13	121	1062	82	521
16	121	1062	76	463
23	122	1062	75	463
30	120	1062	75	463
40	119	1062	78	521
48	118	1062	85	598
64	116	1062	87	675
110	110	1062	82	753

TABELA 7: Vazões máximas e mínimas da planta de transporte pneumático.

Rotação (rpm)	$Pot_{max.}$ (W)	$Pot_{min.}$ (W)	Economia (%)
13	30,2	10,0	67
16	30,2	8,3	72
23	30,5	8,2	73
30	30,0	8,2	73
40	29,8	9,6	68
48	29,5	12,0	59
64	29,0	13,9	52
110	27,5	14,6	47

TABELA 8: Cálculo da economia segundo TAYLOR (1998).

5.1.13 Resultados

O algoritmo de controle inicial se mostrou eficiente em apenas uma pequena faixa do domínio vazão de areia *versus* vazão de ar, não sendo possível sua utilização em campo. Do ponto de vista acadêmico, este algoritmo pode ser amplamente implementado, com lógicas de controle muito mais sofisticadas que permitam com que o sistema discirna um incremento de pressão como sendo devido à um acúmulo de areia no fundo da tubulação, do aumento de pressão devido à um aumento da vazão mássica de areia.

O algoritmo de controle intermediário se mostrou de alta qualidade do ponto de vista de controle, permitindo um considerável aumento na economia de energia, porém não é totalmente automático.

O algoritmo de controle final teve automação completa do sistema de controle com as qualidades obtidas com o algoritmo de controle intermediário.

Este algoritmo é bem conservador e não trabalha muito próximo à região da velocidade de salto. Um algoritmo melhorado pode ser feito para haver maior economia de energia, desde que a válvula de fornecimento de areia envie um fluxo de areia mais constante.

Rotação (rpm)	$Pot_{max.}$ (W)	$Pot_{min.}$ (W)	Economia (%)
13	33,1	11,0	67
16	33,1	9,8	70
23	33,1	9,8	70
30	33,1	9,8	70
40	33,1	11,0	67
48	33,1	12,6	62
64	33,1	14,2	57
110	33,1	15,9	52

TABELA 9: Cálculo da economia segundo MARCUS et. al. (1990).

6 CONCLUSÕES

O algoritmo final de controle desenvolvido durante o trabalho cumpriu exemplarmente sua função. Para sua utilização em campo, é necessário fazer apenas pequenas mudanças devido à variações dos parâmetros físicos, tais como, pressão, vazão mássica de sólidos e outros.

A fração de areia foi calculada com precisão compatível com a necessidade de transporte de materiais granulados.

A sonda capacitiva construída tem grande precisão, mostrando ser capaz de sentir até pequenas frações de areia, como as usadas no presente trabalho.

O sistema de controle e de transporte pneumático em si foi capaz de simular situações de bloqueio real, imprescindível para o entendimento de tais fenômenos, visto que em escala industrial, se tal fato ocorrer, danos sérios ao sistema podem ser causados.

O ciclone separador cumpriu sua função, apesar da alta granulometria da areia utilizada.

Em termos de economia de energia, tema principal deste trabalho, o sistema de controle conseguiu atingir as metas previstas e até com certa folga, além do fato do algoritmo de controle em estudo ser muito conservador e trabalhar em regiões muito seguras no regime de fase dispersa. Para baixas vazões mássicas de areia, o motor do soprador teve sua rotação mantida bem acima da mínima para manter o escoamento de areia, isto foi feito para que o próprio ventilador do motor tenha velocidade suficiente para refrigerar o mesmo.

Apesar da economia obtida pelo algoritmo, haverá uma perda da vida útil do motor devido às variações de rotação que o motor deverá sofrer para manter a rotação mínima, mas estas variações diminuirão bastante quando for projetada uma válvula de alimentação de areia que forneça um fluxo mássico de areia constante, ou próximo de ser constante.

Neste trabalho, já muito complexo em sua multidisciplinaridade, foi utilizada apenas uma granulometria média de areia. Seria desejável, para efeito de comparação, testar o sistema de transporte pneumático para várias granulometrias de areia, e se possível, para diferentes tipos de materiais, tais como os utilizados nas indústrias que se utilizam do transporte pneumático, como é o caso da indústria da farinha, do cimento, e outros.

A válvula de dosagem de areia (válvula helicoidal) não forneceu uma vazão constante de areia, como esperado, isto se deve ao fato do fuso da mesma ter sido reaproveitado de uma máquina existente anteriormente, e estes fusos não eram uniformes. Porém, é difícil acreditar que mesmo um fuso helicoidal perfeito, possa

gerar um fluxo uniforme de areia, visto a natureza totalmente caótica do material sólido em estudo e da dinâmica da tensão entre o material sólido e a fase gasosa.

O algoritmo de controle inicial visava, através da utilização apenas dos transdutores de pressão, ser um sistema de controle mais robusto, não sendo necessária a obtenção de domínios das variáveis físicas. Conforme já explicado anteriormente, isto não é uma tarefa simples, pois deve ser desenvolvido um algoritmo, que se possível, discirna entre um mínimo local e um mínimo global, talvez somente isto já seja uma teoria para um mestrado na área de métodos numéricos.

Em termos da bancada de testes, ainda pode ser implementado um circuito de retorno da areia para o silo, eliminando o problema de colocar manualmente a areia no mesmo. Também podem ser inseridas seções verticais no circuito.

O soprador existente pode ser substituído por compressores de ar, permitindo assim obter maiores velocidades de escoamento do ar.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ABOUELWAFI, A.; SAMI, M.; KENDALL, E. J. M. (1980), The Use of Capacitance Sensors for Phase Percentage Determination in Multiphase Pipelines, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, Vol. IM-29, No.1, Março.
- [2] AMERICAN SOCIETY FOR MECHANICAL ENGINEERING (1959). Fluid meters: their theory and application. 15 ed. New York. (Report of ASME Research Committee on Fluid Meters).
- [3] FERTIK, H. (1975). Tuning controllers for noisy process. *ISA Trans.*, Vol. 14, No. 4, 292-304.
- [4] GREEN, R. G.; THORN, R. (1998) Sensor systems for lightly loaded pneumatic conveyors, *Powder Technology* 95(1998) 79-92.
- [5] MARCUS, R. D.; LEUNG, L. S.; KLINZING, G. E. e RIZK, F. (1990), *Pneumatic Transport of Solids*.
- [6] MARLIN, T. (1994). Process Control: Designing Process and Control System for Dynamic Performance. McGraw-Hill, New York.
- [7] SAVAGE, B. S.; PFEFFER, R.; ZHAO, Z. M. (1996), Solids transport, separation and classification, *Powder Technology* 88 (1996) 323-333.
- [8] TAYLOR, R. (1998), Specific Energy consumption and particle attrition in pneumatic conveying, *Powder Technology*,95(1998) pg.1-6.
- [9] ZIEGLER, J.; NICHOLS, N. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, Vol. 64, 759-768.

8 APÊNDICE

8.1 Diagramas dos algoritmos de controle do Labview

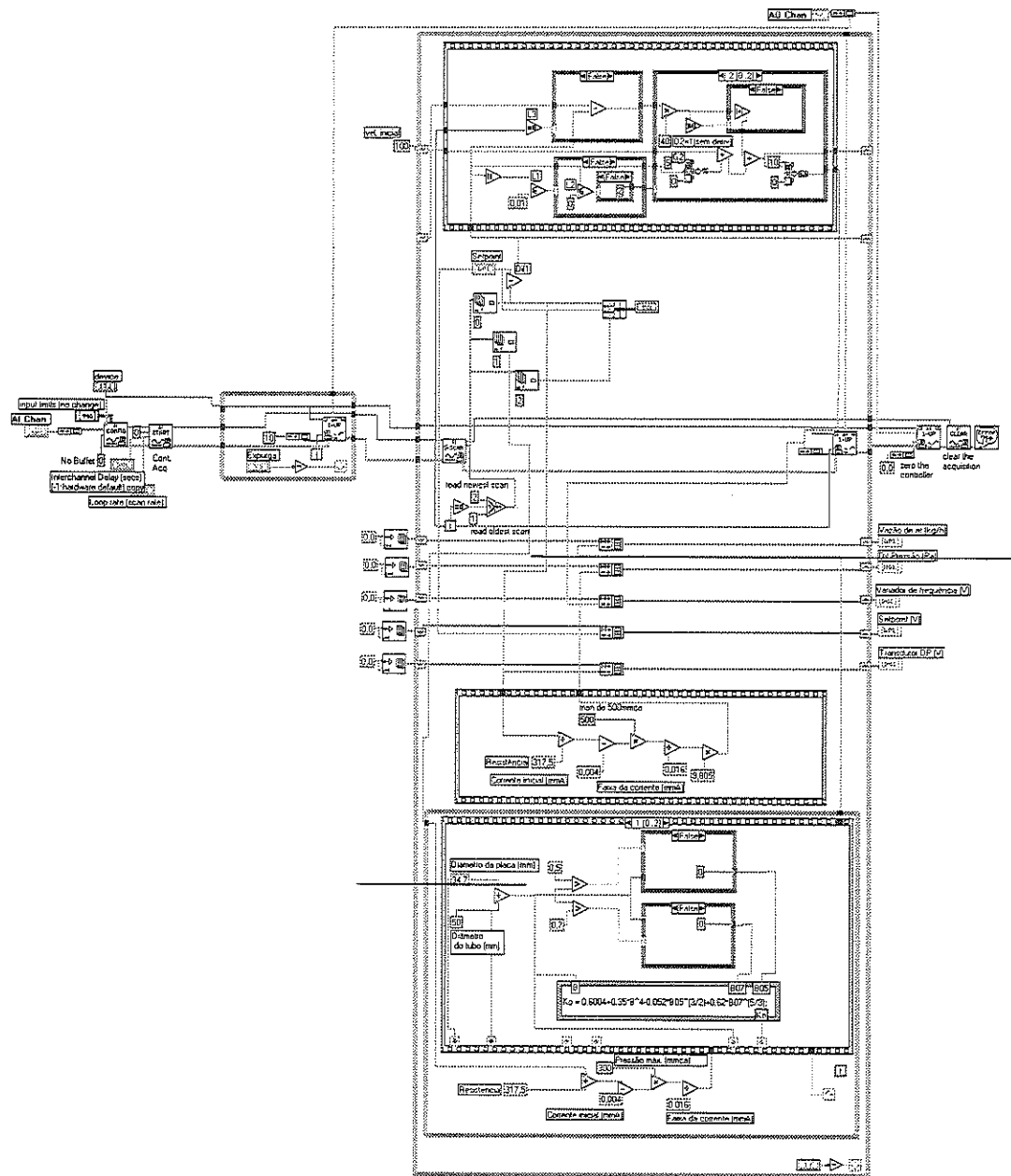


FIGURA 38: Algoritmo de controle inicial.



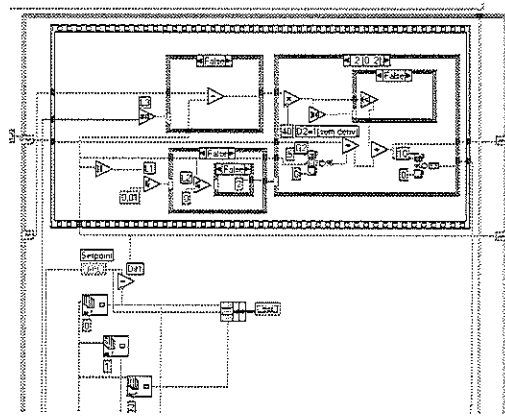


FIGURA 39: Zoom da Fig. 38 focando o algoritmo de controle PD.

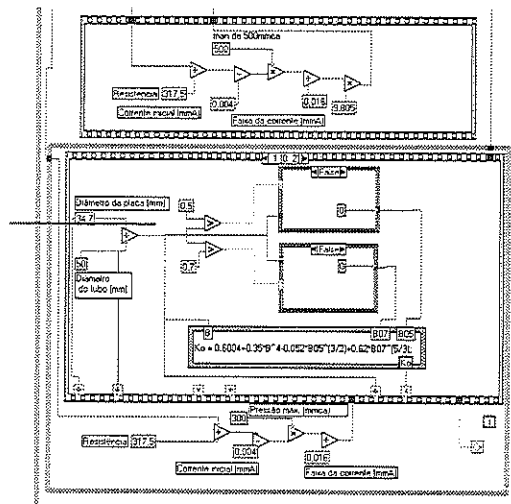


FIGURA 40: Zoom da Fig. 38 focando o modo de cálculo da vazão de ar e da diferença de pressão em Pa (Pascal).

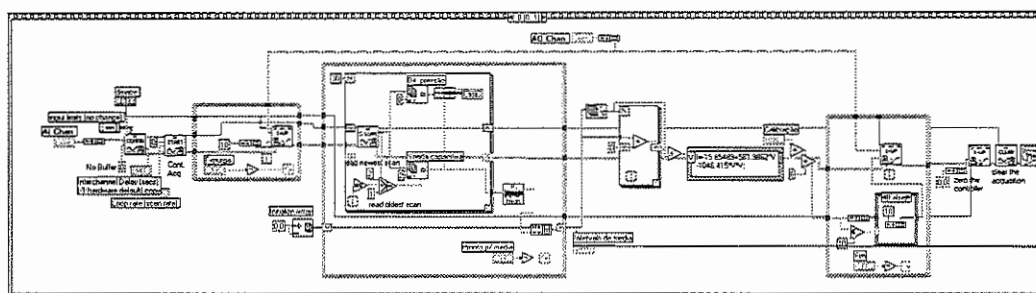


FIGURA 41: Algoritmo de controle intermediário (para um teste apenas).

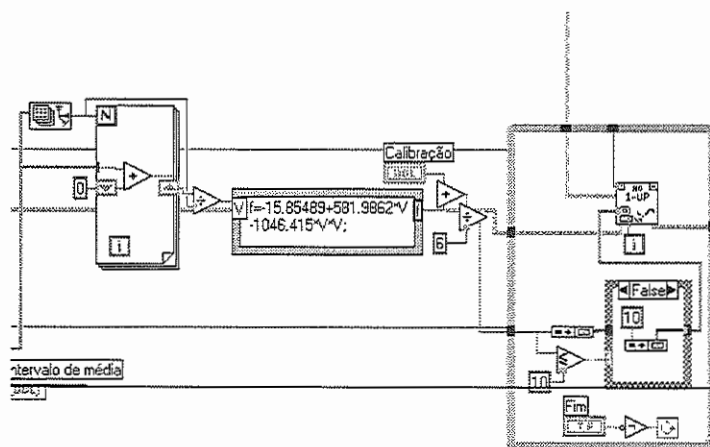


FIGURA 42: Zoom da Fig. 41 mostrando como é feita a ação de controle.

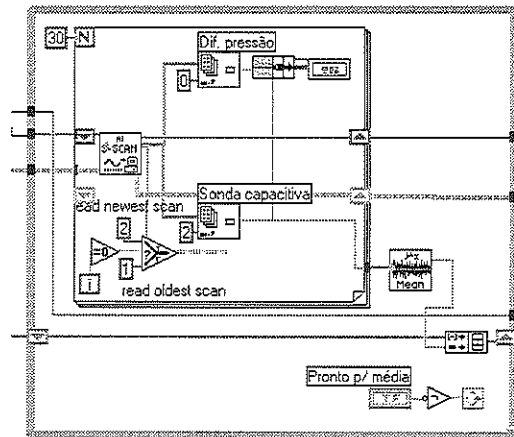


FIGURA 43: Zoom da Fig. 41 focando o modo de cálculo da média do sinal da sonda capacitiva.

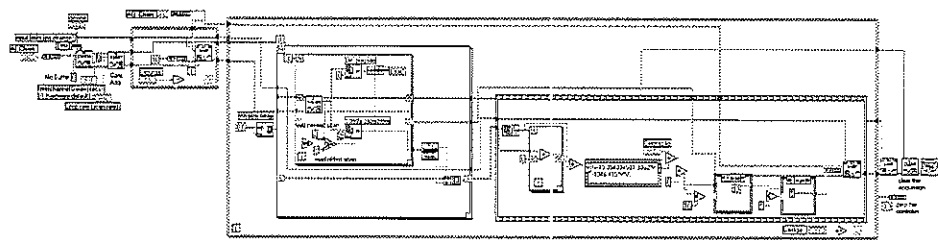


FIGURA 44: Algoritmo de controle final.

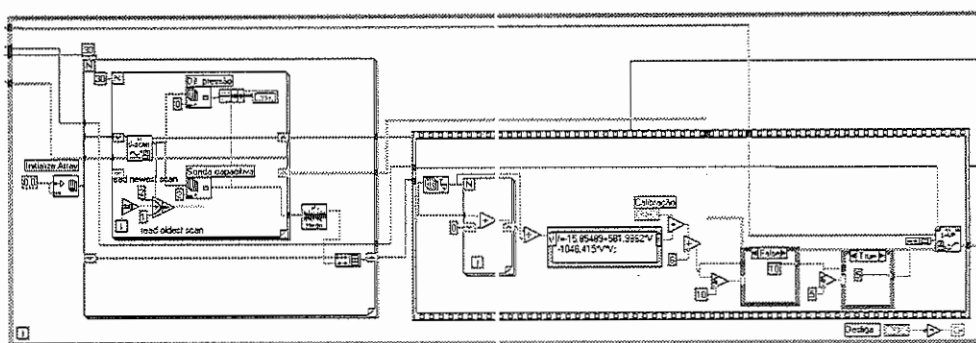


FIGURA 45: Zoom da Fig. 44 focando o modo de cálculo da média do sinal da sonda capacitiva.

8.2 Revisão sobre capacitores

8.2.1 Introdução

Este tópico descreve os princípios básicos de eletricidade que formam o conceito básico de um capacitor, utilizado na construção da sonda capacitivo deste trabalho.

TIPLER (1990) afirma que um capacitor é um dispositivo para armazenar carga elétrica e energia. Quando as placas (condutores) de um capacitor estão ligado aos terminais de uma bateria, há transferência de carga de um condutor para outro, até que a diferença de potencial entre os dois condutores seja igual à diferença de potencial entre os terminais da bateria. A quantidade de carga separada depende da geometria do capacitor e é diretamente proporcional à diferença de potencial V entre os terminais da bateria, conforme a relação:

$$Q = C\Delta V \quad (29)$$

onde C é denominada *capacitância* e depende do tamanho, forma e da configuração geométrica dos condutores.⁶

A unidade SI de capacitância é o coulomb por volt, denominada de *farad* (F).

Como a unidade farad é muito grande, geralmente são utilizados submúltiplos como o microfarad ($1\mu F = 10^{-6} F$) ou o picofarad ($1pF = 10^{-12} F$).

8.2.2 Cálculo da capacitância

Para se calcular a capacitância entre dois condutores quaisquer, obtém-se a diferença de potencial V entre ambos quando um deles tem a carga $+Q$ e o outro a carga $-Q$, a capacitância é dada então por:

$$C = Q/V \quad (30)$$

⁶Em vez de ΔV , a diferença de potencial simplesmente será escrita como V , para simplificação das equações.

No caso de capacitores com placas de geometrias simples, a diferença de potencial pode ser calculada pelo cálculo inicial do campo elétrico pela lei de Gauss ou pela lei de Coulomb, a diferença de potencial é calculada em seguida através da integração do campo elétrico sobre qualquer percurso que ligue os dois condutores.

Por exemplo, para se estimar a capacitância de um capacitor de placas planas e paralelas, leva-se em conta a área da placa, A , a carga numa delas $+Q$ e a carga na outra placa, $-Q$. Cada carga tem uma densidade superficial de carga $\sigma = Q/A$, e o campo elétrico pode ser admitido como quase uniforme entre elas. O campo devido a cada carga tem o módulo $\sigma/(2\epsilon_0)$. Fora dos dois planos estes campos cancelam-se, mas na região entre os planos o campo elétrico vale:

$$E = \frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{Q}{\epsilon_0 A} \quad (31)$$

Este resultado é apenas aproximado em virtude de terem sido desprezados os efeitos nas vizinhanças das bordas. Na prática, as duas placas estão muito próximas uma da outra. Em virtude de o campo ser constante na região entre as placas, a diferença de potencial entre elas é Ed , onde d é a distância que separa uma placa da outra. Então:

$$V = Ed = \frac{Qd}{\epsilon_0 A} \quad (32)$$

A capacitância é então dada por:

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{Q}{Qd/\epsilon_0 A} = \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (33)$$

8.2.3 Combinações de capacitores em paralelo e em série

As placas de capacitores em paralelo estão ligados a um mesmo nó, e portanto estão em um mesmo potencial. Se as capacitâncias dos capacitores forem C_1 e C_2 , as cargas Q_1 e Q_2 armazenadas nas placas serão dadas por

$$Q_1 = C_1 V \quad (34)$$

$$Q_2 = C_2 V \quad (35)$$

A carga total armazenada é

$$Q = Q_1 + Q_2 = C_1 V + C_2 V = (C_1 + C_2) V \quad (36)$$

A capacitância equivalente de dois capacitores em paralelo é definida como a razão entre a carga total armazenada e a diferença de potencial. Então:

$$C_{eq} = C/V = C_1 + C_2 \quad (37)$$

Para dois capacitores ligados em série, haverá um armazenamento de carga Q igual para ambos, então:

$$V = V_1 + V_2 = Q/C_1 + Q/C_2 \quad (38)$$

$$V = Q\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) = Q/C_{eq} \quad (39)$$

Da equação anterior vem:

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (40)$$

8.2.4 Energia eletrostática de um capacitor

Este item é necessário, pois o desempenho de uma sonda capacitiva está intimamente relacionado ao comportamento dinâmico de carregamento e descarga de um capacitor.

Para se carregar um capacitor, é necessário que seja feito um trabalho sobre este, parte deste trabalho fica armazenado como energia potencial eletrostática, e parte do trabalho é dissipado como calor nos fios de ligação e nos próprios componentes do circuito.

Como o importante no estudo do carregamento de um capacitor é a diferença de potencial entre as placas do capacitor, é conveniente escolher o potencial da placa negativa com o valor zero.

O aumento da energia potencial no processo de carga de $q = 0$ até $q = Q_0$ é a energia armazenada no capacitor:

$$U = \int dU = \int_0^{Q_0} \frac{q}{C} dq = \frac{1}{C} \int_0^{Q_0} q dq = \frac{1}{2} \frac{Q_0^2}{C} \quad (41)$$

Usando $C = Q_0/V_0$, podemos escrever a equação que define a energia armazenada em um capacitor de diversos modos:

$$U = \frac{1}{2} \frac{Q_0^2}{C} = \frac{1}{2} Q_0 V_0 = \frac{1}{2} C V_0^2 \quad (42)$$

8.2.5 Dielétricos

Um dielétrico é qualquer material não condutor. A capacitância de um capacitor aumenta quanto mais dielétrico for o material entre as duas placas do capacitor. A inserção de um dielétrico entre as placas de um capacitor aumenta a capacitância deste de um valor K , que é característico do dielétrico e portanto

esta característica é denominada de constante dielétrica.

Uma vez que a diferença de potencial entre as placas de um capacitor de placas planas paralelas é igual ao campo elétrico entre as placas vezes a separação d entre as placas, o efeito do dielétrico é de diminuir o campo elétrico por um fator K . Se um dielétrico for inserido entre as placas de um capacitor, a diferença de potencial diminui para um novo valor: ¹

$$V = \frac{V_0}{K} \quad (43)$$

e a nova capacitância é:

$$C = \frac{Q_0}{V} = \frac{KQ_0}{V_0} = KC_0 \quad (44)$$

Se E_0 for o campo original, sem dielétrico, o novo campo E com o dielétrico se torna:

$$E = \frac{E_0}{K} \quad (45)$$

A presença de um campo elétrico entre as placas de um capacitor tendem a alinhar os dipolos do dielétrico na direção do campo. Se as moléculas do dielétricos forem polares, terão momentos de dipolo permanentes, se as moléculas forem apolares, terão momentos de dipolo induzidos. Em qualquer um dos casos, o campo elétrico adicional gerado pela polarização dos dipolos, tende a enfraquecer o campo original.

O efeito líquido da polarização é o de provocar uma densidade superficial de carga positiva em uma face do dielétrico, e negativa na outra face.

A carga elétrica no dielétrico, denominada *carga ligada*, não tem liberdade de deslocar-se como a carga livre existente nas placas condutoras do capacitor. De acordo com TIPLER (1990), a densidade de carga ligada σ_b está relacionada à densidade de carga livre (nas superfícies das placas do capacitor) σ_f , de acordo com a seguinte equação:

$$\sigma_b = \frac{K - 1}{K} \sigma_f \quad (46)$$

Vê-se que para $K = 1$, $\sigma_b = 0$, ou seja, sem a existência do dielétrico. Além de contribuir para a capacitância, um dielétrico tem duas outras funções num capacitor:

- Fornece um meio mecânico para separar os dois condutores, que devem estar muito próximos, um do outro, a fim de se ter uma grande capacitância.

¹Os índices ₀ indicam os valores antes da inserção do novo dielétrico.

- Aumentar a rigidez dielétrica, visto que a rigidez dielétrica é geralmente maior que a do ar. Quando se tenta obter um campo elétrico de intensidade muito grande sem a utilização de um dielétrico adequado, pode ocorrer do ar ficar ionizado e conduzir a carga elétrica através do mesmo.

Na Tab. 10, tem-se os valores da constante dielétrica e da rigidez dielétrica de alguns materiais.

Substância	Constante dielétrica	Rigidez dielétrica
Água (20C)	80	
Ar	1,00059	3
Baquelite	4,9	24
Mica	5,4	10-100
Neopreno	6,9	12
Óleo de transformador	2,24	12
Papel	3,7	16
Parafina	2,1-2,5	10
Plexiglas	3,4	40
Poliestireno	2,55	24
Porcelana	7	5,7
Vidro(pirex)	5,6	14

TABELA 10: Rigidez e constantes dielétricas de algumas substâncias, conforme TIPLER (1990)

8.3 Alguns métodos alternativos na medição da concentração de sólidos

8.3.1 Introdução

Este tópico ilustrará alguns métodos de medidas de concentração de sólidos existentes na literatura, que não estão diretamente relacionados ao trabalho, mas que podem por outro lado, adicionar um conhecimento para o entendimento de certos mecanismos de medição.

8.3.2 Sensor capacitivo

GREEN et al. (1998) relatam que os sensores capacitivos têm sido usados por muitos anos para monitorar o escoamento de pós secos. Os experimentos têm mostrado que este tipo de sensor é sensível à distribuição do material transportado dentro da seção de medida. A calibração é portanto, dependente do regime de escoamento. O sensor de campo rotativo de Auburn, descritos em MATHUR e KLINZING (1984) ² apud GREEN et al. (1998) representou um

²Mathur, M. P. , Klinzing, G. E.(1984) Flow measurement in pneumatic transport of pulverised coal, *Powder Technology*, 40(1984)309-321.

grande passo na diminuição da sensibilidade do sensor capacitivo à mudanças no regime de escoamento. Tal sensor pode ser visto na Fig. 46. As medições são feitas seqüencialmente pela medida da capacitância entre as placas dos eletrodos *aa*, *bb* e *cc*. A seqüência gira continuamente. O processador de sinais tira a média das três medidas para fornecer a capacitância medida. Um capacitor de referência é usado para minimizar a deriva no sistema de medida.

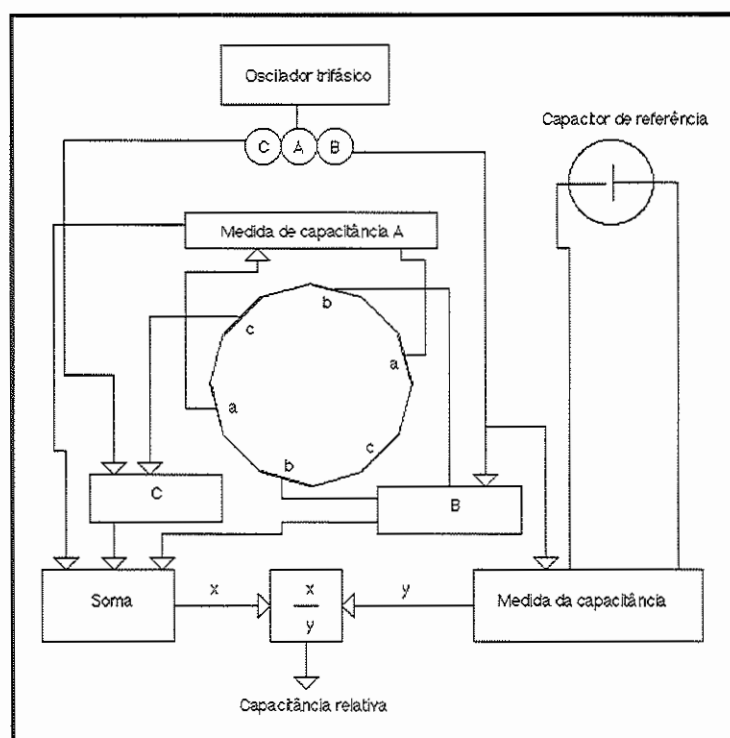


FIGURA 46: Sistema capacitivo de Auburn descritos por MATHUR e KLINZ-ING(1984).

8.3.3 Medidor da velocidade dos sólidos

Correlação cruzada para medidas da velocidade usando sensores capacitivos

Um sistema de medida típico usando o princípio da correlação cruzada é mostrado na Fig. 47. Dois sensores capacitivos estão montados dentro do tubo de escoamento, separados axialmente aproximadamente por dois diâmetros de tubo. O sinal de saída de cada sensor capacitivo é proporcional à concentração de sólidos passando pelo sensor. Devido à natureza randômica do escoamento de sólidos, os sinais de saída dos sensores variam continuamente, resultando em variações de voltagem no tempo. A diferença de tempo entre os sinais de saída dos dois sensores pode ser obtida através do cálculo da função de correlação cruzada

dos dados de saída (Fig. 47). O tempo de transito do escoamento entre os dois sensores é obtido pela determinação do atraso de tempo no qual a correlação cruzada é máxima. Uma vez que a distância entre os sensores é conhecida, a velocidade dos sólidos pode ser calculada.

GREEN et al. (1998) dizem que o princípio de correlação cruzada deveria fornecer uma medida absoluta da velocidade uma vez que ela está baseada na medida da distância e do tempo. Entretanto, ocorrem problemas, pois a separação não pode ser definida facilmente, porque ela é função do volume de medida dos sensores capacitivos. Também, devido ao fato deste volume de medida ser finito, o diagrama de correlação resultante tem um pico plano, que introduz um erro na determinação de sua posição real. Um outro problema surge na tentativa de definir exatamente qual velocidade está sendo medida, porque os perfis de concentração e velocidade geralmente irão modificar a leitura do sensor. Geralmente, alguma forma de calibração é requerida para determinar o fator de medida para a medida de velocidade. Entretanto, a correlação de capacitância fornece um método robusto para a velocidade a ser medida.

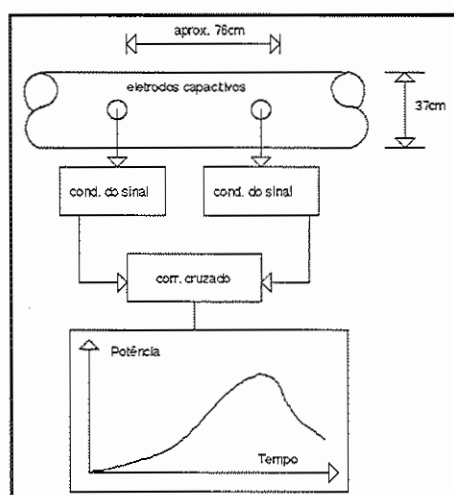


FIGURA 47: Correlação cruzada dos sinais capacitivos para a velocidade de sólidos.

8.3.4 Medidas tomográficas

Como descrito por GREEN et al. (1998), os sistemas de tomografia capacitiva (Fig. 48), consistem-se de um conjunto de eletrodos, usualmente entre um número de oito a doze, que podem ser usados para determinar a mudança da permissividade em um volume de medida. As medidas são geralmente feitas entre pares de eletrodos usando um sistema de varredura que, para um sistema de oito placas, faz 28 medidas separadas para obter o conjunto de dados. Este conjunto de dados é processado dentro de uma seção transversal. Imagens em tempo real podem ser

obtidas em uma velocidade típica de 50 imagens por segundo, segundo HUANG e PLASKOWSKI (1989).

O grande volume de dados do sistema requer um sofisticado sistema de aquisição, ilustrado na Fig. 49 e poderosos processadores. Uma limitação do método capacitivo está na não linearidade do campo de medida, com baixa sensibilidade no centro do transportador e baixa resolução devido à existência de somente oito eletrodos. A baixa resolução e a razão ruído/sinal associada do transdutor significa que a capacitância tomográfica pode geralmente ser usada com concentrações máximas de sólidos de aproximadamente 10%.

É difícil estimar o desempenho de um sistema de medição capacitiva. Variáveis tais como a resolução espacial dependem de muitos fatores, e não são facilmente determinados teoricamente. XIE et al. (1994) apud GREEN et al. (1998)³ investigaram experimentalmente a resolução de ambos os sistemas de capacitância tomográfica de oito e doze eletrodos. Eles demonstraram que para um objeto de permissividade 2,5 em um tubo vazio, o menor tamanho que o sistema poderia medir era de 0,2% (da seção transversal) quando o objeto estivesse perto da parede do tubo e de 2% quando o objeto estivesse mais próximo do centro do tubo.

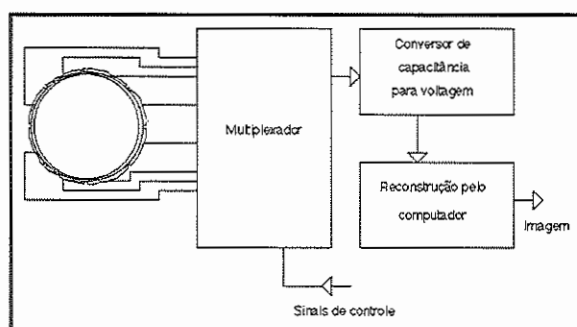


FIGURA 48: Sistema de tomografia capacitiva.

³C. G. Xie, S. M. Huang, C. P. Lenn, A. L. Stott, M. S. Beck, Experimental evaluation of capacitance tomographic flow imaging systems using physical models. IEE Proc. Circuits Devices Syst., 141 (5) (1994) 357-368.

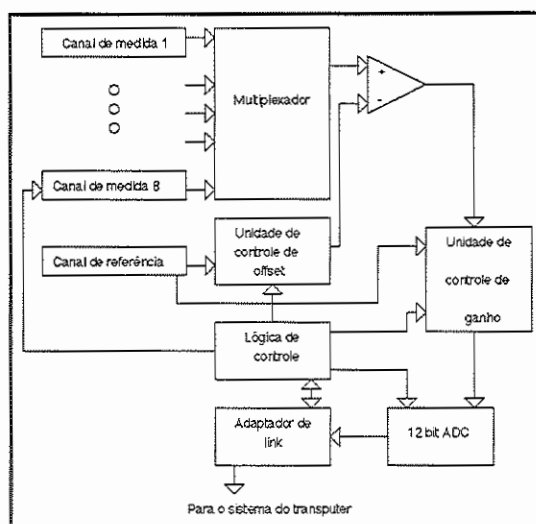


FIGURA 49: Eletrônica do sistema de tomografia capacitiva.

8.4 Outros métodos de medição da concentração usando sondas capacitivas

8.4.1 O método da ressonância

Esta técnica consiste em adicionar-se uma indutância conhecida (L) em paralelo à sonda capacitiva, e excitar o conjunto em sua frequência de ressonância (ω_r), conforme indicado na Fig. 50. As capacitâncias parasitas C_{s1} e C_{s2} são curto-circuitadas pela fonte de tensão e pelo medidor de corrente, não influenciando, portanto, na medição. A capacitância do meio bifásico (C_x) pode ser determinada pela relação:

$$LC_x = 1/\omega_r^2 \quad (47)$$

Apesar de preciso, este método é de difícil implementação em linha, isto é, na medida contínua da capacitância do escoamento, por estar baseado na frequência de ressonância que também é dependente de C_x . O método da ressonância presta-se melhor para medições estáticas e pode ainda ser adaptado à materiais com grandes perdas de resistividade.

8.4.2 O método da oscilação

Neste método a capacitância do meio bifásico C_x modula a frequência de um oscilador RC ou LC, conforme indicado na Fig. 51. O sistema RC é, provavelmente, o mais empregado para pequenas capacitâncias. A falta de imunidade às capacitâncias parasitas e a pouca estabilidade, impedem que se obtenha resoluções melhores que 0,01 pF. De forma análoga, o método LC possui algumas destas desvantagens como, por exemplo, a sensibilidade a efeitos parasíticos capacitivos. Porém, com o emprego desta metodologia, pode-se atingir resoluções

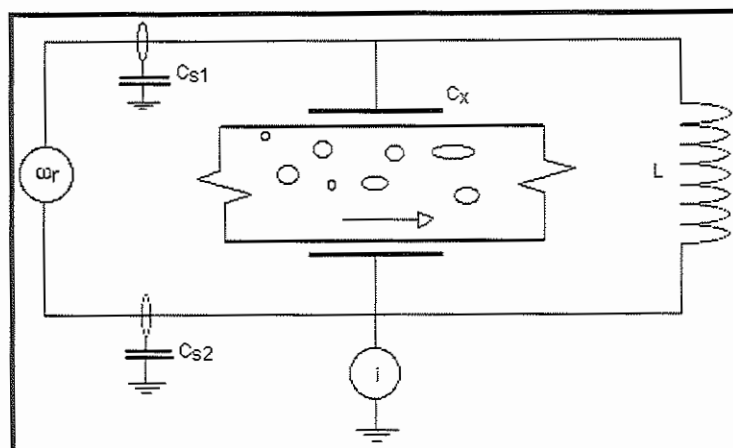


FIGURA 50: Diagrama esquemático da implementação do método da ressonância.

excepcionalmente altas, contrabalançando seus aspectos negativos e viabilizando seu uso em medições em tempo real.

Na maioria das aplicações práticas, o oscilador LC pode ser implementado de forma a produzir freqüências na faixa de 10^2 e 10^5 kHz. A variação da freqüência em função da capacitância C_x é dada pela expressão:

$$\Delta\omega = -\frac{\omega_o}{2(C_x + C_s)} \Delta C_x \quad (48)$$

onde C_s representa a capacitância global em paralelo com C_x e ω_o a freqüência da portadora.

Uma implementação particularmente interessante desta técnica é a de GREEN & CUNLIFFE (1983), onde um sinal de referência é adicionado ao sinal produzido pelo sensor básico e, posteriormente, filtrado por um filtro passa-baixa para se determinar a diferença entre as freqüências da portadora e a de referência. Esta variante do método LC permite medir flutuações de capacitâncias na faixa de 1 a 10^3 kHz (banda passante típica de escoamentos bifásicos) com resoluções da ordem de 10^{-5} pF.

8.4.3 O método da transferência de cargas

Neste método, a capacitância C_x do meio bifásico a ser determinada é carregada por meio da aplicação de uma tensão conhecida $+V_c$ e em seguida, descarregada através de um transdutor de cargas, conforme indicado na Fig. 52. Este ciclo de carregamento e descarga é repetido seqüencialmente por um controlador de um sinal digital de freqüência programável (clock). O transdutor de carga é geralmente construído com um amplificador operacional associado a um capacitor de

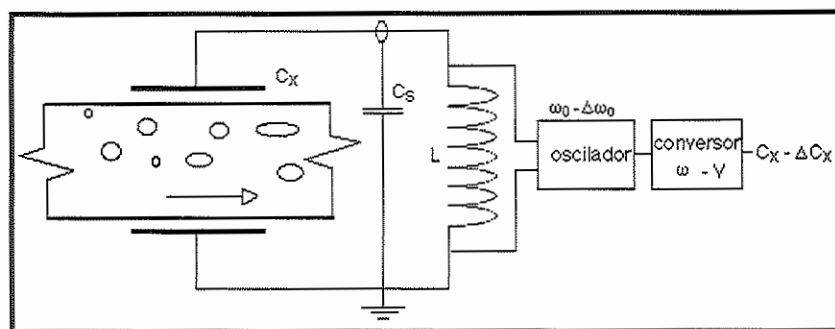


FIGURA 51: Diagrama esquemático da implementação do método da oscilação.

desacoplamento $C_D (C_D \gg C_x)$, cuja função é a de absorver pulsos rápidos de corrente, além de assegurar a estabilidade do zero na entrada do amplificador.

Existem diversas implementações deste princípio, por exemplo em HUANG et al. (1988). Num ciclo típico de operação, quando o sinal do clock está no nível 1, a chave S_1 é fechada de forma a conectar o eletrodo B ao terra. Após um breve intervalo τ , a chave S_2 é fechada, carregando-se assim os eletrodos A e B, isto é C_x , proporcionalmente à tensão V_c . Os capacitores parasitas C_{s1} , C_{p2} e C_{p4} são igualmente carregados, ao passo que C_{s2} , C_{p1} e C_{p3} são curto-circuitados por S_1 . Quando o sinal do clock vai ao nível 0, ambas as chaves S_1 e S_2 são abertas imediatamente antes que S_3 seja fechada para conectar C_x ao transdutor de cargas. Após um pequeno atraso τ , S_4 é fechada para que se descarreguem C_x , bem como C_{s1} , C_{p2} e C_{p4} . A ação de S_1 no período anterior garante que a corrente de descarga no transdutor provenha unicamente de C_x , anulando portanto os efeitos capacitivos parasitas. O ciclo de acionamento das chaves é descrito na Fig. 53.

Nestas circunstâncias, os pulsos de corrente após serem filtrados no transdutor, são convertidos em uma tensão de corrente contínua, dada por:

$$V_0 = \frac{\omega R_f V_c C_x}{2\pi} \quad (49)$$

A partir do circuito básico da Fig. 52, é possível construir versões mais complexas de maneira a melhorar seu desempenho. É o caso da configuração diferencial (HUANG et al., 1988), onde uma capacitância padrão montada num circuito análogo é utilizada como referência na determinação de C_x . Entre as vantagens desta configuração, podem ser citadas a baixa deriva do zero pelo uso de amplificadores duais (tipicamente $0,01 \text{ pF}/10^\circ\text{C}$) e a grande sensibilidade e linearidade.

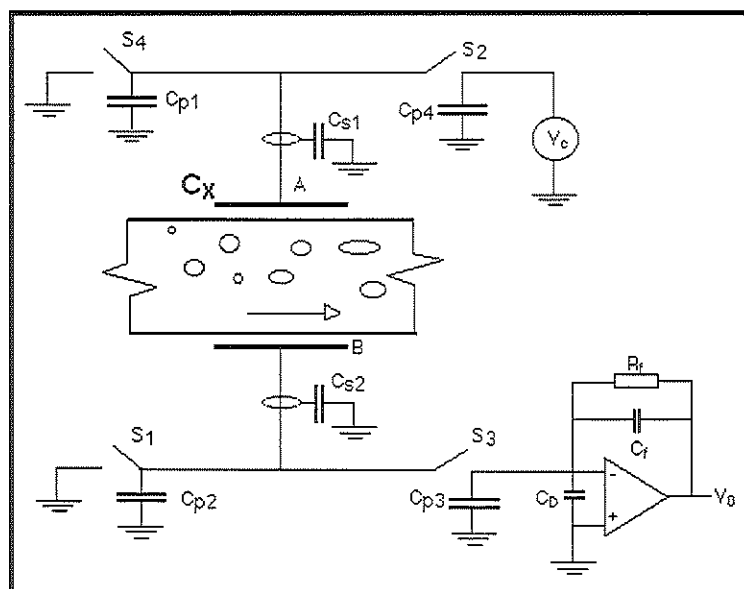


FIGURA 52: Diagrama esquemático da implementação do método da transferência de cargas.

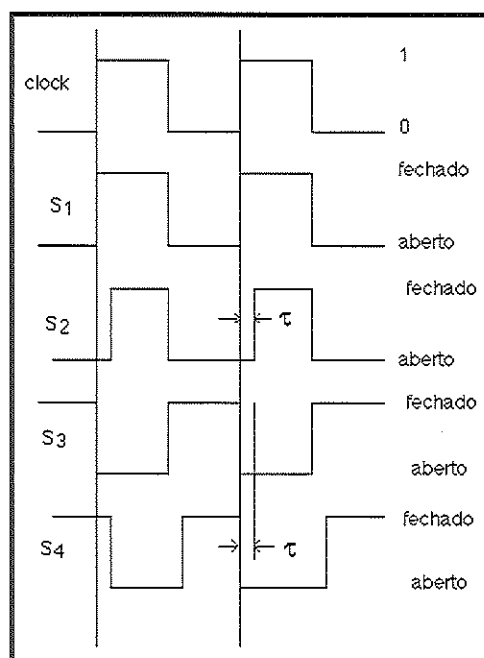


FIGURA 53: Esquema de chaveamento referente ao circuito da figura 52.

8.5 Parâmetros utilizados na descrição de um sistema de controle

8.5.1 Introdução

Neste capítulo serão abordados os parâmetros que descrevem a dinâmica de um do controle de um determinado sistema de controle industrial.

BECKWITH et al.(1993) enumera os quatro parâmetros básicos que devem ser levados em conta na especificação de um sistema de controle, pois tal sistema responde à uma determinada entrada de acordo com os seguintes fatores:

- Amplitude da resposta
- Resposta em frequência
- Resposta em fase
- Razão de subida

8.5.2 Amplitude de resposta

Seria ideal que todos os equipamentos eletrônicos respondessem linearmente em todas as faixas de amplitudes, porém tal não ocorre e muitos equipamentos trabalham linearmente apenas em uma larga faixa de amplitudes, por exemplo, para um amplificador, o ganho geralmente é constante até um determinado valor de entrada, a partir de entradas altas, o ganho não é mais proporcional, havendo uma saturação do amplificador.

8.5.3 Resposta em frequência

Em sistemas comuns, a resposta é levemente dependente da frequência, para exemplificar isto, tome como exemplo, um determinado sistema. Se a 100 Hz uma determinada entrada no sistema resulta numa resposta do equipamento de 4V, para a mesma entrada (amplitude) a resposta a 500 Hz deveria ter a mesma amplitude. Isto geralmente não acontece, porque os equipamentos são dependentes da frequência, o que é um fator indesejável seja nos sistemas mecânicos ou nos elétricos.

8.5.4 Resposta em fase

A resposta em fase também é dependente da frequência, portanto, uma curva composta de harmônicos, por exemplo, terá seus harmônicos defasados se a mudança de fase variar muito com a frequência, visto que os harmônicos estão em frequências diferentes.

8.5.5 Razão de subida

O tempo de subida para uma determinada entrada é o tempo para a resposta atingir de 0 a 90% da resposta final (convenção). Quanto menor for este tempo, mais rápida será a resposta. O tempo de subida também pode ser relacionado com o atraso da resposta.

A razão de subida é definida como a máxima razão de mudança que um sistema pode gerar, por exemplo, para um sistema elétrico, a razão de subida seria expressa em de/dt ou volts por unidade de tempo. Quanto maior a razão de subida, melhor a resposta do sistema para uma certa entrada, ou seja, em menos tempo a saída se tornará igual à resposta final à uma determinada entrada.

8.6 Sistema de aquisição de dados

8.6.1 Introdução

Neste tópico, serão descritos os fatores que influenciam a tomada de uma boa aquisição de dados, tal como os diversos ruídos existentes.

8.6.2 Aquisição e blindagem dos cabos

É de grande importância na aquisição de dados, a forma com que ele são medidos. Pode-se ter um sistema com medida diferencial, que conforme NATINST (1992), nota de aplicação técnica da National Instruments, é o sistema de medida mais robusto, por que ele rejeita erros induzidos por correntes de fuga no terra, como também ruídos interferentes do meio. Também é dito por NATINST (1992) que as configurações com saída única, fornecem canais de medidas duas vezes maior mas que somente devem ser utilizadas se a magnitude dos erros induzidos forem menor que a precisão dos dados. As conexões de única entrada somente podem ser usadas se todos os sinais de entrada cumprirem os seguintes itens:

- Os sinais de entrada são de alto nível (maior que 1V).
- O comprimento do cabo de medição é curto e atravessa ambientes livres de ruídos ou o cabo é apropriadamente blindado.
- Todos os sinais de entrada podem compartilhar de um sinal de referência comum na fonte.

As diversas interferências de ruídos que podem afetar a leitura de um sinal de um determinado sistema estão ilustradas na Fig. 54.

8.7 Tipos de ruídos

8.7.1 Introdução

Para projetar corretamente uma sonda capacitiva, certos fatores devem ser levados em conta, o mais importante deles é o isolamento dos ruídos do circuito,

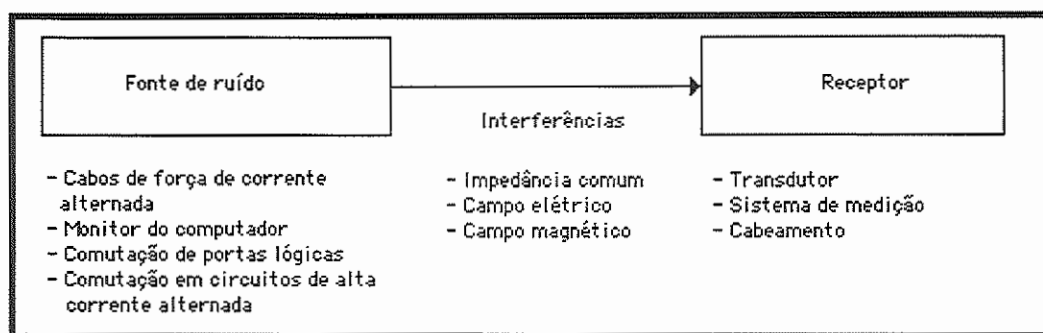


FIGURA 54: Ruídos que podem interferir em uma boa aquisição de dados.

da estabilidade mecânica (para sensores de deslocamento), e de fatores externos como campos elétricos ou eletromagnéticos. Os principais ruídos que afetam os sinais de aquisição foram descritos por BAXTER(1997) como sendo: ruído térmico, ruído de tiro, ruído 1/f, ruído pipoca e interferente.

8.7.2 Ruído térmico

O ruído térmico é um ruído de faixa larga, tendo uma energia que é uma função somente da medida da largura de faixa e não da frequência de medição. Ele é gerado somente por componentes resistivos, reatâncias não geram ruído térmico. Ele é causado pelo movimento de excitação térmica das partículas, e desaparece à temperatura de zero absoluto. O ruído térmico gerado por resistores segue uma equação simples, o ruído térmico gerado por semicondutores podem também ser previsto pelo entendimento mais complexo dos processos de semicondução. Para simplificação de análise, todos os efeitos de ruídos de semicondutores são dados como uma voltagem de entrada equivalente e como fontes de ruído de corrente.

8.7.3 Ruído de tiro

O ruído de tiro é devido simplesmente ao fato de que a corrente elétrica através da junção de um semicondutor é quantizada pela carga do elétron, e o tempo de chegada do elétron tem uma distribuição gaussiana. O ruído de tiro é gerado em qualquer instante em que o fluxo de elétrons é aberto por uma válvula que deixa a carga passar de uma vez, tal como a emissão de um elétron por um cátodo de tubo a vácuo ou um portador em um transistor caindo através do potencial da barreira (queda de potencial através de uma junção pn). Os condutores e resistores não geram ruído de tiro, pois uma fração da carga da barreira podem ser transmitidos por estes instrumentos. O ruído de tiro é caracterizado pela equação:

$$I_s = \sqrt{2qI\Delta f} \quad (50)$$

onde:

$q = 1,6010^{-19}$	carga do elétron
Δf	faixa de frequências da medição
I	corrente DC através da junção

8.7.4 Ruído 1/f

Ambos os resistores e semicondutores tem um componente de ruído de baixa frequência o qual varia aproximadamente conforme $1/f$. Este ruído é produzido por uma variedade de mecanismos dependentes do processo e é caracterizado empiricamente.

8.7.5 Ruído pipoca

O ruído pipoca é encontrado apenas em semicondutores, nos bipolares e FET, e produz pequenos e abruptos degraus na voltagem de saída com uma razão de repetição baixa e randômica. O ruído pipoca foi nomeado pelos usuários iniciais de amplificadores operacionais de amplificadores de audio. Eles observaram um nível de ruído baixo na saída de áudio que parecia com pipocas estourando. O ruído pipoca está associado à defeitos no cristal semiconductor e tem diminuído nos últimos anos com o fabricação de materiais semicondutores de maior pureza. Ele é uma mudança brusca entre dois extremos na corrente de polarização do semiconductor. O nível de variação do ruído pipoca pode ser de 5-20 vezes o nível de variação do ruído do tipo gaussiano. O ruído pipoca está deixando de ser um problema atualmente devido aos novos tipos de amplificadores fabricados com maior grau de pureza.

8.7.6 Interferente

A interferência em circuitos é a acoplagem indevida de voltagens de outros circuitos para o sensor amplificador. Sinais lógicos digitais são inimigos particulares, pois a interferência de um número de sinais digitais podem parecer no osciloscópio como ruídos randômicos, e os sinais podem estar dentro da faixa de frequências do amplificador do sensor capacitivo. A interferência é muito mais fácil de se lidar para sinais de sensores capacitivos de alta impedâncias do que para sensores indutivos de baixa impedâncias, pois o campo elétrico é geralmente atenuado pela blindagem condutiva, enquanto blindagens de baixas impedâncias devem além disso ter uma atenuação do campo magnético.

Tais tipos de ruídos estão presentes na maior parte dos componentes eletrônicos, BAXTER(1997) afirma ainda que dos ruídos mencionados acima, o ruído térmico é o mais difícil de ser atenuado.

8.8 Ruído do resistor

8.8.1 Introdução

Mesmo não havendo correntes passando por resistores, os mesmos produzem um ruído térmico (Johnson). A corrente contínua passando através de um resistor produz um componente de ruído adicional de baixa frequência com um espectro aproximado de $1/f$, ou seja, inversamente proporcional à frequência, chamado de ruído de excesso. O ruído de excesso muda consideravelmente com o tamanho do resistor e o método construtivo. A raiz quadrada da média de tal ruído está associada aos ruídos: térmico, de excesso e de tiro.

8.8.2 Ruído térmico

$$e_t = \sqrt{4kTR(f_2 - f_1)} \quad V \text{ rms} \quad (51)$$

onde:

$k = 1.38 \times 10^{-23}$	constante de Boltzmann, J/K
$T = 273 + ^\circ C$	temperatura absoluta, K ($4kT$ a $25^\circ C = 1.64 \times 10^{-20}$)
f_1	ponto a 3dB abaixo, Hz
f_2	ponto a 3dB acima, Hz
R	resistência, Ω

8.8.3 Ruído de excesso

$$e_x = C_F V_r \sqrt{\log \frac{f_2}{f_1}} \quad V \text{ rms} \quad (52)$$

onde:

V_r	voltagem através do resistor
C_F	fator do ruído de excesso, empírico

Estas equações assumem que um filtro retangular de passa faixa é usado com uma frequência superior de 3dB de f_1 e uma frequência de 3dB inferior de f_2 . Por exemplo, para uma temperatura de $25^\circ C$, com uma resistência de $1M\Omega$, uma voltagem através do resistor de $V_r = 1V$, e as frequências de 3dB de passa faixa de 10kHz e 20kHz, o ruído do resistor é:

$$e_t = 12.8 \times 10^{-6} \quad \text{ruído térmico} \quad (53)$$

$$e_x = 3.01 \times 10^{-8} \quad \text{ruído de excesso} \quad (54)$$

8.8.4 Ruído de tiro

O ruído de tiro aparecerá em um circuito somente se houver no mesmo um resistor, mas se um diodo ou uma uma junção de um semiconductor estão em série, a componente gaussiana do ruído de tiro será adicionada, conforme a transferência de corrente através de um potencial é quantizada pela carga de elétrons. Para um alto valor da resistência, a contribuição do ruído de tiro é insignificante, para um resistor de $1M\Omega$, o ruído de tiro será menor que $60 \cdot 10^{-12}$. O ruído de excesso é gaussiano e tem um espectro de ruído que cai com uma frequência de:

$$e_x = \frac{K_f}{f^\alpha} \quad (55)$$

onde α está usualmente na faixa de 0.8 – 1.4 para semicondutores, FISH(1994, p.85) ⁴ apud BAXTER(1997) e 0.8 – 1.2 para resistores. Com $\alpha = 1$, o valor rms do ruído de excesso medido na faixa de frequências entre 1Hz e 10Hz é igual ao ruído de excesso medido na faixa de frequências entre 10Hz e 100Hz. Uma vez que o ruído de excesso é proporcional ao número de décadas da faixa de frequências medidas e é independente de onde o espectro da faixa de frequências é medida, ele é especificado como microvolts por volt em uma década. Se a faixa de frequências do circuito não é de uma década, o ruído é calculado como

$$e_t' = e_t \sqrt{\frac{\log f_2 f_1}{\log(10)}} \quad (56)$$

PHILIPS (1992, *Precision MELF SMD Resistors*, p.106)⁵ apud BAXTER (1997) mostra curvas de ruído de excesso para dois tamanhos de resistores de superfície. O tamanho menor, 0805, tem um ruído de excesso de $0.5\mu V/V$ em uma década para um valor de $100k\Omega$; o tamanho maior, 1406, mostra um valor de $0.15\mu V/V$ para as mesmas condições. Esta referência também mostra um aumento do ruído de excesso com a resistência. O ruído de excesso aumenta proporcionalmente com a raiz quadrada da resistência para valores abaixo de $500k\Omega$ e como $R^{0.75}$ para valores acima de $500k\Omega$. O ruído para um resistor 1406 de $5M\Omega$ para uma frequência de uma década, desta referência, é de $2\mu V/V$. Para este resistor,

- ruído térmico = $28\mu V$
- ruído de excesso = $10\mu V$

O desempenho do ruído de excesso de todos os métodos construtivos piora para valores de altas resistências e de pequenos tamanhos.

Resumindo, para se diminuir o ruído de tiro de amplificadores de sensores capacitivos, é necessário projetar o circuito de entrada de forma que os resistores de altos valores não tenham quedas de voltagem. Isto não é difícil se são utilizados amplificadores operacionais de baixa corrente ou se são utilizados FETs.

⁴FISH, P. J. (1994), *Electronic Noise and Low Noise Design*. New York: McGraw-Hill

⁵PHILIPS COMPONENTS(1992), *Precision MELF SMD Resistors, Series 9B*. Surface Mount Device Catalog, p. 106

8.9 Ruído em FET (field-effect transistor)

O ruído de um transistor tem três componentes:

- O ruído de excesso é um problema para frequências abaixo de 10Hz-10kHz. Ele segue uma característica próxima de $1/f$.
- O ruído térmico é independente da frequência e é definido como o ruído na voltagem obtida em uma faixa de frequência de 1Hz. Ele aumenta conforme a raiz quadrada da faixa de frequências, e é causado pelo ruído térmico da resistência do canal do FET.
- O ruído de tiro é independente da frequência assim como o ruído térmico.

O ruído total está caracterizado pela Fig. 55:

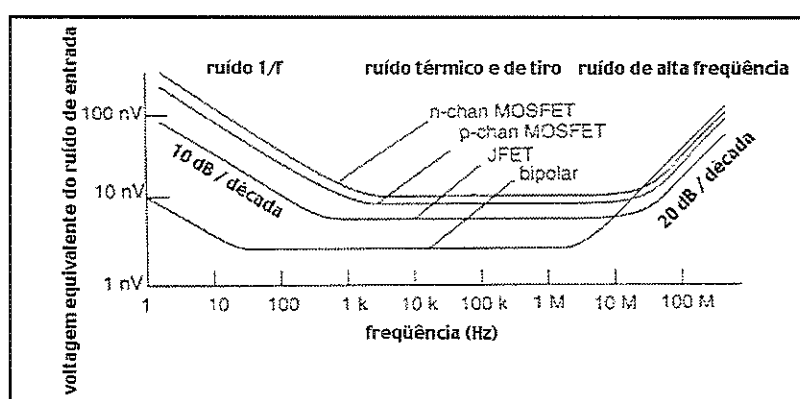


FIGURA 55: Ruído do transistor, BAXTER(1997)

Estas curvas estão muito próximas; transistores individuais podem gerar ruídos 10 vezes maiores do que os mostrados pela Fig. 55.

GaAs FETs não estão ilustrados, mas não são úteis para sensores capacitivos pois eles tem um ruído de canto $1/f$ muito alto, da ordem de 1MHz-10MHz.

O ruído da corrente é de 3-5 vezes maior em transistores bipolares do que em JFETs ou MOSFETs, tornando-os inaceitáveis para sensores de alta impedância, eles são mostrados somente para comparação. Os ruídos dos transistores podem ser separados em ruídos de voltagem e ruídos de corrente, e estes componentes comportam ruídos com características diferentes em relação às frequências para transistores FET, MOTCHENBACHER (1993) ⁶ apud BAXTER (1997), Fig. 56.

⁶MOTCHENBACHER, C. D. (1973), *Low-Noise Electronic Design*. New York: John Wiley

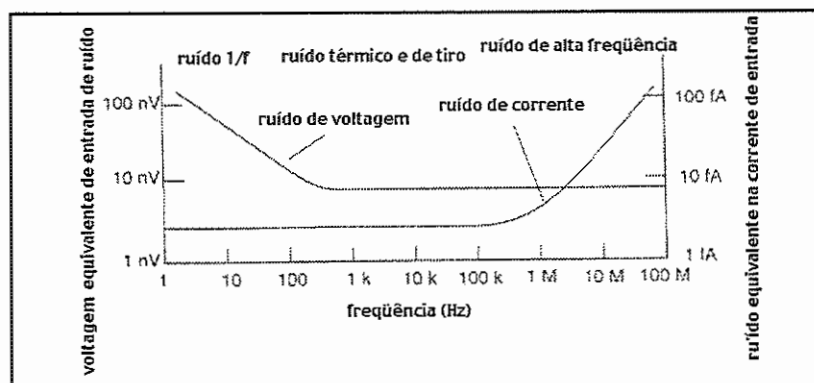


FIGURA 56: Ruído FET, BAXTER(1997)

8.10 Blindagem

Sensores capacitivos geralmente trabalham com uma capacitância do sensor de 1pF ou menos. A blindagem das placas do sensor contra campos externos é necessário para um bom desempenho do mesmo. Embora um demodulador sincronizado possa rejeitar sinais interferentes, a sensibilidade do circuito de entrada pode ser tão alta que sinais fora da faixa de frequência podem saturar o amplificador de entrada. A blindagem geralmente pode atenuar ambos os campos elétricos e magnéticos, mas por causa da alta impedância de entrada dos sensores capacitivos, os campos elétricos são consideravelmente mais importantes. Um campo magnético que acopla um sinal interferente ao circuito pode afetar os sensores do circuito; mas para circuitos de placas de PC sensíveis, os condutores podem ser pareados e enrolados para evitar malhas. A efetividade do campo elétrico (S) é medida em dB pela relação:

$$S = 20 \log\left(\frac{E_1}{E_2}\right) \quad (57)$$

onde E_1 é o campo incidente e E_2 é o campo atenuado dentro da blindagem. Uma blindagem condutiva com espessura d atenua o campo elétrico pela absorção A e pela reflexão R . A distância que o campo penetra dentro do escudo é medida pela profundidade de pele δ , e a absorção de uma blindagem de espessura d é calculada como $8.69 \frac{d}{\delta}$. Então ele aumenta por 8.69dB com cada incremento na espessura da profundidade de pele. A efetividade total da blindagem é a soma desta absorção e da atenuação devido à reflexão; quando uma blindagem plana está próxima à fonte de radiação, a efetividade da blindagem é:

$$S = A + R = 8.69 \frac{d}{\delta} + 322 - 10 \log\left[f^3 r^2 \frac{\mu_r}{\sigma_r}\right] \quad (58)$$

onde

d espessura, m

δ profundidade de pele, m

f freqüência, Hz

μ_r permeabilidade relativa da blindagem em relação ao vácuo

σ_r condutividade relativa da blindagem em relação ao cobre

A Fig. 57 ilustra os componentes de atenuação da blindagem em função da freqüência:

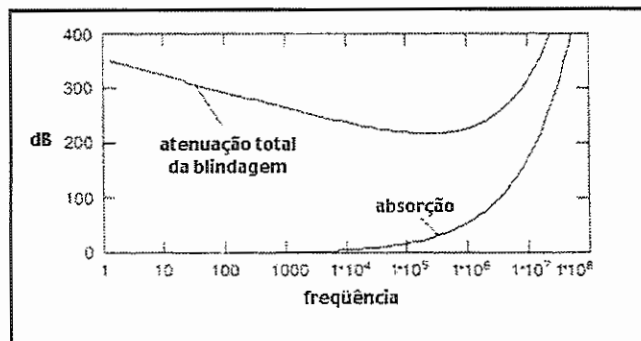


FIGURA 57: Atenuação da blindagem vs. a freqüência, BAXTER(1997)

Como a efetividade da blindagem é somente um pouco menor com qualquer material condutivo, o projeto de uma blindagem se reduz tendo-se certeza de que o sensor está completamente fechado com a blindagem. Se uma abertura for necessária, é preferível se fazer um tubo ou canal do que cortar a blindagem.

8.11 Aterramento

A redução do ruído e a utilização de transistores de baixo ruído podem ser inutilizados por um mal esquema de aterramento.

8.11.1 Terra ideal

BAXTER (1997) relata que um mal terra é contaminado por gradientes de voltagem causados por correntes de retorno do circuito analógico ou de circuitos digitais próximos, um bom terra deve estar todo ao mesmo potencial. A interferências de sinais do mesmo circuito pode causar uma alta freqüência de oscilação, baixa freqüência de oscilação, ou histerese, enquanto que a interferência de um circuito digital pode ser parecido como um ruído tipo impulso repetitivo em circuitos digitais simples ou ruídos gaussianos em circuitos digitais mais complexos.

À primeira vista, um ruído digital devido à interferência (crosstalk) pode estar indiscernível do ruído gaussiano do pré-amplificador, mas o ruído digital

pode ser identificado conforme ele aumenta com a frequência até numa razão de 6dB/oitava. Este pico de alta frequência é porque o ruído digital geralmente acopla através da impedância reativa do terra ou um acoplamento reativo capacitivo; cada um destes mecanismos de acoplamento resultam em um formato espectral de 6dB / oitava. O ruído digital é o maior gerador de problemas para circuitos de baixo nível (baixa voltagem). O acoplamento capacitivo é facilmente evitado por separação, blindagem ou proteção, mas a redução do acoplamento do terra é mais difícil.

Existem três meios de estabelecer um terra equipotencial: impedância zero, fluxo de corrente zero e conexão dos terras.

8.11.2 Impedância zero

Em qualquer circuito real, existe uma condução de corrente nas conexões do terra, a redução da impedância nas conexões do terra aumentao desempenho do sensor. Para sensores capacitivos, que são muito mais sensíveis a campos elétricos do que sensores magnéticos, um plano de terra contínuo de baixo dos circuitos pré-amplificadores é o melhor meio a ser utilizado. Para sinais de baixas frequências, digamos 20kHz, a resistência do plano é importante, mas a altas frequências, o efeito de pele é predominante e qualquer espessura acima de 0.03mm é adequada para abaixar a impedância.

8.11.3 Fluxo de corrente nulo

Um fluxo de corrente nulo pode ser obtido desde que todos os caminhos dos sinais se unam em nós de impedância infinita. Isto irá garantir que nenhuma corrente circule no terra, e o terra será ideal. Isto pode ser obtido aproximadamente pelo uso de nós de sinais de alta impedância, mas esta técnica falha a altas frequências onde as linhas de transmissão precisam ser apropriadamente conectadas para uma integridade de sinal boa. Pode ocorrer que alguns carregamentos tenham baixa impedância, e o fornecimento de uma alta impedância de recepção para cada carregamento, irá aumentar a complexidade do circuito.

8.11.4 Conexões corretas

Mesmo que um fluxo de corrente nulo não puder ser obtido, um projeto adequado do circuito pode garantir que nenhuma corrente flua no circuito do terra de baixo nível, ou se isto ocorrer, a corrente será conduzida pelas conexões de impedância nula. Isto é demonstrado primeiro pela análise de uma conexão pobre.

8.12 Exemplo de melhoria de projeto

A Fig. 59 ilustra um sistema de aquisição, este circuito viola todas as regras:

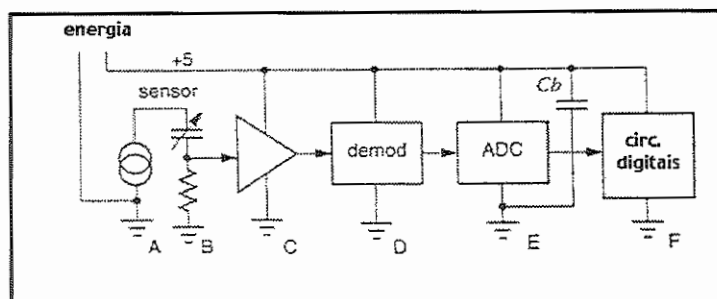


FIGURA 58: Má conexão do terra, BAXTER(1997)

Nenhuma instrução para um layout do tipo PC estão incluídas; o pior caso de conexão de terra PC, um simples traço conectando os terras de A a F pode resultar em:

- Suprimento de corrente para todos os retornos dos circuito pela conexão ABC. Uma queda de voltagem igual à resistência do terra entre A e C vezes a corrente da fonte geradora é adicionada ao sensor de voltagem.
- Uma corrente digital de potência através do capacitor de desvio C_b flui através do terra ADC.

Circuito analógicos usam potências digitais de ruído.

Uma conexão melhor que esta está mostrada na figura abaixo:

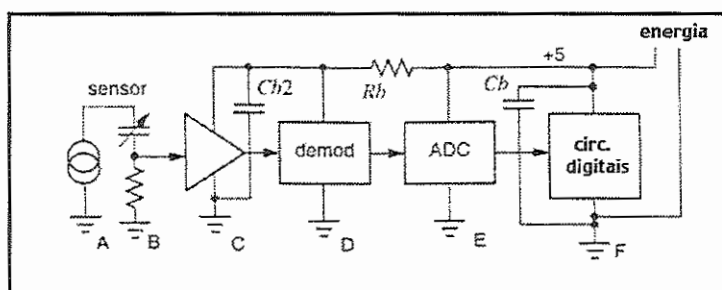


FIGURA 59: Conexão do terra melhorada, BAXTER(1997)

Este circuito é consideravelmente melhor. Nenhuma corrente flui através das conexões ABC que diminuiriam o desempenho analógico de baixo nível exceto suprimentos de potência que retornam destes circuitos. O ruído digital com +5 de voltagem foi filtrado pelo $R_b - C_{b2}$ e C_b agora mantém o suprimento de potência digital de corrente dentro de um pequena malha. A conexão do terra é ambígua, entretanto, e deverá ser formalizada de forma que o layout da placa do PC seja determinístico.

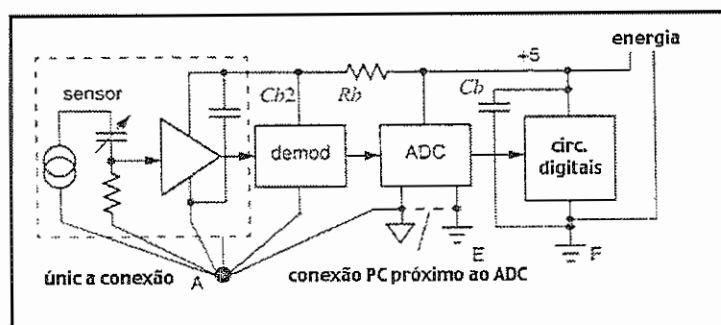


FIGURA 60: A melhor conexão do terra, BAXTER(1997)

O melhor projeto é o ilustrado pela FIG. 60.

Aqui as conexões do terra não são ambíguas, um símbolo de terra analógico é adicionado de forma que o processo de layout do PC é forçado a manter os terras analógicos e digitais separados, um único nó de terra é usado para os circuitos analógicos e uma única conexão entre os terras analógico e digital é especificado. Uma blindagem aterrada é conectada ao nó do terra analógico.

8.13 Dicas sobre circuitos de aquisição, conforme Natinst

Os cabos que conectam os transdutores de pressão às placas de aquisição, são blindados para evitar ruídos advindos principalmente do variador de frequência. Eles estão conectados a um terra comum, para evitar corrente de fuga em terra.

8.13.1 Ruído de interferência condutiva

Este tipo de ruído ocorre por que os cabos condutores têm uma impedância finita. Ele pode ser eliminado ou minimizado através da quebra dos circuitos de corrente de fuga de terra ou através de terras dos circuitos de alta corrente e baixa corrente separados.

8.13.2 Interferência capacitiva e indutiva

Estes tipos de ruídos advêm da violação de suposições como: todo o campo elétrico está confinado dentro do interior dos capacitores e de que todo o campo magnético está confinado no interior de indutores.

A interferência capacitiva é diretamente proporcional à frequência e à amplitude da fonte de ruído e à impedância do circuito receptor. Portanto, a interferência capacitiva pode ser reduzida pela redução da voltagem da fonte de ruído e pela frequência ou reduzindo a impedância do circuito do sinal. A interferência capacitiva também pode ser reduzida através da utilização de uma blindagem capacitiva, como regra geral, um metal condutivo não próximo da trajetória do

sinal não pode ter uma voltagem flutuante ou se possível tem que estar localizado a uma maior distância possível da trajetória do sinal, devido ao aumento da interferência do ruído.

8.13.3 Interferência indutiva

A interferência indutiva ocorre devido aos campos magnéticos, que variam com o tempo, próximos ao circuito do sinal a ser medido. Esta interferência pode ser reduzida aumentando-se a distância da fonte de ruído do circuito captador do sinal ou através da redução da área do mesmo, pois com isso a área de acoplamento entre os dois circuitos é diminuída. Reduzir a corrente ou a frequência desta corrente no circuito fonte do ruído também diminui a interferência do mesmo no circuito do sinal.

A blindagem contra campos magnéticos de baixa frequência não é tão fácil como a blindagem contra campos elétricos. A efetividade da blindagem magnética depende do tipo de material, sua permeabilidade, sua espessura e a frequência envolvida. Devido a sua alta permeabilidade, o aço é muito mais efetivo que o alumínio e o cobre. Em altas frequências, entretanto, o alumínio e o cobre podem ser usados. A blindagem magnética destes materiais (cobre e alumínio) são muito ineficientes a baixas frequências, tais como as das linhas de transmissão (60Hz). Através de cabos duplos trançados, pode-se diminuir os erros induzidos, e também a área do mesmo, diminuindo o efeito de ruídos do tipo magnético.

8.13.4 Interferência radioativa

A interferência de rádio ou de estações de televisão geralmente não interferem em sistemas de medidas na faixa de baixas frequências (menores que 100 kHz), mas as altas frequências podem ser retificadas e introduzidas em circuitos de baixa frequência por um processo denominado *retificação de áudio*. Este processo resulta de junções não lineares que agem nos circuitos integrados como retificadores. Filtros passa-baixa passivos nos terminais dos cabos longos do receptor podem reduzir a retificação de áudio e portanto, o ruído no sistema.

O terminal de um computador é uma fonte de interferência de campos elétrico e magnético próximos a circuitos sensíveis.

8.13.5 Fontes de ruído diversas

Uma atenção deve ser dada em circuitos de baixo nível de energia, erros de medida podem ocorrer se junções de materiais diferentes forem feitas, neste caso, a fiação estaria agindo como um termopar através das junções dos diferentes materiais. Estes tipos de erros (termopares) não são do tipo interferente, mas eles podem causar um offset na medição dos sinais.

8.13.6 Sistemas balanceados

A razão de rejeição de modo comum (CMRR) é mínima em um sistema de medida do tipo diferencial, pois ele satisfaz os três seguintes critérios:

- A fonte está balanceada - ambos os terminais da fonte tem igual impedância em relação ao terra.
- O cabo está balanceado - ambos os condutores têm a mesma impedância em relação ao terra.
- O receptor está balanceado - ambos os terminais de medida têm a mesma impedância em relação ao terra.

A tomada de capacitância é minimizada em um circuito balanceado pois a indução de ruído no sinal é a mesma em ambos os condutores devido à suas impedâncias serem iguais em relação ao terra e à fonte de ruído.

8.13.7 Características de um bom cabeamento

Os cabos tipo tiras que são fornecidos com um condutor em cada pino no conector de I/O para a placa de aquisição de dados deve somente ser utilizado em fontes de sinais de baixas impedâncias usando uma configuração de entrada diferencial até uma distância de aproximadamente 0,5m. Se um cabeamento diferente deste for necessário, as seguintes regras podem ajudar no isolamento dos ruídos externos:

- Os cabos que conduzem o sinal não devem estar próximos a cabos de corrente alternada.
- As linhas de sinal devem ser blindadas de campos magnéticos causados por motores elétricos, equipamentos de solda, transformadores através de conduites de metais especiais.
- Forneça um retorno diferente para cada sinal.
- Para entradas de sinais analógicos, os fios com blindagem dupla para cada par de entrada analógica fornece os melhores resultados, desde que a configuração de entrada diferencial seja usada. Este tipo de cabo é útil até uma faixa de frequências não maior que 100 kHz. O cabo coaxial, por sua vez, tem uma menor impedância e uma impedância característica mais uniforme, sendo preferido para circuitos com sinais com frequências maiores que 100 kHz.

9 REF. BIBLIOGRÁFICAS DO APÊNDICE

- [1] BAXTER, L. K. (1997), *Capacitive Sensors, Design and Applications*, IEEE Press.
- [2] BECKWITH, T. G.; MARANGONI, R. D. ; LIENHARD, J. H. (1993) *Mechanical Measurements*. 5. ed. Massachusetts, Addison-Wesley Publishing Company.
- [3] GREEN, R. G.; THORN,R. (1998) Sensor systems for lightly loaded pneumatic conveyors, *Powder Technology* 95(1998) 79-92.
- [4] HUANG, S. M.; PLASKOWSKI, A.; XIE, C. G. and BECK, M. S., Tomographic imaging of two-component flow using capacitance sensoors., *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 22(1989)173-177.
- [5] HUANG, S. M.; STOTT, A. L.; GREEN, R. G. and BECK, M. S., Electronic transducers for industrial measurement of low value capacitances, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 21 (1988) 242-250.
- [6] SHAH, S. J., Application Note 025, *Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals*, 1992.