



Universidade Federal da Paraíba  
Centro de Ciências e Tecnologia  
Coordenação dos Cursos de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications  
Département Communications et Electronique

**Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda**

## Considerações sobre Circuitos Mistos Reconfiguráveis para Medição

Tese submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II e à Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, France, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica

Área de Concentração : Processamento da Informação  
Spécialité : Electronique et Communications

Orientadores: Gurdip Singh Deep, Ph.D. - UFPB  
Directeurs de Thèse : Jean-François Naviner, Dr. - ENST  
Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr. - UFPB

Campina Grande, Paraíba, Brasil  
20 de Novembro de 2000



C369c Catunda, Sebastian Yuri Cavalcanti  
Consideracoes sobre circuitos mistos reconfiguraveis  
para medicao / Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda. - Campina  
Grande, 2000.

135 f. : il.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade  
Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Sistemas de Medicao 2. Instrumentacao Inteligente 3.  
Circuitos Programaveis 4. Tese I. Deep, Gurdip Singh, Dr.  
II. Naviner, Jean-Francois, Dr. III. Freire, Raimundo  
Carlos Silverio, Dr. IV. Universidade Federal da Paraiba -  
Campina Grande (PB) V. Titulo

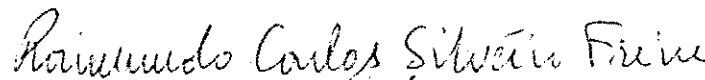
CDU 621.3.08(043)

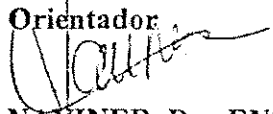
**CONSIDERAÇÕES SOBRE CIRCUITOS MISTOS RECONFIGURÁVEIS  
PARA MEDIÇÃO**

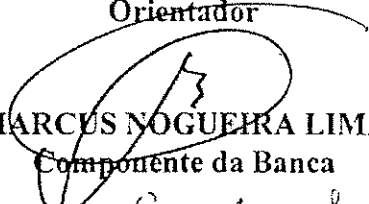
**SEBASTIAN YURI CAVALCANTI CATUNDA**


Tese Aprovada em 20.12.2000

  
**GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB**  
Orientador

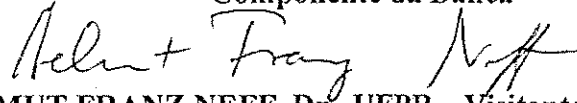
  
**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFPB**  
Orientador


  
**JEAN-FRANÇOIS NAVINER, Dr., ENST-França**  
Orientador

  
**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB**  
Componente da Banca

  
**CARLOS GALUP MONTORO, Dr., UFSC**  
Componente da Banca

**LUIGI CARRO, Dr., UFPB**  
Componente da Banca

  
**HELMUT FRANZ NEFF, Dr., UFPB – Visitante CAPES/DAAD**  
Componente da Comissão

  
**PATRICK LOUMEAU, ENST-França**  
Componente da Comissão

CAMPINA GRANDE - PB  
Dezembro - 2000

# Dedicatória

---

À memória de meu pai, Tomaz  
Timbó Catunda, que gostaria de ter visto  
esse trabalho realizado

## Agradecimentos

---

Aos professores orientadores Gurdip Singh Deep, Raimundo Carlos Silvério Freire e Jean-François Naviner pela orientação durante esse trabalho.

A minha mãe Paula Frassinetti Feitosa Cavalcanti e a Adrianus Cornelius van Haandel pelo apoio.

Aos amigos Cassio Moreira Neli e Amauri de Oliveira e aos professores Jacky Porte e Hervet Petit por diversas discussões sobre alguns assuntos do trabalho de tese.

Aos demais amigos Béatrice Garcia, Elizabeth de Lira Mendes, Marcelo Varela, Danilo Batista, Luiz Gonzales, Hassan Aboushady, François le Moing, Rafael Spinelli, Chico Ferraz, Paula Soares, Robson de Lima, sem esquecer dos outros, que tornaram minha estadia em Paris mais agradável.

Aos colegas da ENST Elisabeth, Fabio, Hector, Tony, Walid, Bilal, Ke pela convivência diária.

Aos amigos de Campina Grande, professores do LIEC e a Ângela da COPELE pelo apoio.

Aos professores Luigi Carro, Carlos Galup Montoro e Patrick Loumeau pela participação como examinadores.

Ao programa CAPES/COFECUB e ao CNPq pelo apoio financeiro em forma de bolsas de estudo e passagens.

# Apresentação

---

Esse trabalho teve início na Universidade Federal da Paraíba (UFPB) em março de 1997, sob a orientação em co-tutela dos professores Gurdip Singh Deep e Raimundo Carlos Silvério Freire da Universidade Federal da Paraíba (UFPB) e do professor Jean-François Naviner da Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) - Paris, França, dentro do acordo CAPES-COFECUB nº 231/97 firmado entre a UFPB e ENST. Ele foi realizado em duas partes:

A primeira parte foi realizada na UFPB e consistiu no estudo e levantamento do problema e na proposta de uma arquitetura, ainda de forma superficial, de um circuito integrado misto que seja reconfigurável para aplicação de medições com sensores para medição de grandezas ambientais.

A segunda parte desse trabalho foi realizada na ENST - Paris. Nessa instituição foi especificado uma modelo e arquitetura de um sistema misto reconfigurável de medição. Estudou-se alguns dos blocos funcionais desse sistema, seu efeito na qualidade final de medição, e procedimentos para dimensionamento destes. Foram estudadas técnicas de concepção de circuito integrados analógicos e foi realizado um protótipo de um circuito de condicionamento programável para prover um ganho e um ajuste de nível cc ao sinal elétrico de saída de sensores para medição.

## Resumo

---

Circuitos reconfiguráveis para aplicações específicas possibilitam o seu ajuste após a fabricação para que possam se adequar a uma determinada aplicação, dentro de uma determinada faixa de aplicações. Esses circuitos ganham em generalidade mas podem perder em desempenho quando comparados com outros circuitos projetados para servir apenas a uma aplicação específica.

Neste trabalho, apresentam-se considerações sobre circuitos mistos reconfiguráveis para medição. Esses circuitos permitem sua configuração para atender a uma aplicação dentro de uma faixa de aplicações de medição, nas quais podem ser utilizados sensores com características diferentes e diversos modos de medição. Faz-se uma análise da influência da utilização destes circuitos na qualidade final de medição, que é o principal parâmetro de desempenho do circuito. Propõem-se procedimentos para configuração dos diversos blocos funcionais desse sistema de forma a se obter as especificações desejadas de projeto, tais como resolução, velocidade, faixa de medição.

De forma a validar o estudo teórico desenvolvido, um circuito integrado foi realizado colocando em prática uma das técnicas propostas.

## Résumé

---

Les circuits reconfigurables pour applications spécifiques peuvent être programmés après fabrication pour servir à une application donnée, parmi une classe d'applications définies. Ces circuits sont plus génériques, mais leurs performances sont plus modestes que celles obtenus par des circuits dédiés.

Dans cette thèse, nous présentons quelques considérations sur les circuits mixtes reconfigurables pour les applications de mesure. Ces circuits peuvent être configurés pour servir à une classe d'applications de mesure, lesquelles peuvent utiliser plusieurs types de capteurs ayant des caractéristiques différentes et plusieurs modes d'opération. Nous analysons l'effet de l'utilisation de ces circuits sur la qualité finale de mesure, critère principal de la performance du circuit utilisé. Nous étudions notamment l'effet de la quantification, de la programmation du gain et du niveau cc sur la qualité de mesure.

Nous proposons des procédures pour la configuration des blocs fonctionnels de ces circuits de façon à obtenir les spécifications souhaitées de projet, comme résolution, vitesse, bande de mesure, etc.

Afin de valider l'étude théorique effectuée, un circuit intégré mettant en œuvre quelques-unes des techniques proposées a été réalisé.



## Abstract

---

Application specific reconfigurable circuits can be tuned after fabrication for adjustment to a particular application, among a defined classes of applications. These circuits are more generic but they can lose performance when compared to other circuits designed to be used for a single application.

In this work, considerations about reconfigurable mixed-signal circuits for measurement applications are presented. These circuits allows their configuration to be adjusted for a measurement application, among a defined class of applications which may use sensors with different output signals characteristics and in several measurement modes of operation. An analysis of the effects on the final measurement quality, as the main performance parameter, when using those circuits is presented. Procedures defining how the configuration can be carried out for the circuit's functional blocs in order to attain the final desired measurement specifications, as resolution, time constants and range of measurement, are also discussed.

In order to validate the developed theoretical study and to put in practice one of the proposed techniques, an integrated circuit was designed and fabricated.

# Sumário

---

LISTA DE FIGURAS	XI
LISTA DE TABELAS	XVI
LISTA DE SÍMBOLOS	XVII
LISTA DE ACRÔNIMOS E DEFINIÇÕES DE TERMOS	XX
RÉSUMÉ ÉTENDU	XXII
<b>CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1. ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	4
<b>CAPÍTULO 2 DEFINIÇÕES INICIAIS</b>	<b>6</b>
2.1. MODOS DE MEDIÇÃO	6
2.2. CLASSIFICAÇÃO DOS SENSORES	7
2.2.1. <i>Necessidade de estímulo</i> .....	7
2.2.2. <i>Interdependência</i> .....	8
2.2.3. <i>Linearidade</i> .....	8
2.2.4. <i>Outras</i> .....	8

2.3.	CLASSIFICAÇÃO DAS GRANDEZAS	9
2.4.	INTEGRAÇÃO E PARTIÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO	13
<b>CAPÍTULO 3 INFLUÊNCIA DA QUANTIZAÇÃO NA QUALIDADE DE MEDIÇÃO</b>		<b>15</b>
3.1.	INTRODUÇÃO	15
3.2.	ANÁLISE DA QUANTIZAÇÃO NUM SISTEMA DE MEDIÇÃO DIGITAL	16
3.2.1.	<i>Faixa de variação das grandezas e dos sinais elétricos</i>	18
3.2.2.	<i>Análise da propagação do erro de quantização</i>	19
3.2.3.	<i>Representação das variáveis em escalas diferentes</i>	21
3.2.4.	<i>Determinação da resolução do conversor A/D</i>	23
3.3.	CASOS PRÁTICOS DE ESTUDO	23
3.3.1.	<i>Medição da temperatura utilizando um termistor</i>	24
3.3.2.	<i>Medição de pH</i>	28
3.3.3.	<i>Medição de concentração de oxigênio dissolvido</i>	31
3.4.	CONCLUSÕES	34
<b>CAPÍTULO 4 PROGRAMAÇÃO DE GANHO E AJUSTE DE NÍVEL CC</b>		<b>35</b>
4.1.	INTRODUÇÃO	35
4.2.	DEFINIÇÕES INICIAIS	36
4.2.1.	<i>Cálculo do valor do sinal condicionado</i>	39
4.2.2.	<i>Cálculo do sinal útil</i>	39
4.2.3.	<i>Perda de resolução</i>	40
4.2.4.	<i>Perda de faixa de medição</i>	40
4.3.	CÁLCULO DAS RESOLUÇÕES USADAS NA PROGRAMACÃO	41
4.3.1.	<i>Resolução de programação do ganho</i>	42
4.3.2.	<i>Resolução de programação do ajuste cc</i>	42
4.4.	RESOLUÇÃO DE PROGRAMAÇÃO PARA DOIS OU MAIS ESTÁGIOS DE AJUSTE	44
4.4.1.	<i>Resolução de programação do ganho para dois ou mais estágios</i>	45
4.4.2.	<i>Resolução de programação para dois ou mais estágios de ajuste cc</i>	47
4.5.	EXEMPLO DE APLICAÇÃO	50

4.6. CONCLUSÕES	53
<b>CAPÍTULO 5 RECONSTRUÇÃO DOS VALORES DE MEDIÇÃO</b>	<b>54</b>
5.1. INTRODUÇÃO	54
5.2. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	56
5.2.1 <i>Faixa de variação dos sinais quantizados</i> .....	59
5.3. CÁLCULO DA TABELA DE EQUIVALÊNCIA	59
5.3.1 <i>Algoritmo de busca</i> .....	62
5.3.2 <i>Reconstrução dos valores de compensação da grandeza de interferência</i> .....	64
5.3.3 <i>Resolução dos valores da tabela de equivalência</i> .....	65
5.4. EXEMPLO PRÁTICO	65
5.5. CONCLUSÕES	69
<b>CAPÍTULO 6 SISTEMA DE MEDIÇÃO REALIMENTADA</b>	<b>70</b>
6.1. INTRODUÇÃO	70
6.2. DEFINIÇÕES	72
6.3. PROCEDIMENTO DE MEDIÇÃO	74
6.3.1 <i>Considerações sobre o bloco de controle</i> .....	75
6.3.2 <i>Exemplo de controlador</i> .....	75
6.3.3 <i>Reconstrução da variável de interesse</i> .....	76
6.3.4 <i>Exemplo de reconstrução da variável de interesse</i> .....	77
6.4. CONSIDERAÇÕES SOBRE O MÉTODO DA OPOSIÇÃO	79
6.5. EXEMPLOS DE APLICAÇÃO	81
6.5.1 <i>Estimação da TCO em sistemas de lodo ativado</i> .....	81
6.5.2 <i>Radiômetro solar</i> .....	85
6.6. CONCLUSÕES	88
<b>CAPÍTULO 7 CIRCUITOS RECONFIGURÁVEIS DE MEDIÇÃO</b>	<b>89</b>
7.1. SISTEMA DE MEDIÇÃO RECONFIGURÁVEL	89
7.1.1 <i>Subsistema analógico de medição</i> .....	90
7.1.2 <i>Subsistema digital de medição</i> .....	92

7.2. CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS SOBRE CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO PARA MEDIÇÃO	94
7.2.1. <i>Limitações de circuitos a capacitores chaveados</i> .....	95
7.2.2. <i>Modelização dos erros no condicionamento do sinal</i> .....	100
7.2.3. <i>Aferição do circuito de condicionamento</i> .....	102
7.3. PROJETO DE UM CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO PROGRAMÁVEL	103
7.3.1. <i>Descrição no nível funcional</i> .....	104
7.3.2. <i>Resultados de simulação</i> .....	112
7.3.3. <i>Conclusões a respeito do circuito</i> .....	117
<b>CAPÍTULO 8 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS</b>	<b>119</b>
8.1. CONCLUSÕES	119
8.2. PERSPECTIVAS FUTURAS	120
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>122</b>
<b>APÊNDICE A CIRCUITOS ANALÓGICOS BÁSICOS</b>	<b>127</b>
A.1. AMPLIFICADOR OPERACIONAL UNIPOLAR 1X	127
A.2. AMPLIFICADOR OPERACIONAL UNIPOLAR 16X	129
A.3. AMPLIFICADOR OPERACIONAL DIFERENCIAL 16X	131
A.4. CIRCUITO DE REALIMENTAÇÃO DE MODO COMUM	133
A.5. CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO	133
A.6. CIRCUITO DE DETECÇÃO DE SATURAÇÃO POSITIVA	134
A.7. CIRCUITO DE DETECÇÃO DE SATURAÇÃO NEGATIVA	135
<b>APÊNDICE B LEIAUTE DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO</b>	<b>136</b>

## Lista de Figuras

---

Figura 2.1. Possibilidades de integração e partição para sensores inteligentes .....	14
Figura 3.1. Diagrama em blocos de um sistema de medição digital para medição de apenas uma grandeza .....	16
Figura 3.2. Diagrama em blocos do sistema de medição para análise do efeito erro de quantização .....	17
Figura 3.3. Configurações de medição de temperatura usando um termistor: (I) excitação por corrente constante. (II) excitação por tensão constante.....	25
Figura 3.4. Sinal elétrico $y$ em função da temperatura (convertida para $^{\circ}\text{C}$ ), grandeza $x$ : (I) excitação do termistor por corrente constante; e (II) excitação do termistor por tensão constante. ....	26
Figura 3.5. Estimação da temperatura: (A) erro máximo de estimação; (B) resolução efetiva de medição, em função do sinal quantizado, para: (I) excitação do termistor por corrente constante; e (II) excitação do termistor por tensão constante. ....	27
Figura 3.6. Estimação da temperatura: (A) erro máximo de estimação; (B) resolução efetiva de medição, em função do sinal quantizado, para: (I) excitação do termistor por corrente constante; e (II) excitação do termistor por tensão constante. ....	28

Figura 3.7. Tensão de saída do eletrodo para medição de pH em função do pH para três valores de temperatura diferentes .....	29
Figura 3.8. Erro máximo de estimação e erro de estimação em função das grandezas principal e de interferência para $M = N = 7$ .....	30
Figura 3.9. Estimação de pH: (A) Erro máximo de medição para $M = N = 10$ ; e (B) resolução efetiva para $N = 10$ e diferentes valores de $M$ , em função da temperatura.....	31
Figura 3.10. Estimação da concentração de OD: (A) valores máximos da concentração de OD; e (B) corrente fornecida para os valores máximos de OD, em função da temperatura .....	32
Figura 3.11. Estimação da concentração de OD: (A) erro máximo de estimação; e (B) resolução efetiva de medição, representados em função da temperatura, para os casos de medição de temperatura usando: (I) sensor com característica linear, (II) termistor excitado por corrente constante, (III) termistor excitado por tensão constante.....	33
Figura 4.1. (A) Exemplo dos limites máximo e mínimo e da faixa de variação dos sinais em diferentes pontos do sistema de ganho e ajuste de nível cc; (B) Diagrama em blocos do sistema de ganho e ajuste de nível cc, para o caso unipolar, com o sensor e o conversor A/D representados em cinza.....	38
Figura 4.2. Modelo de um circuito de vários estágios de ganho e ajuste de nível cc.....	44
Figura 4.3. Perdas na qualidade de medição para 1 estágio de condicionamento: (A) perda de resolução em função do ganho ideal; (B) perda de faixa de medição em função do ganho ideal.....	51
Figura 4.4. Gráfico de $\beta$ em função de $G_1$ e $G_2$ .....	52
Figura 4.5. Perda de resolução de medição em função do ganho ideal total para dois estágios de ajuste ganho e ajuste de nível cc.....	53
Figura 5.1. Diagrama em blocos do sistema de medição para reconstrução da grandeza de medição.....	57
Figura 5.2. Reconstrução da grandeza de medição.....	60

Figura 5.3. Exemplo de aproximação de uma função quadrática usando o algoritmo proposto. ....	64
Figura 5.4. erro inicial de medição e erro de quantização da grandeza de medição considerando um sensor com característica linear. ....	67
Figura 5.5. Curvas de reconstrução, limites aceitáveis de estimação da grandeza $x$ e pontos de quebra da função de reconstrução aproximada. ....	68
Figura 5.6. Erro de aproximação usando a função de reconstrução aproximada e limites do erro de estimação ....	68
Figura 6.1. Diagrama geral de um sistema de medição com realimentação. ....	72
Figura 6.2. Diagrama detalhado do sistema de medição com realimentação ....	73
Figura 6.3. Esquema de controle para o exemplo. ....	76
Figura 6.4. Resultados de simulação do sistema sem realimentação: (A) grandeza secundária. (B) estimação da grandeza de interesse utilizando as funções de reconstrução $R_f$ e $\tilde{R}_f$ ....	78
Figura 6.5. Resultados de simulação do sistema sem realimentação: (A) grandeza secundária. (B) estimação da grandeza de interesse utilizando as funções de reconstrução $R_f$ e $\tilde{R}_f$ ....	79
Figura 6.6. Exemplos de medição pelo método da oposição: (A) Medição de peso em uma balança analítica. (B) Medição de tensão utilizando um galvanômetro .....80	80
Figura 6.7. Estimação da temperatura ambiente pelo método da oposição usando uma ponte de Wheatstone balanceada digitalmente. ....	81
Figura 6.8. Esquema simplificado do sistema realimentado para estimação da TCO. ....	82
Figura 6.9. Resultados da simulação do sistema de estimação da TCO. (A) Concentração de oxigênio dissolvido. (B) TCO estimada utilizando a equação (6.18). ....	84
Figura 6.10. Resultados da simulação do sistema de estimação de radiação solar. (A) radiação solar estimada a partir da equação (6.27). (B) Resistência elétrica do sensor. ....	87
Figura 7.1. Sistema de medição com dois canais analógicos. ....	90



Figura 7.2. Diagrama em blocos de um canal analógico de medição.....	91
Figura 7.3. Subsistema digital de medição .....	92
Figura 7.4. Injeção de cargas numa chave MOS. ....	96
Figura 7.5. Compensação da injeção de cargas utilizando: (a) chave “dummy”; (b) chave e capacitor “dummy” .....	98
Figura 7.6. Diagrama do circuito por estágios de condicionamento.....	105
Figura 7.7. Diagrama temporal das fases de comutação.....	105
Figura 7.8. Circuito gerador de fases de comutação não recorrentes. ....	106
Figura 7.9. Diagrama esquemático do circuito de ganho e soma unipolar. ....	106
Figura 7.10. Diagrama esquemático de um circuito amplificador diferencial.....	107
Figura 7.11. Diagrama esquemático do circuito para gerar a tensão de ajuste de nível cc do primeiro estágio de condicionamento.....	108
Figura 7.12. Diagrama esquemático do circuito para gerar a tensão de ajuste de nível cc do primeiro estágio de condicionamento. $v_{ip}$ $v_{oi}$ .....	111
Figura 7.13. Valores de ajuste de nível cc do primeiro estágio unipolar de condicionamento em função do valor de programação $p$ . ....	112
Figura 7.14. Resultados de simulações do primeiro estágio de ganho unipolar (em mV), em função da tensão de entrada, para diversos valores de ganho: (A) tensão de saída representada por pontos e reta ajustada por regressão linear; (B) diferença entre valores simulados e reta ajustada. ....	114
Figura 7.15. Resultados de simulação do primeiro estágio de ganho diferencial (em mV) em função da tensão de entrada, para diversos valores de ganho: (A) tensão de saída representada por pontos e reta ajustada por regressão linear; (B) diferença entre valores simulados e reta ajustada e tensão de modo comun $v_{CM}$ . ....	116
Figura 7.16. Resultados de simulação do seguidor de tensão(em mV) em função da tensão de entrada: (A) tensão de saída representada por pontos e reta ajustada por regressão linear, considerando os valores de tensão de entrada menores que 700 mV; (B) diferença entre valores simulados e reta ajustada. ....	117

Figura A.1. Diagrama esquemático do amplificador 1X.....	128
Figura A.2. Resposta em frequência do ganho do amplificador 1X.....	128
Figura A.3. Resposta em frequência de fase do amplificador 1X.....	129
Figura A.4. Diagrama esquemático do amplificador unipolar 16X.....	130
Figura A.5. Resposta em frequência do ganho do amplificador unipolar 16X.....	130
Figura A.6. Resposta em frequência de fase do amplificador unipolar 16X.....	131
Figura A.7. Diagrama esquemático do amplificador diferencial 16X.....	132
Figura A.8. Resposta em frequência do ganho do amplificador diferencial 16X.....	132
Figura A.9. Resposta em frequência de fase do amplificador diferencial 16X.....	133
Figura A.10. Diagrama esquemático do circuito de realimentação de modo comum.....	133
Figura A.11. Diagrama esquemático do circuito de polarização.....	134
Figura A.12. Diagrama esquemático do circuito de detecção de saturação positiva.....	134
Figura A.13. Diagrama esquemático do circuito de detecção de saturação negativa.....	135
Figura B.1. Leiaute do circuito de condicionamento.....	136

## Lista de tabelas

---

Tabela 2.1. Sinais e grandezas .....	12
Tabela 2.2. Fenômenos de conversão .....	13
Tabela 3.1. Classificação de sistemas de medição quanto à linearidade dos sensores e à sensibilidade a grandezas de interferência.....	24
Tabela 5.1. Equivalência de variáveis para reconstrução dos valores de compensação.....	64
Tabela 5.2. Número de pontos de quebra da função de reconstrução aproximada para diferentes valores de resolução do conversor A/D e de armazenamento na tabela de equivalência.....	69
Tabela 7.3. Valores estimados de ganho e tensão de desvio do primeiro estágio unipolar de condicionamento.....	113
Tabela 7.4. Valores estimados de ganho e tensão de modo comum do primeiro estágio diferencial de condicionamento.....	115

## Lista de símbolos

---

- $c(.)$  função de controle;
- $C(s)$  função de controle em Laplace;
- $f(.)$  função de conversão do sensor utilizado para grandeza de medição;
- $f_v(.)$  função que descreve a variação do sinal  $y$  apenas com a grandeza de interferência  $v$ ;
- $f_x(.)$  função que descreve a variação do sinal  $y$  apenas com a grandeza de medição  $x$ ;
- $G$  ganho;
- $g(.)$  função de conversão do sensor utilizado para grandeza de interferência;
- $M$  resolução do conversor A/D utilizado para medição da grandeza de interferência;
- $m$  número de pontos armazenados na tabela de equivalência;
- $n$  número de estágios de condicionamento;
- $N$  resolução do conversor A/D utilizado para medição da grandeza de medição;
- $N_D$  resolução de medição desejada;
- $N_{dc}$  resolução de programação do ajuste de nível cc no circuito de condicionamento;
- $N_E$  resolução efetiva de medição;
- $N_G$  resolução de programação do ganho no circuito de condicionamento;
- $N_L$  perda de resolução de medição;
- $N_{Lc}$  perda de resolução de medição devido ao condicionamento;
- $N_{LR}$  perda de resolução de medição devido à reconstrução;

$N_T$	resolução de armazenamento dos valores na tabela de equivalência;
$p$	valor de programação;
$P(.)$	função característica do processo de medição;
$P_x$	valores de estimação da grandeza $x$ armazenados na tabela de equivalência;
$P_y$	valores da variável $y$ quantizada armazenados na tabela de equivalência;
$R_D(.)$	função de reconstrução direta;
$R_f(.)$	função de reconstrução indireta aproximada;
$R_{I0}(.)$	função de reconstrução indireta;
$R_v(.)$	função de reconstrução da grandeza de interferência ou de valores de compensação da grandeza de interferência;
$S_x$	conjunto de todos os valores dentro da faixa de medição da grandeza $x$ ;
$S_{xv}$	conjunto de todos os valores dentro das faixas de medição das grandezas $x$ e $v$ ;
$S_y$	conjunto de todos os valores dentro da faixa de medição da grandeza $v$ ;
$T$	período de amostragem;
$t$	tempo;
$U$	sinal de controle;
$v$	grandeza de interferência;
$v_L$	limite de estimação dos valores da grandeza de interferência;
$w$	função de perda de resolução na reconstrução;
$w$	sinal elétrico produzido pelo sensor utilizado para grandeza de interferência;
$x$	grandeza de medição;
$x_L$	limite de estimação dos valores da grandeza de medição;
$x_P$	grandeza de primária;
$x_S$	grandeza secundária;
$x_{Sr}$	referência de controle da grandeza secundária;
$y$	sinal elétrico produzido pelo sensor utilizado para grandeza de medição;
$y_c$	sinal condicionado;
$y_{dc}$	componente cc do sinal $y$ ;
$y_{in}$	sinal de entrada do circuito de condicionamento;
$y_u$	sinal útil;
$\chi$	valores de compensação da influência de uma grandeza de interferência na medição;
$\epsilon_{0x}$	erro máximo de estimação ideal da grandeza de medição no caso de se utilizar um sensor linear sem influência de uma grandeza de interferência;

$\epsilon_G$	erro de ganho;
$\epsilon_w$	erro de quantização do sinal elétrico $w$ ;
$\epsilon_x$	erro máximo de estimação da grandeza de medição;
$\epsilon_y$	erro de quantização do sinal elétrico $y$ ;
$\epsilon_{ydc}$	erro de ajuste da componente cc do sinal $y$ ;
$\gamma_c$	perda de faixa de medição;

O significado de algumas variáveis pode ser modificado utilizando outros símbolos como afixos, sobrescritos ou subscritos:

{ }	seqüência de valores amostrados no tempo;
$\Delta$	faixa de variação;
$\wedge$	sobrescrito: valores estimados ou reconstruídos;
$\sim$	sobrescrito: valores quantizados ou aproximados;
$\sim$	sobrescrito: valor máximo aceitável
$^\circ$	sobrescrito: valores ideais ou desejados;
$+$	sobrescrito: limite superior;
$-$	sobrescrito: limite inferior;
min	subscrito: valor mínimo;
max:	subscrito: valor máximo.

## Lista de acrônimos e definições de termos

---

**A/D** – Analógico/Digital;

**CAG** – Controle automático de ganho;

**ASIC** – “Application Specific Integrated Circuit” – circuitos integrados para aplicações específicas

**CMOS** – MOS complementar

**RRMC** – Razão de rejeição de modo comum

**CPWL** – “Canonical Piecewise Linear” – canônica linear por partes;

**D/A** – Digital/Analógico;

**formato do sinal elétrico** - formato no qual o sinal elétrico está representado no sistema: amostrado ou contínuo; corrente, tensão ou carga elétrica; diferencial ou unipolar;

**FPA** – “Field Programmable Analog Array” – matriz de células analógicas programáveis;

**FPGA** – “Field Programmable Gate Array” – matriz de células digitais programáveis;

**grandeza de interferência** – grandeza que influi no sinal gerado pelo sensor utilizado para a grandeza de medição ou que influi na grandeza secundária, no caso de medição indireta;

**grandeza de medição** – grandeza que se está medindo diretamente, que pode ser a grandeza de interesse no caso de medição direta ou a grandeza secundária no caso de medição indireta;

**grandeza principal ou grandeza de interesse** - grandeza que se deseja medir no sistema de medição sendo a finalidade deste;

**grandeza secundária** - grandeza medida de forma direta e cujos valores são utilizados para estimação da grandeza principal, no modo de medição indireta;

**LUT** – “Look-Up Table” – tabela de equivalência;

**medição com realimentação** – modo de medição indireta em que o sistema atua no meio de medição modificando os valores de uma grandeza secundária de forma controlada. Os valores da grandeza de interesse são estimados a partir dos valores de controle e dos valores medidos da grandeza secundária;

**medição direta** – modo de medição de uma grandeza utilizando um sensor que produz um sinal elétrico que representa diretamente a grandeza de medição;

**medição indireta** – modo de medição de uma grandeza em que seus valores são estimados a partir dos valores de medição de uma grandeza secundária;

**medição sem realimentação** – modo de medição em que não existe atuação no meio de medição de forma controlada;

**meio de medição** – meio no qual ocorre a medição;

**modo de medição** – classificação do sistema de medição quanto a forma de medição de uma grandeza: medição direta ou indireta; e medição com realimentação ou sem realimentação;

**MOS** – metal-óxido-semicondutor

**PDS** – processador digital de sinais;

**PSRR** – “Power Supply Rejection Rate” - taxa de rejeição das variações na fonte de alimentação;

**qualidade da medição** – parâmetros qualitativos referentes à estimação de uma grandeza utilizando um sistema de medição em comparação a um outro sistema equivalente ou padrão.



# Résumé étendu

---

Nous présentons dans ce qui suit, un résumé étendu des principaux points développés dans cette thèse. Ils sont présentés selon la séquence des chapitres.

## *Chapitre 1 - Introduction*

Les circuits reconfigurables peuvent être programmés après fabrication pour servir à une application donnée, parmi une classe d'applications définies. Ces circuits sont plus génériques, mais leurs performances sont plus modestes que celles obtenues par des circuits dédiés.

Les circuits reconfigurables pour des applications de mesure peuvent être utilisés avec différents types de capteurs et avec différentes configurations de mesure. Néanmoins, ces circuits perdent en performance par rapport aux circuits spécifiques pour une seule application de mesure. La perte de performance est traduite en perte de qualité de mesure, dont quelques paramètres sont la résolution et la plage totale de mesure.

De cette façon, la conception d'un circuit reconfigurable pour des applications de mesure doit essentiellement être accompagnée d'une étude des effets de la programmation de ses différents blocs fonctionnels sur la qualité de la mesure.

Dans ce cadre, nous présentons dans cette thèse quelques considérations sur les circuits mixtes reconfigurables pour des applications de mesure, en envisageant spécialement :

- de fournir une méthode d'analyse de l'effet de la programmation de ces différents blocs fonctionnels sur la qualité finale de mesure ;
- de fournir une procédure pour définir l'architecture et la méthode de programmation de ces différents blocs fonctionnels, de façon à obtenir la qualité de mesure souhaitée et
- d'analyser les différentes structures de mesure et ses effets sur la qualité de la mesure.

Les différents blocs fonctionnels sont étudiés séparément par chapitre et des exemples pratiques et théoriques sont fournis, de façon à illustrer les procédures développées. Les analyses comportementales sont effectuées en vérifiant les architectures et la méthode de programmation des blocs fonctionnels.

Le travail présenté dans cette thèse a pour but de fournir un premier outil de projet de ces types de circuit. Néanmoins d'autres types d'analyses peuvent être ajoutés aux analyses présentées sans perte de généralité, par exemple des analyses de bruit.

## *Chapitre 2 – Définitions initiales*

Dans le chapitre 2, nous présentons une brève révision de quelques définitions relatives à des systèmes mixtes reconfigurables de mesure.

### **Modes de mesure**

Les systèmes de mesure peuvent être classés en deux groupes : selon la disponibilité d'une grandeur électrique qui représente la grandeur d'intérêt, en systèmes de mesure directe ou indirecte ; et selon l'action du système sur le milieu de mesure, en utilisant une boucle de contre-réaction et contrôle, en systèmes de mesure avec ou sans contre-réaction.

Les systèmes de mesure directe utilisent des capteurs qui traduisent une grandeur d'intérêt directement en un signal électrique. Ce signal peut être traité analogiquement, quantifié en utilisant un convertisseur analogique numérique, et la grandeur d'intérêt peut être reconstruite numériquement.

Les systèmes de mesure indirecte utilisent des capteurs pour mesurer directement une grandeur secondaire. La grandeur d'intérêt est donc reconstruite en utilisant les valeurs mesurées de la grandeur secondaire.

Le mode de mesure en contre-réaction est applicable seulement dans les systèmes de mesure indirecte. Dans ce cas, notamment, le système de mesure exerce le contrôle de la

grandeur secondaire en utilisant une boucle de contre-réaction.

### **Classification des capteurs**

Les capteurs peuvent être classés selon différentes caractéristiques. Quelques paramètres de classification des différents types de capteurs utiles pour ce travail de doctorat sont :

*Nécessité d'une excitation* : capteurs auto-générateurs et capteurs non auto-générateurs. Les capteurs auto-générateurs n'ont pas besoin d'une excitation pour générer un signal électrique en fonction de la grandeur de mesure, comme le capteur de pression piézo-électrique. Les capteurs non auto-générateurs nécessitent une excitation extérieure de façon à produire un signal électrique. Ces capteurs sont normalement construits à partir d'éléments résistifs, capacitifs ou inductifs.

*interdépendance* : Les capteurs peuvent être classés selon le nombre de grandeurs qui influencent le signal électrique généré. Pour les capteurs sensibles à plusieurs grandeurs, les grandeurs différentes de la grandeur d'intérêt sont considérées comme grandeurs d'interférence et leurs effets doivent être compensés dans la partie numérique.

*Linéarité* : capteurs linéaires et capteurs non-linéaires. En utilisant un capteur non linéaire, l'effet de la non-linéarité de sa fonction de transfert doit être compensé dans le bloc de reconstruction de la grandeur de mesure.

### **Intégration et partition du système de mesure**

La réduction du nombre d'éléments discrets dans le système de mesure est souhaitée. Néanmoins, en envisageant l'utilisation du système de mesure pour différentes applications et avec différents types de capteurs, le capteur ne peut pas être intégré.

## ***Chapitre 3 – L'influence de la quantification sur la qualité de la mesure***

Dans ce chapitre, nous présentons une analyse de la propagation de l'erreur de quantification sur un système de mesure et ses effets sur la qualité de mesure. Nous proposons une procédure pour calculer la résolution nécessaire des convertisseurs A/N de façon à obtenir la résolution de mesure souhaitée.

La résolution de mesure n'est pas nécessairement la même que celle du convertisseur A/N utilisé pour quantifier le signal représentant la grandeur d'intérêt. En effet, la résolution de mesure sera la même que celle du convertisseur dans le cas d'utilisation d'un capteur linéaire sans grandeur d'interférence. Dans le cas où un capteur non-linéaire est utilisé pour mesurer la grandeur d'intérêt, l'erreur de quantification du convertisseur A/N est altérée par la

fonction de reconstruction, elle aussi non-linéaire, qui modifie la résolution de mesure. Lorsque la sensibilité du signal de sortie d'un capteur est modifiée par une autre grandeur d'interférence, la résolution de mesure n'est plus constante pour toute la plage de variation de la grandeur d'interférence.

Les procédures pour déterminer la résolution effective de mesure et les résolutions des convertisseurs A/N sont développées pour un système de mesure sensible à au plus une grandeur d'interférence.

La procédure pour déterminer la résolution effective de mesure consiste, de façon simplifiée, à appliquer la valeur du signal quantifié additionné au pire cas de l'erreur de quantification dans la fonction de reconstruction. L'erreur de mesure est calculée comme la différence entre la grandeur reconstruite avec et sans l'addition de l'erreur de quantification. Finalement, la résolution effective est calculée à partir du pire cas dû à l'erreur de mesure et de la plage de variation de la grandeur de mesure.

Pour le cas d'un système de mesure sans grandeur d'interférence, la procédure pour déterminer la résolution nécessaire du convertisseur A/N pour garantir une résolution de mesure souhaitée est un processus itératif : 1) la résolution du convertisseur A/N est définie initialement par une valeur quelconque ; 2) la résolution effective de mesure est calculée ; 3) la valeur de la résolution du convertisseur A/D est additionnée à la différence entre la résolution souhaitée et la plus petite résolution effective de mesure ; 4) les étapes 2 et 3 sont répétées jusqu'à obtenir la résolution de mesure souhaitée.

Pour le cas d'un système de mesure avec une grandeur d'interférence, la même procédure pour déterminer la valeur de la résolution du convertisseur A/N principal est faite plusieurs fois en utilisant différentes valeurs de résolution du convertisseur utilisé pour la grandeur d'interférence. Après quelques résultats, le meilleur couple des valeurs de résolution des convertisseurs A/N est choisi, selon les besoins du projet.

Les procédures présentées peuvent être étendues sans complication pour les cas avec plusieurs grandeurs d'interférence. Trois exemples de systèmes de mesure utilisant des capteurs différents sont présentés de façon à illustrer ces procédures.

#### ***Chapitre 4 – Programmation de gain et ajustement de niveau de***

Dans ce chapitre, nous présentons une analyse des circuits analogiques de gain et d'ajustement de niveau de du signal de sortie des capteurs et l'effet de leur programmation sur la qualité de mesure. Une procédure de calcul des résolutions de programmation de gain et

d'ajustement de niveau dc est aussi présentée. L'analyse et la procédure sont développées pour des circuits ayant un ou plusieurs étages de traitement et sont présentées de manière générique, de façon qu'elles puissent être appliquées indépendamment de la technique de traitement choisie et implantées sur circuits intégrés ou en composants discrets.

Un système de mesure doit être composé essentiellement d'un circuit de traitement qui, particulièrement, doit ajuster le niveau du signal de sortie d'un capteur de façon que ce signal utilise toute la plage d'entrée du convertisseur A/N. Pour un système reconfigurable devant être utilisé en plusieurs applications de mesure avec différents types de capteurs, le circuit de traitement doit être programmable. Le gain et l'ajustement de niveau dc appliqués par le circuit de traitement doivent être programmés pour ajuster le niveau du signal de sortie d'un capteur particulier, appartenant à un groupe de capteurs d'une classe d'application définie. Cependant, le nombre de valeurs de gain et d'ajustement dc qui peuvent être programmées est limité, et toute valeur mal employée se traduit en perte de la qualité de mesure, soit en perte de résolution, soit en perte de plage de mesure.

Notamment, en considérant que le gain appliqué n'est pas surdimensionné, la perte de résolution se produit quand le gain appliqué est plus petit que le gain idéal. La perte de plage de mesure peut survenir quand l'ajustement du niveau dc est mal employé (plus petit ou plus grand).

De cette manière, il est nécessaire de définir les pertes maximales acceptables de résolution et de plage de mesure pour le projet. Les résolutions de programmation du gain et de l'ajustement de niveau dc pour un seul étage de traitement peuvent être calculées analytiquement à partir de ces pertes maximales, des valeurs limites des signaux de sortie des capteurs et de la plage d'entrée du convertisseur A/N. Pour un circuit avec plusieurs étages de traitement, l'analyse est plus complexe. Néanmoins, la résolution de programmation du gain des étages peut être calculée analytiquement et la résolution de programmation de l'ajustement de niveau dc peut être obtenue numériquement.

### ***Chapitre 5 – Reconstruction des valeurs de mesure***

– Dans ce chapitre, nous discutons le problème de la reconstruction numérique des valeurs de mesure d'une grandeur. Nous présentons une nouvelle méthode pour le calcul des valeurs et le dimensionnement d'une table d'équivalence (look-up table) pour l'approximation des fonctions de reconstruction non linéaires, en utilisant une interpolation linéaire. Cette méthode peut être utilisée pour l'approximation de la fonction de

reconstruction des valeurs de mesure d'une grandeur ou de la fonction de reconstruction des valeurs de compensation de l'influence d'une grandeur d'interférence.

La fonction de reconstruction de la grandeur de mesure doit être idéalement l'inverse de la fonction de conversion du capteur utilisé. La fonction de reconstruction des valeurs de compensation doit être l'inverse de la fonction correspondante à l'influence de la grandeur d'interférence sur la mesure de la grandeur d'intérêt. Néanmoins, la mise en oeuvre de ces fonctions peut être complexe dans le cas d'un système de mesure embarqué qui utilise l'arithmétique en point fixe. De cette façon, l'utilisation d'approximation linéaire par parties, dont les points de rupture sont contenus dans une table d'équivalence est une option convenable.

La méthode de calcul des valeurs de la table d'équivalence utilise l'incertitude initiale de mesure due à la modification de l'erreur de quantification, en supposant l'utilisation de la fonction de reconstruction idéale. Cette incertitude définit les marges acceptables de reconstruction de la grandeur d'intérêt ou des valeurs de compensation, en utilisant une fonction d'approximation. Dès lors, l'algorithme de recherche doit chercher les points de rupture, décrits par les valeurs quantifiées et les valeurs correspondantes de la grandeur reconstruite, de façon à ce qu'une ligne droite entre deux de ces points consécutifs quelconques reste toujours à l'intérieur des marges acceptables.

La méthode de calcul de la table d'équivalence ne garantit pas un nombre minimal de points de rupture, mais donne un nombre raisonnable, comme l'illustre l'exemple présenté.

## *Chapitre 6 – Système de mesure en contre-réaction*

Dans ce chapitre, nous présentons quelques définitions générales d'un système de mesure en contre-réaction et nous faisons quelques considérations de projet de ces systèmes. Les définitions et considérations de projet sont faites de façon générique, de manière à ce qu'elles puissent être appliquées à tout système de ce type.

Dans le mode de mesure indirecte, la grandeur d'intérêt n'est pas convertie directement en un signal électrique par un capteur spécifique, mais elle exerce une influence sur une autre grandeur secondaire laquelle est mesurée directement. Ensuite, les valeurs de mesure de la grandeur secondaire sont utilisées pour reconstruire les valeurs de la grandeur d'intérêt. Les grandeurs d'intérêt et secondaire sont associées dans le milieu de mesure, et leur interaction peut être décrite en général à partir d'équations différentielles.

Les principaux problèmes relatifs au mode de mesure indirecte, sans contre-réaction,

sont : 1) le temps de réponse de l'estimation de la grandeur d'intérêt est une fonction des constantes de temps associées au milieu de mesure, qui peut être grand pour quelques processus physiques ; 2) la fonction de reconstruction de la grandeur d'intérêt peut utiliser des termes dérivatifs, lesquels peuvent rendre l'estimation très sensible au bruit.

Ces problèmes peuvent être diminués en utilisant le contrôle en contre-réaction de la grandeur secondaire. La contre-réaction a comme principale finalité de modifier la dynamique du processus de mesure et de diminuer les constantes de temps associées à l'estimation de la grandeur d'intérêt. Une fois le système contrôlé, la fonction de reconstruction peut être simplifiée pour ne plus utiliser les termes dérivatifs, ce qui donne des résultats moins sensibles au bruit.

De cette façon, le mode de mesure en contre-réaction peut être utilisé quand il est possible de contrôler la grandeur secondaire, et doit toujours être employé quand la qualité de mesure est privilégiée, en termes de vitesse de mesure et de sensibilité au bruit.

Deux exemples de systèmes pratiques de mesure en contre-réaction sont présentés, dans lesquels les considérations discutées dans ce chapitre peuvent être vérifiées.

### *Chapitre 7 – Système de mesure en contre-réaction*

Dans le chapitre 7, nous proposons une architecture d'un système de mesure reconfigurable composé d'une partie analogique et d'une partie numérique. Nous discutons la réalisation pratique des circuits de traitement programmable pour l'ajustement du niveau du signal de sortie des capteurs en utilisant la technique des capacités commutées ainsi que les principales limitations et influences sur la qualité de mesure. Finalement, un circuit de traitement programmable à deux étages, conçu et fabriqué, est décrit. Les résultats de simulation de ce circuit sont présentés.

Le système de mesure proposé est composé d'un sous-système analogique et d'un sous-système numérique. Le sous-système analogique est composé de deux chaînes de mesure, pour l'acquisition, l'une de la grandeur d'intérêt et l'autre d'une grandeur d'interférence. Chaque chaîne de mesure doit être constituée des blocs fonctionnels de mesure et d'excitation des capteurs. Les blocs de mesure sont :

- un bloc de conversion d'entrée qui a pour finalité de convertir le signal électrique d'un capteur dans le format électrique utilisé par le circuit ;
- un bloc de gain et d'ajustement de niveau de qui a comme objet d'adapter le signal

électrique à la plage d'entrée du convertisseur A/N ;

- un bloc de filtrage passe-bas pour éliminer les interférences de fréquences en dehors de la bande utile et
- un convertisseur A/N.

Les blocs d'excitation sont :

- un convertisseur N/A pour générer un signal analogique et
- un bloc d'excitation qui a comme but de convertir le format du signal utilisé par le circuit dans le format électrique d'excitation du capteur.

Le sous-système numérique doit être composé de :

- un bloc de reconstruction directe pour reconstruire les valeurs d'une grandeur mesurée de façon directe ;
- un bloc de reconstruction des valeurs de compensation de l'influence d'une grandeur d'interférence ;
- un bloc de reconstruction indirecte pour les cas de mesure d'une grandeur d'intérêt de façon indirecte ;
- un bloc de contrôle pour générer les valeurs d'excitation du milieu de mesure dans le mode de mesure en contre-réaction et
- des blocs de configuration et d'interface.

Un premier prototype d'un circuit de traitement analogique a été conçu en technologie CMOS 0,6  $\mu\text{m}$  en utilisant la technique des capacités commutées. Ce circuit est composé de deux étages de traitement. Le premier étage peut être choisi comme un étage unipolaire ou différentiel. Chaque étage peut appliquer un gain programmable de 1 à 16, totalisant un gain maximal de 256. Le premier étage unipolaire peut appliquer une tension d'ajustement de niveau de programmable sur 4 bits et le deuxième étage, programmable sur 5 bits. Le circuit utilise des tensions d'alimentation de +1,65 V, 0 V et -1,65 V et deux références de tension externes de +1 V et -1 V. Ce circuit peut être utilisé pour l'ajustement des signaux d'entrée avec une plage de variation de 7,8 mV jusqu'à 2 V et avec une plage de variation de tension dc de 0 à 1 V. Pour ces spécifications des signaux d'entrée, à partir de l'étude comportementale réalisée dans cette thèse, ce circuit présente une perte maximale de plage de mesure de 12,5% et une perte de résolution de 1 bit.



## ***Chapitre 8 – Conclusions et travaux futures***

Dans cette thèse, nous avons présenté quelques considérations et procédures pour le projet de circuits mixtes reconfigurables de mesure. Les considérations ont été faites de façon générique, de manière à ce qu'elles puissent être appliquées à tout système de ce type. Nous analysons l'effet d'utilisation de ces systèmes sur la qualité finale de mesure. Les principales contributions sont présentées du chapitre 3 au chapitre 7.

L'intérêt d'utiliser un système reconfigurable de mesure est d'élargir le nombre d'applications, pour lesquelles différents types de capteurs peuvent être utilisés en diverses configurations de mesure. Néanmoins, cette généralité peut produire une perte de performance qui se traduit en perte de qualité de mesure.

De cette façon, dans cette thèse, nous vérifions quelques limitations de ces systèmes et nous proposons des méthodes de dimensionnement des divers blocs fonctionnels de manière à réduire les pertes et optimiser leur performance. Cependant, les analyses présentées ne sont pas uniques et d'autres types d'analyses doivent être faites dans le projet d'un système complet, telle que l'analyse de bruit.

### ***Annexe A – Circuits analogiques basiques***

Nous présentons ici les diagrammes schématiques et résultats de simulation des principaux circuits utilisés dans la conception du circuit de traitement programmable. Ces circuits sont : amplificateurs, circuit de contre-réaction de mode commun, détecteurs de saturation et circuit de polarisation.

### ***Annexe B – Masques du circuit de traitement***

Nous présentons dans cette annexe le dessin complet des masques du circuit de traitement en indiquant les principaux sous circuits.

# Capítulo 1

## Introdução

---

Um sistema de instrumentação é um bloco indispensável para a monitoração e controle de processos industriais. Com ele, pode-se obter informações importantes para o controle automático de processos e tomada de decisões com a finalidade de garantir a qualidade do produto final. Tais sistemas são constituídos basicamente de sensores ou transdutores, circuitos de condicionamento, tais como amplificadores e filtros, e módulos para apresentação, armazenagem, processamento e/ou controle a partir dos dados adquiridos.

Antes da disponibilidade da microeletrônica, sensores usados no processo de medição de grandezas físicas ou químicas, eram usados diretamente acoplados a um dispositivo de indicação. A grandeza medida era transformada diretamente em deslocamento, e as correções do sistema eram feitas pelo usuário, ajustando a leitura para o valor desejado.

Atualmente, alguns transdutores/atuadores ainda operam dessa maneira, tais como termostatos, válvulas de pressão, etc. Porém, o advento da tecnologia de microprocessadores possibilitou a utilização de ferramentas para o tratamento desses sinais, que até então não existiam. Isso criou a necessidade de que os sinais provenientes de sensores fossem mais facilmente interconectados com os sistemas de aquisição de dados, o que implica na utilização de circuitos analógicos para o condicionamento e a conversão para digital. Com o surgimento dessas novas tecnologias e ferramentas, necessitou-se de uma abordagem unificada para descrição de sistemas de medição e reconstrução de sinais. Essa abordagem tem como finalidade entender melhor o processo de medição, seus efeitos e interferências para se possa

obter melhores resultados [Morawski, 1994].

A integração parcial ou total do sistema de instrumentação, isto é, do sensor, blocos de condicionamento, conversão A/D e processamento digital é uma tendência atual, que tem como vantagens a diminuição do tamanho do produto final, redução de conexões e maior confiabilidade, entre outras. A esses sistemas, quando possuem algum tipo de “inteligência” associada, seja ela aparente ou não ao usuário, atribui-se o nome de sensores inteligentes. Essa inteligência pode estar disponível na parte analógica ou digital, com a utilização de microcontroladores, processadores digitais de sinal (PDS), ou circuito integrados para aplicações específicas (ASIC).

A densidade de transistores que podem ser integrados em um chip vêm aumentando de forma exponencial, enquanto que os custos caem a cada ano [Clemens, 1997]. Em consequência, o preço do substrato de silício é uma parte cada vez menor do preço total do projeto, que está sendo ditado principalmente pelo preço do desenvolvimento, testes, encapsulamento e conexões [Yick et al., 1994]. Uma das desvantagens dos ASIC's, sejam eles digitais, analógicos ou mistos, é que eles perdem em flexibilidade, sendo possível a utilização apenas para uma determinada aplicação. O projeto de um sistema complexo analógico/digital é justificado no caso de aplicações em que seja previsto a utilização de muitas unidades, ou então a utilização de poucas unidades mas que seja possível pagar o investimento aplicado, como por exemplo no caso de aplicações espaciais. Outras alternativas existentes são projetos em que se utilizem blocos básicos redirecionáveis de acordo com a aplicação (“Retargetable Blocks”), FPAAs/FPGAs (“Field Programmable Analog Array/ Field Programmable Gate Array”) ou circuitos específicos reconfiguráveis.

Na metodologia de projeto que utiliza blocos redirecionáveis, os blocos básicos, tais como amplificadores, filtros analógicos e circuitos para processamento digital, são projetados de forma a permitir pequenos ajustes de suas características, para que se adequem a uma determinada aplicação. Esses ajustes são feitos na etapa de projeto antes da fabricação e com isso, esses circuitos apresentam características semelhantes aos ASIC's.

FPGAs e FPAAs são totalmente reprogramáveis e dessa forma ganham em flexibilidade, prototipagem rápida e facilidade de utilização [Lee e Gulak, 1991], [Trezeguet, 1994], [GULAK, 1995] e [Pierzchala et al., 1994], mas devido a sua generalidade, perdem em desempenho, como velocidade e tamanho. Esses elementos são melhores utilizados em aplicações inteiramente digitais, no caso dos FPGAs ou aplicações inteiramente analógicas, no caso dos FPAAs. Embora se tenha um número bastante grande de fabricantes com diversos modelos e tamanhos de FPGAs, atualmente se conhecem poucos exemplos de

FPAA's, tais como o MPAA020 da Motorola [Motorola, 1998] ( a produção deste chip foi interrompida pela Motorola) e o TRAC020 da Zetex [ZETEX, 1998].

Circuitos reconfiguráveis apresentam um desempenho próximo ao dos ASIC's e possibilitam a reconfiguração, após a fabricação, para se ajustarem a uma determinada aplicação. Dessa forma, esses circuitos são adequados para utilização em projetos nos quais se deseje utilizar diversos sensores com características diferentes. Recentemente foi proposto um sistema reconfigurável, otimizado para aquisição de dados e condicionamento de sinais, o FIPSOC (Field Programmable System on a Chip) [SIDSA, 1998]. Mais uma vez, esse sistema ganha em flexibilidade, permitindo a utilização para uma grande variedade de aplicações em instrumentação e aquisição de dados, mas perde em desempenho.

De forma a se verificar a perda de desempenho de circuitos reconfiguráveis para medição, define-se o termo qualidade de medição. A qualidade de medição refere-se às características qualitativas de estimação de uma grandeza, elétrica ou não, num determinado sistema de medição, quando comparado com um outro sistema equivalente. Sistemas de medição equivalentes são sistemas que têm a mesma finalidade, a de estimar os valores de uma grandeza de interesse, mas que se diferenciam em algum aspecto, tais como tipo de sensor utilizado, configuração de medição utilizada, etc. Pode-se dizer que uma grandeza é estimada com uma qualidade de medição superior ou inferior em um sistema de medição com relação a um outro. Ou então que, para um determinado sistema de medição "A", ocorre uma degradação da qualidade da medição quando comparado com um outro sistema de medição equivalente "B". Alguns dos parâmetros que definem a qualidade de medição são: a resolução de medição; faixa de medição; tempo de estimação; condicionamento dos resultados e nível de ruído de estimação.

Desse modo, o projeto de um sistema de medição misto, analógico e digital, que seja reconfigurável, de forma que se possa utilizá-lo em diversas aplicações diferentes de medição utilizando diversos tipos de sensores, deve ser acompanhado de uma análise do seu efeito na qualidade de medição.

Nesse sentido, os objetivos dessa tese são:

- fazer uma análise dos diversos blocos funcionais de um sistema de medição misto reconfigurável com relação à qualidade de medição;
- propor um procedimento para o projeto dos diversos blocos funcionais e para configuração desse sistema; e
- verificar estruturas de medição e seus efeitos na qualidade da medição.

## 1.1. Organização do documento

Esse documento é dividido em 8 capítulos, referências bibliográficas e um apêndice:

- no Capítulo 2, faz-se uma revisão de algumas definições importantes relacionadas a sistemas de medição, tais como tipos de sensores, tipos de grandezas, possibilidades de integração, reconfigurabilidade e a definição da faixa de aplicação do estudo apresentado;
- no Capítulo 3, discute-se a influência da quantização dos sinais elétricos na qualidade da medição. Considera-se um sistema de medição com capacidade de medir uma grandeza de interesse e uma grandeza de interferência, que influencia o sinal elétrico representante da grandeza de interesse. Os valores de medição da grandeza de interferência são, então, utilizados para compensação dessa influência.
- no Capítulo 4, apresenta-se uma análise de circuitos de ganho e ajuste de nível cc programáveis, utilizados para o condicionamento do sinal elétrico proveniente do sensor utilizado para a medição, e o efeito dessa programação na qualidade de medição, dada pela resolução e pela faixa de medição.
- no Capítulo 5, discute-se formas de reconstrução digital da grandeza de medição. Como a aplicação alvo principal deste trabalho é para sistemas embarcados, no qual deva-se utilizar um processador digital simples, de forma a diminuir custos, propõe-se a utilização de tabelas de equivalência com interpolação linear, para reconstrução dos valores de medição;
- no Capítulo 6, fazem-se considerações gerais de sistemas que utilizam realimentação para medição de uma grandeza desejada. Discute-se os efeitos da utilização de realimentação na qualidade de medição dada pelo tempo de estimação e nível de ruído de estimação.
- no Capítulo 7, propõe-se uma arquitetura de um sistema de medição reconfigurável, apresenta-se um diagrama de blocos de um circuito misto para tal fim e discute-se sucintamente a função de cada bloco. Discute-se também alguns aspectos relacionados à realização prática de um circuito de condicionamento programável a capacitores chaveados e apresenta-se um projeto de um circuito de condicionamento programável de dois estágios.
- no Capítulo 8, apresentam-se as conclusões e algumas perspectivas futuras relacionados ao trabalho apresentado

- no Apêndice, apresentam-se o projeto e resultados de simulação dos circuitos analógicos básicos utilizados no projeto do circuito de condicionamento, tais como amplificadores operacionais e .

## Capítulo 2

# Definições Iniciais

---

Neste Capítulo, faz-se uma revisão das principais definições relacionadas a sistemas de medição mistos que sejam reconfiguráveis.

### 2.1. Modos de medição

Os sistemas de medição podem ser classificados em dois grupos: quanto à disponibilidade de uma grandeza elétrica que represente a grandeza de interesse em sistema de medição direta ou indireta; e quanto à atuação no meio de medição, utilizando uma malha de realimentação e controle, em sistema de medição com realimentação ou sem realimentação. Os sistemas de medição sem realimentação são os mais comuns e por isso são designados apenas como sistema de medição, a não ser que se queira evidenciar que não existe realimentação.

Na medição direta, dispõe-se de um sinal elétrico, proveniente do sensor, que representa diretamente a grandeza de interesse. Esse sinal pode então ser condicionado por um circuito analógico, e no caso de sistemas de medição digitais, amostrado e convertido para a forma digital por um conversor A/D.

Na medição indireta, a grandeza de interesse não é diretamente convertida em sinal elétrico pelo sensor, mas exerce influência sobre uma outra grandeza secundária, que pode ser medida e seus valores utilizados para estimação da grandeza de interesse de forma digital (usando o mesmo procedimento do caso anterior) e seus valores utilizados para estimação

dessa grandeza de interesse. Exemplos desse tipo de medição são os sistemas de medição de taxa de variação de uma grandeza qualquer quando se utiliza um sensor que produz um sinal representando esta grandeza. Nesse caso a taxa de variação é estimada a partir dos valores de medição dessa grandeza.

Sistemas de medição sem realimentação não atuam no meio de medição modificando a grandeza de interesse ou a grandeza secundária. Os sistemas de medição com realimentação, ao contrário, atuam no meio de medição utilizando uma malha de realimentação e controle, de forma a modificar os valores da grandeza secundária. Exemplos de sistemas com realimentação são instrumentos que utilizam o método da oposição, ou método do instrumento nulo, para medição. Nestes sistemas, exerce-se uma atuação de forma a opor o efeito da grandeza de interesse no meio de medição. A atuação é aplicada ao meio de medição por uma malha de realimentação e é controlada até que se obtenha um balanceamento. Os valores da grandeza de interesse são obtidos diretamente a partir dos valores da grandeza aplicada ao meio de medição.

## **2.2. Classificação dos sensores**

A palavra sensor é derivada do latim “sentire” que significa sentir. Um sensor sugere conexão com os sentidos humanos e pode nos prover informações de sinais físicos e químicos que de outra forma, não poderiam ser percebidos ou quantificados por nossos sentidos. A palavra transdutor também é derivada do latim “transducere” que significa levar através. Um transdutor é um dispositivo que converte energia de um domínio para outro, aferido para minimizar os erros no processo de conversão e um sensor é um dispositivo que fornece uma saída útil em função de determinado objeto de medição. O sensor é um elemento básico de um transdutor, mas pode também se referir a detecção de tensão ou corrente num regime elétrico que não requer conversão [Frank, 1996].

A seguir, apresentam-se algumas das classificações dos diversos tipos de sensores.

### **2.2.1. Necessidade de estímulo**

Os sensores passivos podem ser classificados quanto a necessidade de estímulo para geração de um sinal elétrico correspondente à grandeza de interesse, em auto-geradores e não auto-geradores [Frank, 1996]. Os sensores auto-geradores não necessitam de um estímulo externo para gerar um sinal elétrico, e tem-se como exemplo um sensor de pressão piezo-elétrico.



Os sensores que não são auto-geradores por sua vez, necessitam de um estímulo externo para gerar um sinal elétrico correspondente à grandeza de interesse. Esses sensores são normalmente baseados em elementos resistivos, capacitivos ou indutivos. O estímulo desses sensores pode ser em forma de corrente ou tensão, e ainda esses estímulos podem ser aplicados como um valor constante, oscilante, pulsado, ou controlado.

### **2.2.2. Interdependência**

Os sensores podem ser classificados quanto ao número de grandezas que influenciam o sinal elétrico gerado. Para os sensores que são apenas influenciados por uma grandeza, a de interesse, ou então, as outras grandezas que o influenciam são desprezíveis, a medição da grandeza de interesse pode ser feita sem a necessidade de se utilizar um esquema de compensação.

No caso de sensores que são influenciados por mais de uma grandeza, as grandezas diferentes da de interesse são chamadas grandezas de interferência. Neste caso, o sistema de medição deve prover um modo de compensação dessas grandezas de interferência de forma a estimar os valores corretos da grandeza de interesse. Um exemplo de um sensor que é influenciado por mais de uma grandeza é o eletrodo para medição de pH, em que a temperatura é uma grandeza de interferência que deve ser compensada na estimativa do pH.

### **2.2.3. Linearidade**

Os sensores podem ser classificados quanto a característica de transferência da grandeza de interesse para o sinal elétrico gerado em lineares ou não lineares. No caso de sensores não lineares, o efeito da não linearidade no sinal elétrico deve ser compensada pelo sistema de medição. Um exemplo de um sensor linear é o eletrodo para medição de pH, em que a corrente produzida pelo eletrodo, numa dada temperatura, é proporcional ao pH. Um exemplo de sensor não linear é o termistor em que a sua resistência varia de forma exponencial com a temperatura.

### **2.2.4. Outras**

Os sensores ainda podem ser classificados de acordo com diversas outras parâmetros, tais como:

- tipo de fenômeno de conversão - Resistividade, permissividade e permeabilidade;
- tipo de sinal elétrico de saída - Corrente, tensão ou carga elétrica;

- tempo de resposta - Tempo em que o seu sinal de saída atinge o valor final dentro de uma certa tolerância (como por exemplo 99%), dado uma variação tipo degrau da grandeza de interesse.;
- sensibilidade – Razão de variação do sinal de saída com relação à variação da grandeza de interesse;
- envelhecimento - Variação da curva de aferição com o tempo de vida ou envelhecimento do sensor ou de alguma de suas partes constituintes;
- condições ambientais - as condições ambientais em que os sensores podem trabalhar tipo: temperatura, aceleração, vibração, choque, pressão ambiental, materiais corrosivos e campos magnéticos;
- histerese - A máxima diferença entre o valor de sinal de saída, dado o valor de grandeza medida dentro da faixa de medição, quando esta grandeza se aproxima do dado valor de forma crescente ou decrescente;
- tempo de vida - Tempo mínimo no qual o sensor irá operar, sem mudanças nas características de desempenho além de uma tolerância especificada;
- sobrecarregamento - Máximo valor da grandeza de medição sem alterar as características de desempenho do sensor, dentro de uma tolerância especificada;
- Repetibilidade - Habilidade do sensor de produzir um mesmo valor de saída quando o mesmo valor de grandeza é aplicado neste, consecutivamente, sob as mesmas condições de operação e mesma direção de aplicação da grandeza; e
- Estabilidade - Habilidade do sensor de manter suas características de desempenho durante um determinado período de tempo.

### 2.3. Classificação das grandezas

Do ponto de vista físico, pode-se identificar dez tipos de formas de energia, listadas a seguir em ordem alfabética [Sze, 1994]:

1. Atômica - relacionada à força entre núcleo e elétrons;
2. Elétrica - relativa ao campo elétrico, corrente, tensão, etc.;
3. Gravitacional - relacionada à atração gravitacional entre dois corpos;
4. Magnética - relativa à campos magnéticos, etc.
5. da Massa - descrita na teoria da relatividade de Einstein como  $E = mc^2$ ;
6. Mecânica - relativa ao movimento, deslocamento, força, etc.;
7. Molecular - energia que mantém unida as moléculas;

8. Nuclear - energia que mantém o núcleo de um átomo unido;
9. Radiante - relativa à ondas eletromagnéticas;
10. Térmica - relativa à energia cinética dos átomos e moléculas.

Do ponto de vista prático, não se considera as energias nuclear e de massa, por não existirem sensores que gerem sinais elétricos em função destas. As energias atômica e molecular podem ser agrupadas e relacionadas aos sinais de natureza química. As energias gravitacional e mecânica podem ser agrupadas e relacionadas aos sinais de natureza mecânica. Dessa forma, para um sistema de instrumentação, considera-se apenas as seguintes formas de energia [Sze, 1994], [Brignell e White, 1996], e [Putten, 1996]:

1. Elétrica;
2. Química;
3. Magnética;
4. Mecânica;
5. Radiante;
6. Térmica.

Quanto a natureza dos tipos de sensores utilizados, os sinais de natureza química podem ser divididos na subclasse dos sinais químicos e biológicos, os sinais de natureza mecânica na subclasse dos sinais mecânicos e acústicos e os sinais de natureza radiante em sinais ópticos e de radiação. Na Tabela 2.1, apresenta-se as grandezas mensuráveis associadas aos tipos de sinais. Na coluna 1 e 2 apresenta-se uma classificação dos tipos de sinais existentes e na coluna 3 apresenta-se as grandezas de medições associadas a cada sinal .

Cada grandeza deve ser sentida por um sensor que tenha um fenômeno de conversão específico (i.e. convertido de um domínio para outro). Estes podem ser classificados nos fenômenos de conversão biológicos, químicos e físicos, como se mostra na Tabela 2.2.

Para exemplificação da utilização dos termos dessas duas tabelas, pode-se considerar os seguintes sensores: sensor de pressão tipo diafragma, termistor e sensor de concentração de oxigênio dissolvido tipo eletrodo com membrana.

No sensor de pressão tipo diafragma, a grandeza a ser medida é a pressão, pertencente à classe dos sinais mecânicos. O fenômeno de conversão é físico e a transformação é elastoelétrica, devido ao efeito piezoresistivo que consiste em variar a resistividade do sensor semiconductor, de acordo com a pressão aplicada sobre ele.

Para o termistor, a grandeza a ser medida pode ser por exemplo, a temperatura pertencente a classe dos sinais térmicos. O fenômeno de conversão é físico e a transformação termo-resistiva, em que a resistência do sensor (termistor) varia de acordo com a sua

temperatura.

Nos sensores de concentração de oxigênio dissolvido do tipo eletrodo com membrana [YSI, ], a grandeza é a concentração de OD. O fenômeno de conversão é químico e a transformação é eletroquímica. Esses sensores são constituídos de um cátodo, um ânodo envolvidos numa substância eletrolítica e separados do exterior por uma membrana seletiva. O oxigênio dissolvido do ambiente passa por uma membrana seletiva, é consumido por uma reação química no cátodo e gera uma corrente que é proporcional a concentração de OD no meio no qual o eletrodo é submerso.

Tabela 2.1. Sinais e grandezas

Natureza	Tipo	Grandeza de medição	
Elétrica	Elétrico	Carga, corrente Potencial, diferença de potencial Campo elétrico (amplitude, fase, polarização, espectro) Condutividade Permissividade	
		Química	Químico
Magnética	Magnético	Biológico	
		Mecânica	Mecânico
Radiante	Radição		
		Térmica	Térmico
Térmica	Térmico		
		Temperatura Fluxo Calor específico Condutividade térmica	

Tabela 2.2. Fenômenos de conversão

Tipo	Transformação
Biológico	bioquímica
	física
	Efeitos no organismo de teste
Químico	química
	física
	Processo eletroquímico
	Espectroscopia
Físico	Termoelétrica
	Fotoelétrica
	Fotomagnética
	Magnetoelétrica
	Elastomagnética
	Elastoelétrica
	Termoelástica
	Termomagnética
	Termo-ótica
	Fotoelástica

#### 2.4. Integração e partição do sistema de medição

A redução do número de elementos discretos em um sistema de instrumentação ou em qualquer outro é desejável. Com isso, pode-se reduzir o número de conexões, número de elementos, tamanho, preço, etc. e aumentar o desempenho geral. Para os sensores inteligentes, a integração das diversas partes do sistema de medição depende principalmente da disponibilidade tecnológica para realizá-la, entre outras da disponibilidade de sensores semicondutores, ferramentas para projetos de circuitos mistos, disponibilidade ou projeto de um núcleo para processamento digital. Algumas variações possíveis para integração desses sistemas, além da integração total, são apresentadas na Figura 2.1 [Frank, 1996 #85].

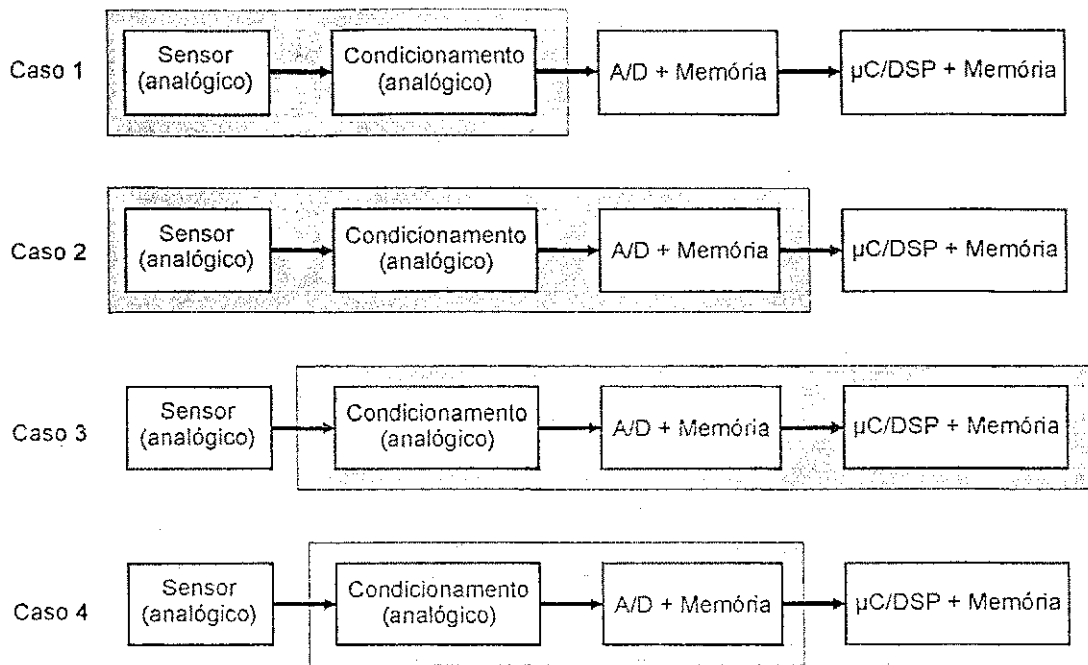


Figura 2.1. Possibilidades de integração e partição para sensores inteligentes

Apenas nos casos 1 e 2 representados na Figura 2.1 se é possível integrar o sensor, que é do tipo semiconductor, em conjunto com o circuito de condicionamento. Nos outros casos, em que se tem sensores não semicondutores, a integração não é possível. Para o projeto de um sistema em que se possa utilizar uma variedade de tipos de sensores, o caso 3 é o mais atrativo, por se ter todo o sistema de aquisição integrado, deixando ao usuário a escolha do sensor a ser utilizado.

# Capítulo 3

## Influência da quantização na qualidade de medição

---

Neste capítulo, apresentam-se considerações genéricas para avaliar o efeito do erro de quantização num sistema digital de medição. Faz-se uma análise da propagação dos erros de quantização na medição de uma grandeza de interesse e de uma grandeza interferente que afetam os resultados de medição. Propõe-se um procedimento para o cálculo da resolução necessária de conversor A/D que deve ser utilizado de forma que a resolução efetiva de medição no sistema seja obtida. De forma a ilustrar o procedimento proposto, apresenta-se, uma análise de três casos práticos de sistemas de medição.

### 3.1. Introdução

Um sistema de medição digital de uma grandeza é representado na Figura 2.1 e deve ser constituído tipicamente dos seguintes blocos funcionais:

1. um sensor para converter uma grandeza não elétrica em um sinal elétrico equivalente;
2. um circuito de condicionamento do sinal analógico, que pode ser constituído de amplificadores, filtros, entre outros, e deve ajustar a faixa de variação do sinal elétrico de saída do sensor, que geralmente é de nível baixo, para que este ocupe



- toda faixa de entrada do conversor A/D e com isso possa-se garantir uma resolução máxima de medição;
3. um conversor A/D, que deve quantizar o sinal elétrico para que este possa ser processado, armazenado ou apresentado; e
  4. um bloco de reconstrução da grandeza a ser medida, que deve principalmente compensar os efeitos da não linearidades do sensor.

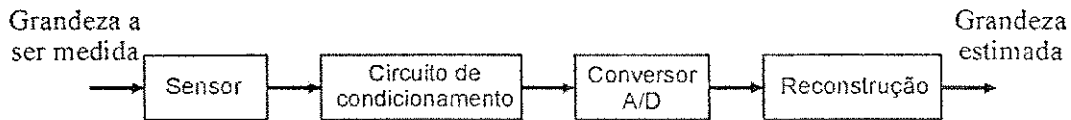


Figura 3.1. Diagrama em blocos de um sistema de medição digital para medição de apenas uma grandeza

O sinal elétrico de saída de diversos sensores são influenciados também por uma outra grandeza, diferente da que se deseja medir, e que é chamada de grandeza de interferência. Nesse caso, o sistema de medição deve medir também essa grandeza de interferência, utilizando um sensor apropriado, para que se possa compensá-la posteriormente na parte digital, de forma que se possa estimar os valores corretos da grandeza de interesse. O diagrama apresentado na Figura 3.1, deve então ser modificado de forma a incluir o canal de medição dessa grandeza de interferência. O sistema digital deve reconstruir os valores dessa grandeza de interferência, ou valores de compensação em função dela, para que possam ser utilizados na estimação da grandeza de interesse.

A resolução efetiva de medição não é determinada necessariamente apenas pela resolução do conversor A/D utilizado no sistema. Ela depende também das características do bloco de reconstrução, que deve compensar alguma não linearidade do sensor utilizado para medição da grandeza de interesse e também da sensibilidade desta grandeza à outra grandeza de interferência e resolução de medição desta.

No procedimento desenvolvido a seguir, considera-se um sistema de medição de uma grandeza interesse e de até uma grandeza de interferência. Faz-se uma análise dos efeitos da quantização da grandeza principal e da grandeza de interferência na resolução final de medição.

### 3.2. Análise da quantização num sistema de medição digital

Apresenta-se na Figura 3.2, um diagrama em blocos de um sistema de medição, com possibilidade de compensação do efeito de uma grandeza de interferência na medição da

grandeza desejada, para análise do efeito do erro de quantização na resolução final de medição da grandeza de interesse, adaptado do modelo apresentado em [Morawski, 1994]. Esse modelo descreve um sistema de medição direta, no qual o sinal elétrico do sensor utilizado representa diretamente os valores da grandeza de interesse. Esse modelo pode ser aplicado ao caso de medição indireta, como se é discutido no Capítulo 6, em que se mede diretamente uma grandeza secundária e seus valores são utilizados para estimação da grandeza de interesse na parte digital.

No diagrama da Figura 3.2, apenas os blocos de maior influência no erro de quantização são apresentados. Esses blocos são: sensor, conversor A/D e reconstrução. O bloco do circuito de condicionamento foi omitido e considera-se, para a análise desenvolvida aqui, que esse bloco apresenta uma característica linear devendo ajustar a faixa de variação dos sinais de saída dos sensores de forma a ocuparem toda a faixa de entrada dos conversores A/D.

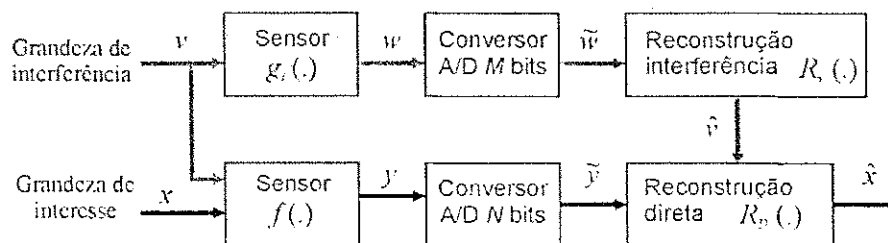


Figura 3.2. Diagrama em blocos do sistema de medição para análise do efeito do erro de quantização

A principal tarefa do sistema de medição é a de estimar a grandeza  $x$  com maior exatidão possível. Para isso é utilizado um sensor adequado que produz um sinal elétrico de saída  $y$  em função da grandeza  $x$  a ser medida, que é descrito através de uma função de conversão  $f(.)$ . O conversor A/D quantiza o sinal elétrico analógico  $y$  em palavras digitais de  $N$  bits, representadas por  $\tilde{y}$ . O bloco de reconstrução direta pode ser visto como um bloco de estimação da grandeza de medição. Esse bloco é definido pela função de reconstrução direta  $R_D(.)$  que deve ser idealmente a inversa da função de conversão do sensor  $f(.)$ .

Quando o sinal produzido pelo sensor utilizado para a grandeza de medição é influenciado por uma grandeza de interferência, descrita por  $v$ , que afeta o sinal elétrico de saída  $y$ , torna-se necessário medir essa grandeza de interferência de forma que se possa compensar o seu efeito na parte digital. A compensação da grandeza de interferência poderia ser realizada na parte analógica, mas a implementação da função de compensação poderia ser mais complexa, tendo em vista que se prevê a utilização do sistema de medição com diversos

tipos de sensores que possuem funções características diferentes.

O sensor para medição da grandeza de interferência  $v$  produz um sinal elétrico representado por  $w$ , que é descrito pela função de conversão do sensor  $g(\cdot)$ . Esse sinal elétrico é quantizado por um conversor A/D como palavras de  $M$  bits, representadas por  $\tilde{w}$ . Finalmente, o bloco de reconstrução de interferência, através da função de reconstrução  $R_v(\cdot)$ , deve estimar os valores da grandeza de interferência (ou então valores de compensação desta, como se é discutido no Capítulo 5) para estes possam ser utilizados na estimação da grandeza principal. A análise de mais de uma grandeza de interferência no sensor utilizado para a grandeza de medição e o efeito de outras grandezas no sensor para medição da grandeza de interferência não são discutidos neste estudo, mas a presente metodologia pode ser estendida de forma a incluir estes casos sem maior complexidade. Se apenas um conversor A/D for utilizado com multiplexação analógica, tem-se obrigatoriamente que  $M = N$ .

Para a análise e avaliação do efeito do erro de quantização no sistema de medição, considera-se que a faixa sinal de saída dos sensores é ajustada pelo circuito de condicionamento de forma a ocupar toda a faixa de entrada do conversor A/D.

### 3.2.1. Faixa de variação das grandezas e dos sinais elétricos

No sistema de medição descrito neste capítulo, a grandeza a ser medida  $x$  pode variar de  $x_{\min}$  a  $x_{\max}$ , o que representa a faixa de medição da grandeza de interesse. A grandeza de interferência  $v$  pode variar de  $v_{\min}$  a  $v_{\max}$ , o que representa a faixa de medição da grandeza de interferência:

$$x \in [x_{\min}; x_{\max}]$$

e

$$v \in [v_{\min}; v_{\max}]$$

Os limites de variação das duas grandezas representam os pontos extremos da faixa total de medição do sistema. O sinal elétrico  $y$  encontra-se disponível na saída do sensor principal, que tem função de conversão dada por  $f(\cdot)$  e pode assumir valores dentro de uma faixa de variação de  $y_{\min}$  a  $y_{\max}$ . De forma semelhante, o sinal elétrico  $w$  encontra-se disponível na saída do sensor para medição da grandeza de interferência, que têm função de conversão dada  $g(\cdot)$  e pode assumir valores de  $w_{\min}$  a  $w_{\max}$ . Então, pode-se escrever:

$$y = f(x, v), \quad y \in [y_{\min}; y_{\max}] \quad (3.1)$$

e

$$w = g(v), w \in [w_{\min}; w_{\max}]. \quad (3.2)$$

Os sinais elétricos  $y$  e  $w$  são quantizados pelos conversores A/D, gerando  $\tilde{y}$  e  $\tilde{w}$  representados em  $N$  e  $M$  bits, respectivamente. Esses sinais podem ter os seguintes valores:

$$\tilde{y} \in \{0, \dots, 2^N - 1\}$$

e

$$\tilde{w} \in \{0, \dots, 2^M - 1\}.$$

Os valores das grandezas de interferência podem ser estimados a partir dos valores quantizados do sinal representando essa grandeza, por:

$$\hat{v} = R_v(\tilde{w}) \quad (3.3)$$

e os valores da grandeza  $x$  podem ser estimados, utilizando os valores estimados das grandezas de interferência e os valores quantizados do sinal de saída do sensor principal por:

$$\hat{x} = R_D(\tilde{y}, \hat{v}) \quad (3.4)$$

### 3.2.2. Análise da propagação do erro de quantização

Considerando os conversores A/D ideais com erro de quantização limitado em  $\frac{1}{2}$  LSB, este erro máximo de quantização pode ser escrito em termos absolutos como:

$$\epsilon_y = \frac{y_{\max} - y_{\min}}{2^{N+1}} \quad (3.5)$$

e

$$\epsilon_w = \frac{w_{\max} - w_{\min}}{2^{M+1}}. \quad (3.6)$$

Pode-se, então, analisar a propagação do erro de quantização no sistema de medição, os quais podem variar dentro dos limites definidos por  $\pm\epsilon_y$  e  $\pm\epsilon_w$ , para medição da grandeza de interesse e das grandezas de interferência, respectivamente. Considerando sempre o pior caso do erro de quantização, define-se os limites de estimação dos valores da grandeza de interferência como:

$$\begin{aligned} v_{L1}(\tilde{w}) &= R_v(\tilde{w} + \epsilon_w) \\ v_{L2}(\tilde{w}) &= R_v(\tilde{w} - \epsilon_w) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Os limites de estimação da grandeza  $x$ , i.e.  $x_L$ , podem ser calculados combinando os valores dos limites de estimação da grandeza de interferência e o valor máximo do erro de quantização do sinal  $y$ . Assim, tem-se:

$$\begin{aligned} x_{L1}(\tilde{y}, \tilde{w}) &= R_D(\tilde{y} + \varepsilon_y, v_{L1}) \\ x_{L2}(\tilde{y}, \tilde{w}) &= R_D(\tilde{y} - \varepsilon_y, v_{L1}) \\ x_{L3}(\tilde{y}, \tilde{w}) &= R_D(\tilde{y} + \varepsilon_y, v_{L2}) \\ x_{L4}(\tilde{y}, \tilde{w}) &= R_D(\tilde{y} - \varepsilon_y, v_{L2}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Dessa forma, obtém-se quatro valores para os limites de estimação da grandeza principal. Os valores de  $x_L$  em função dos valores quantizados do sinal proveniente do sensor principal e dos valores quantizados do sinal proveniente do sensor para medição da grandeza de interferência definem quatro superfícies que limitam os valores de estimação da grandeza  $x$ .

Os valores dos limites de estimação da grandeza  $x$  não são necessariamente igualmente espaçados em relação ao valor correto desta grandeza. Entretanto, o erro máximo de estimação pode ser calculado utilizando os valores mais afastados dos valores da grandeza  $x$ , como:

$$\varepsilon_x(\tilde{y}, \tilde{w}) = \max(|\hat{x} - x_{L1}|, |\hat{x} - x_{L2}|, |\hat{x} - x_{L3}|, |\hat{x} - x_{L4}|). \quad (3.9)$$

O erro máximo de estimação calculado a partir da equação (3.9) é dado pela máxima diferença, em módulo, entre os valores da grandeza estimada e os valores dos limites de estimação, calculados a partir das equações (3.8) e (3.7). O erro máximo de estimação em função dos sinais quantizados define uma superfície que limita o erro de estimação da grandeza  $x$ .

Para um valor particular da grandeza  $x$  e das grandezas de interferência, o erro máximo de estimação  $\varepsilon_x$  pode ser interpretado como o erro equivalente de medição direta da grandeza  $x$ , sem a influência das grandezas de interferência e considerando um sensor linear, utilizando um conversor A/D com resolução de  $N_E$  bits. Dessa forma, para esse valor de medição em particular, o erro de estimação em termos absolutos seria dado por:

$$\varepsilon_x = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^{N_E+1}} \quad (3.10)$$

Essa consideração pode ser aplicada para toda faixa de medição e a resolução efetiva em número de bits em função dos valores dos sinais elétricos quantizados, representando as grandezas envolvidas, pode ser calculada como:

$$N_E(\tilde{y}, \tilde{w}) = \log_2 \left( \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2\varepsilon_x(\tilde{y}, \tilde{w})} \right). \quad (3.11)$$

A perda de resolução na estimação da grandeza de interesse, em número de bits, devido à compensação do efeito da influência da grandeza de interferência e não linearidades dos sensores, pode ser calculada em função da resolução efetiva de medição e da resolução do conversor A/D, como:

$$N_L(\tilde{y}, \tilde{w}) = N - N_E(\tilde{y}, \tilde{w}). \quad (3.12)$$

Definindo-se  $\varepsilon_{0x}$  como o erro máximo de estimação ideal no caso de um sistema de medição ideal em que não existisse influência de uma grandeza de interferência e se utilizasse um sensor com característica de transferência linear. Nesse caso, o erro de estimação da grandeza  $x$  seria limitado apenas pelo erro de quantização do conversor A/D. Dessa forma, tem-se:

$$\varepsilon_{0x} = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^{N+1}}, \quad (3.13)$$

A partir das equações (3.13), (3.12) e (3.11), a perda de resolução em função dos valores quantizados pode ser calculada por:

$$N_L(\tilde{y}, \tilde{w}) = \log_2 \left( \frac{\varepsilon_x(\tilde{y}, \tilde{w})}{\varepsilon_{0x}} \right). \quad (3.14)$$

Se a resolução de medição desejada for especificada por  $N_D$ , deve-se então, garantir que a resolução efetiva de medição não seja inferior a este valor, considerando a faixa total de medição. Dessa forma, tem-se que  $\min(N_E) \geq N_D$  e que:

$$\varepsilon_x(\tilde{y}, \tilde{w}) \leq \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^{N_D+1}}. \quad (3.15)$$

### 3.2.3. Representação das variáveis em escalas diferentes

As variáveis, erro máximo de estimação, da resolução efetiva de medição e da perda máxima de resolução, definidas anteriormente podem ser representadas em outras escalas, o que pode fornecer uma melhor interpretação dos resultados. A seguir, apresentam-se formas de representação dessas variáveis em função dos valores estimados da grandeza de interesse e da grandeza de interferência.

### Representação em função da grandeza de interesse

Para cada par de valores dos sinais elétricos quantizados  $\{\tilde{y}, \tilde{w}\}$  existe um valor equivalente de estimação da grandeza de interesse  $\hat{x}$ . Dessa forma, o erro máximo de estimação da grandeza de medição pode ser escrito em função dos valores estimados da grandeza de interesse e dos valores quantizados do sinal elétrico representando a grandeza de interferência como:

$$\varepsilon_x(\hat{x}, \tilde{w}) \equiv \varepsilon_x(\hat{x} = R_D(\tilde{y}, \tilde{w}), \tilde{w}). \quad (3.16)$$

Para cada valor de  $\hat{x}$ , existem  $2^M$  valores possíveis da variável  $\tilde{w}$ , que podem assumir valores de 0 a  $2^M-1$ :  $\tilde{w} = \{0, \dots, 2^M - 1\}$ . Uma vez que  $\varepsilon_x$  exprime o erro máximo de medição, este pode ser calculado em função apenas dos valores estimados da grandeza estimada como:

$$\varepsilon_x(\hat{x}) = \max\{\varepsilon_x(\hat{x}, 0), \dots, \varepsilon_x(\hat{x}, 2^M - 1)\}. \quad (3.17)$$

Fazendo-se uma transformação de variáveis análoga à da equação (3.16), e considerando o pior caso, têm-se que os valores de resolução efetiva de medição podem ser expressos em função dos valores estimados da grandeza de interesse como:

$$N_E(\hat{x}) = \min\{N_E(\hat{x}, 0), \dots, N_E(\hat{x}, 2^M - 1)\}, \quad (3.18)$$

e os valores de perda de resolução por:

$$N_L(\hat{x}) = \max\{N_L(\hat{x}, 0), \dots, N_L(\hat{x}, 2^M - 1)\}. \quad (3.19)$$

### Representação em função da grandeza de interferência

Para cada valor da variável  $\tilde{w}$  existe um valor correspondente da grandeza de interferência estimada  $\hat{v}$ , com  $\hat{v} = R_v(\tilde{w})$ . Dessa forma, o erro máximo de estimação da grandeza de medição pode ser representado em função dos valores estimados da grandeza de interferência e do sinal elétrico quantizado proveniente do sensor principal, por:

$$\varepsilon_x(\tilde{y}, \hat{v}) = \varepsilon_x(\tilde{y}, \hat{v} = R_v(\tilde{w})). \quad (3.20)$$

Para cada valor de  $\hat{v}$ , existem  $2^N$  valores possíveis de  $\tilde{y}$ , com  $\tilde{y} = \{0, \dots, 2^N - 1\}$  e o erro máximo de estimação em função dos valores estimados da grandeza de interferência podem ser expressos por:

$$\varepsilon_x(\hat{v}) = \max\{\varepsilon_x(0, \hat{v}), \dots, \varepsilon_x(2^N - 1, \hat{v})\}. \quad (3.21)$$

Fazendo-se uma transformação de variáveis análoga à da equação (3.20), e considerando o pior caso, têm-se que os valores de resolução efetiva de medição podem ser expressos em função dos valores estimados da grandeza de interferência como:

$$N_E(\hat{v}) = \min\{N_E(0, \hat{v}), \dots, N_E(2^N - 1, \hat{v})\}, \quad (3.22)$$

e os valores de perda de resolução por:

$$N_L(\hat{v}) = \max\{N_L(0, \hat{v}), \dots, N_L(2^N - 1, \hat{v})\}. \quad (3.23)$$

#### 3.2.4. Determinação da resolução do conversor A/D

A resolução necessária do conversor A/D, em número de bits, para que se possa obter a resolução de medição desejada  $N_D$ , em razão da perda de resolução devido ao efeito da grandeza de interferência e das não linearidades das funções de conversão dos sensores utilizados, pode ser calculado por:

$$N = N_D + \max(N_L) \quad (3.24)$$

De acordo com o sistema de medição a ser implementado, o valor de  $N$  pode não ser possível de se determinar diretamente e, também, uma expressão analítica que forneça o valor de  $N$  pode não ser possível de ser desenvolvida. Para tais sistemas de medição relativamente complexos, a resolução do conversor A/D pode ser encontrada de forma iterativa. Um procedimento iterativo para tal fim, para um dado valor de resolução  $M$ , deve ser da seguinte forma:

1. Definir um valor inicial para  $N$ ;
2. Calcular a perda de resolução  $N_L$  considerando a faixa de medição completa;
3. Calcular o novo valor de  $N$  como:  $N = N_D + \max(N_L)$ ;
4. Repetir os passos 2 e 3 até que  $N$  seja obtido com uma tolerância especificada;
5. Aproximar o valor de  $N$  para o número inteiro imediatamente superior ao valor de convergência de  $N$  obtido no passo 3.

Esse procedimento deve ser realizado para vários valores de  $M$ , em seguida deve se escolher o melhor par de valores de resolução  $\{M, N\}$  em função das especificações e limitações de projeto do sistema de medição.

### 3.3. Casos práticos de estudo

De acordo com o sensor utilizado para medição da grandeza de interesse, pode-se



distinguir diferentes casos de medição quanto ao número de grandezas de influência e à característica de transferência da grandeza para o sinal elétrico dos sensores. Alguns desses casos de medição são apresentados de forma genérica na tabela 3.1 e relacionados com os casos práticos de estudo.

Tabela 3.1. Classificação de sistemas de medição quanto à linearidade dos sensores e à sensibilidade a grandezas de interferência

Nº de grandezas de interferência	Característica de transferência	Caso de estudo
Zero	Linear	–
	Não-linear	3.3.1
Uma	Linear	3.3.2
	Não-linear	3.3.3
Duas ou mais	Linear/Não-linear	–

Para um sistema de medição sem grandezas de interferência e utilizando um sensor que produz um sinal elétrico linearmente relacionado com a grandeza de interesse, tem-se que a função de reconstrução  $R_D(.)$  é também uma função linear. Dessa forma, a perda de resolução  $N_L$  é igual a zero e  $N_E = N = N_D$ . Esse caso é trivial e não é apresentado neste documento. Os casos de sistemas de medição que possuam mais de uma grandeza de interferência também não são estudados.

### 3.3.1. Medição da temperatura utilizando um termistor

Um sistema de medição de temperatura utilizando um termistor pode ser classificado como um sistema que não sofre influência de uma outra grandeza. Esse sistema utiliza um sensor com característica de transferência não linear entre a grandeza a ser medida e o sinal elétrico produzido por este. A dependência da resistência do termistor em função da temperatura pode ser descrito por [Dorf, 1993]:

$$r_{th} = r_{in} e^{\beta/T} \quad (3.25)$$

em que  $r_{th}$  é a resistência do termistor numa dada temperatura  $T$  em Kelvin e  $r_{in}$  e  $\beta$  são parâmetros característicos do termistor.

Considera-se um sistema de medição de temperatura para uma faixa de 0 °C a 50 °C

(273 K a 323 K), que utiliza um conversor A/D de 10 bits e um termistor com parâmetros:  $\beta = 4000 \text{ K}$  e  $r_{in} = 0,033 \text{ } \Omega$  [Catunda, 1996]. Analisa-se duas configurações convencionais de medição de temperatura com termistor:

- I. Corrente constante, em que o termistor é excitado por uma fonte de corrente constante de  $10 \text{ } \mu\text{A}$ , como mostrado na Figura 3.3.I, e o sinal elétrico representando a grandeza de interesse é a tensão  $y$  sobre o termistor; e
- II. Tensão constante, em que o termistor é excitado por uma fonte de tensão constante de  $0,1 \text{ V}$ , como mostrado na Figura 3.3.II, e o sinal elétrico representando a grandeza de interesse é a corrente  $y$  através do termistor.

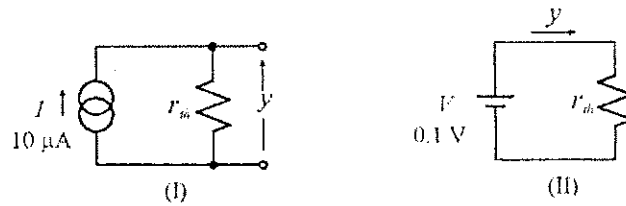


Figura 3.3. Configurações de medição de temperatura usando um termistor: (I) excitação por corrente constante. (II) excitação por tensão constante.

Em ambas as configurações, o aquecimento do termistor devido à corrente através dele é desprezível. Na Figura 3.4, mostra-se o gráfico dos valores do sinal elétrico em função da grandeza  $x$  para as duas configurações de medição. Para as configurações de medição (I) e (II), considerando  $x$  como a temperatura e  $y$  como o sinal elétrico representando a grandeza  $x$ , pode-se escrever as seguintes equações:

$$y = f(x) = I \cdot r_{in} e^{\beta/x}$$

$$\hat{x} = R_D(\tilde{y}) = \frac{\beta}{\ln(a\tilde{y} + b) - \ln(I \cdot r_{in})}$$

I.  $y_{\min} = 0,0788, y_{\max} = 0,7617$

$$a = 6,669 \times 10^{-4}, b = y_{\min}$$

$$N = 10 \rightarrow \epsilon_y = 3,33 \times 10^{-4} \text{ V}$$
  

$$y = f(x) = V / r_{in} e^{\beta/x}$$

$$\hat{x} = R_D(\tilde{y}) = \frac{\beta}{\ln(V / (a\tilde{y} + b)) - \ln(r_{in})}$$

II.  $y_{\min} = 1,313 \text{ } \mu\text{A}, y_{\max} = 12,68 \text{ } \mu\text{A}$

$$a = 1,11 \times 10^{-8}, b = y_{\min}$$

$$N = 10 \rightarrow \epsilon_y = 5,55 \times 10^{-2} \text{ } \mu\text{A}$$

em que  $a$  e  $b$  são constantes de ajuste da escala do sinal quantizado (de 0 a  $2^N-1$ ) para a escala do sinal elétrico  $y$ .

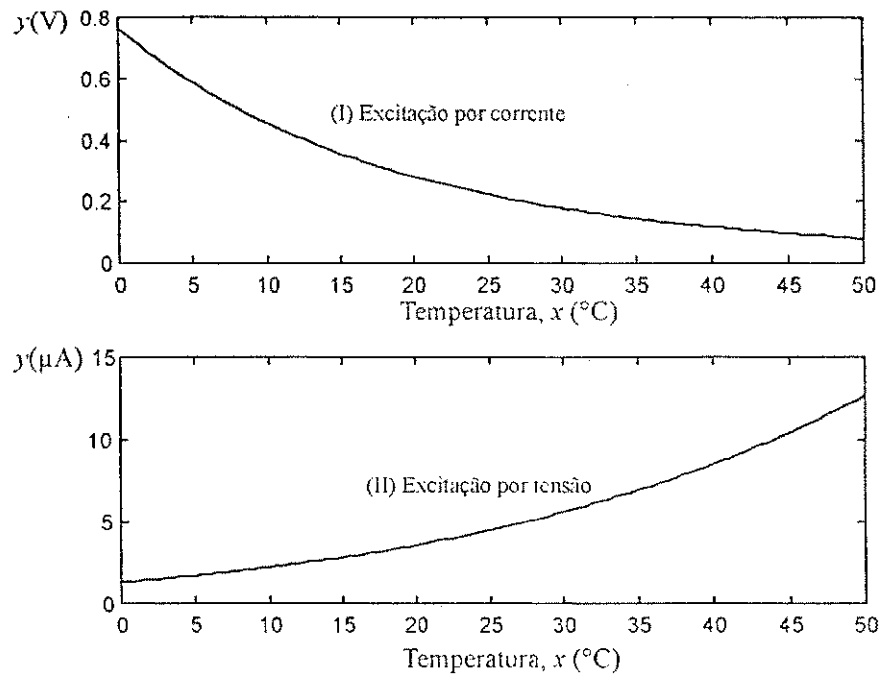


Figura 3.4. Sinal elétrico  $y$  em função da temperatura (convertida para °C), grandeza  $x$ : (I) excitação do termistor por corrente constante; e (II) excitação do termistor por tensão constante.

O sinal elétrico quantizado pode assumir valores de 0 a  $2^N-1$ . Para tal sinal elétrico, os limites de estimação da grandeza  $x$  são calculados, a partir da equação (3.8), sem considerar os valores do sinal quantizado da grandeza de influência, que não existe, como:

$$\begin{aligned} x_{L1}(\tilde{y}) &= R_D(y + \varepsilon_y) \\ x_{L2}(\tilde{y}) &= R_D(y - \varepsilon_y) \end{aligned} \quad (3.26)$$

O erro máximo de estimação da grandeza  $x$  pode ser calculado, a partir da equação (3.9), por:

$$\varepsilon_x(\tilde{y}) = \max(|\hat{x} - x_{L1}|, |\hat{x} - x_{L2}|). \quad (3.27)$$

Para as duas configurações de medição, o erro máximo de estimação ideal pode ser calculado através da equação (3.13), que resulta em  $\varepsilon_{0x} = 0,0244$  °C. A perda de resolução, para um conversor A/D de 10 bits, pode ser calculada a partir da equação (3.14). Na Figura 3.5, mostram-se em (A) os gráficos dos erros máximos de estimação e em (B) os gráficos das resoluções efetivas, para os dois tipos de configuração de medição e em função do sinal

quantizado.

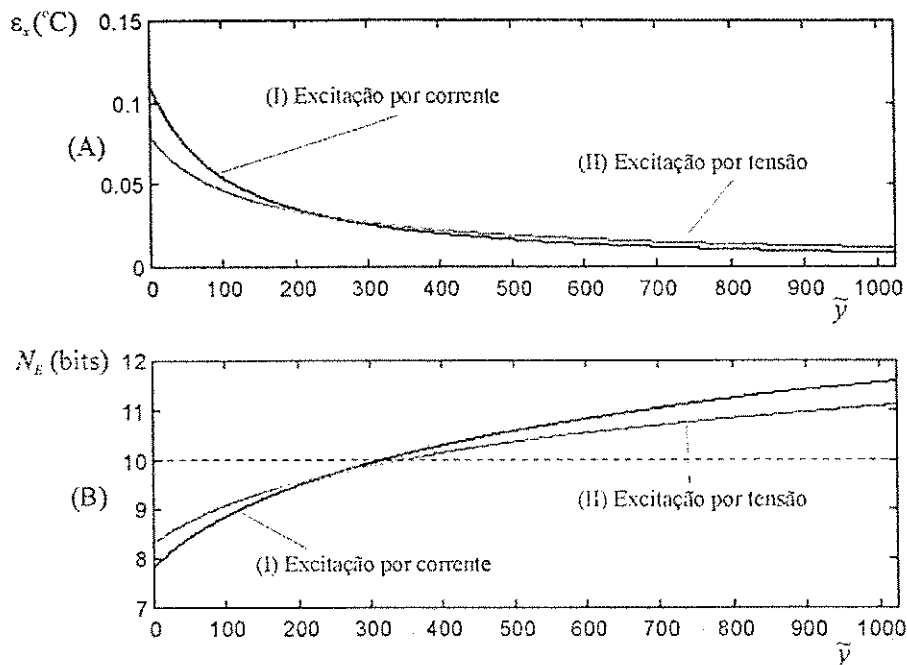


Figura 3.5. Estimação da temperatura: (A) erro máximo de estimação; (B) resolução efetiva de medição, em função do sinal quantizado, para: (I) excitação do termistor por corrente constante; e (II) excitação do termistor por tensão constante.

Os mesmos resultados podem ser apresentados em função dos valores estimados da grandeza  $x$  (em °C), como mostrado na Figura 3.6.

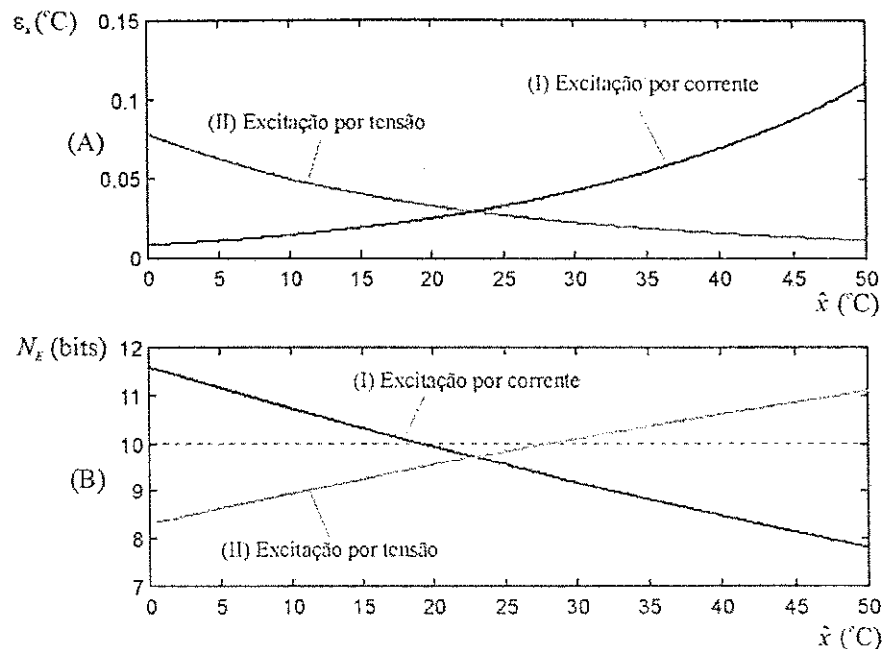


Figura 3.6. Estimação da temperatura: (A) erro máximo de estimação; (B) resolução efetiva de medição, em função do sinal quantizado, para: (I) excitação do termistor por corrente constante; e (II) excitação do termistor por tensão constante.

A partir da Figura 3.6, pode-se observar que na configuração de medição (I) o erro máximo de estimação, para valores de temperatura abaixo de 20 °C, causa um aumento da resolução efetiva de medição acima da resolução do conversor A/D que é de 10 bits. Na configuração de medição (II) o mesmo efeito ocorre para valores de temperatura acima de 28 °C. O efeito de aumento da resolução efetiva para alguns valores de medição se deve a característica não linear do sensor utilizado que causa a compressão dos valores quantizados em uma parte da faixa de medição e dessa forma, obtendo-se mais valores quantizados para um mesmo intervalo de temperatura. Para o resto da faixa de medição, ocorre uma expansão dos valores quantizados resultando numa diminuição da resolução efetiva abaixo de 10 bits. Observa-se também, que a resolução efetiva de medição varia menos para a configuração (II), e que no caso de ser necessário garantir uma resolução de medição mínima de  $N_D = 10$  bits para toda a faixa de medição, seria necessário utilizar um conversor A/D de no mínimo 12 bits. Dessa forma a configuração (II) é a mais indicada no caso em que se deseja obter uma menor variação da resolução efetiva para toda a faixa de medição.

### 3.3.2. Medição de pH

A medição de pH pode ser realizada utilizando um eletrodo que fornece um sinal elétrico de saída em forma de tensão, em função do pH da solução na qual ele está imerso.

Mas, a tensão de saída do eletrodo depende também da temperatura da solução na qual ele está imerso. A temperatura nesse caso é uma grandeza de interferência e a dependência da tensão de saída do eletrodo em função desta pode ser descrita como [Anonymous, 1999]:

$$V = 0.19847(7 - pH)T \quad (3.28)$$

em que  $T$  é a temperatura em Kelvin.

O gráfico da tensão de saída do eletrodo em função do pH de uma solução é apresentado na Figura 3.7 para três valores de temperatura diferentes.

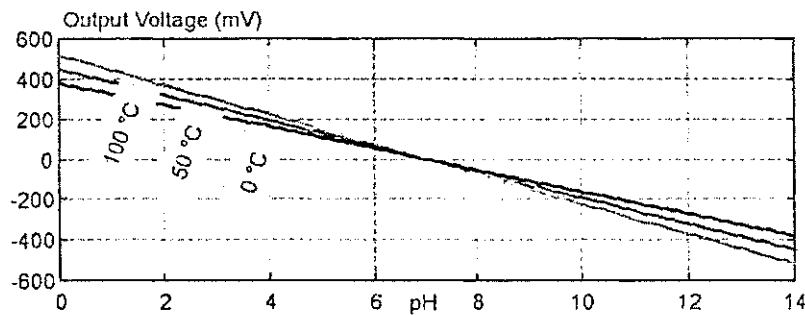


Figura 3.7. Tensão de saída do eletrodo para medição de pH em função do pH para três valores de temperatura diferentes

De forma a estimar corretamente os valores de pH, o sistema de medição deve medir também a grandeza de interferência que é a temperatura. Os valores medidos da temperatura serão, então, utilizados para compensar o seu efeito na tensão de saída do eletrodo, na função de reconstrução dos valores de pH.

A faixa de variação de medição de pH é de 0 a 14 e a faixa de medição de temperatura é definida de 0 °C a 100 °C. Utilizando a notação apresentada anteriormente, tem-se que  $x$  representa os valores de pH,  $y$  é o sinal de tensão de saída do eletrodo,  $v$  é a temperatura e  $w$  é o sinal elétrico do sensor utilizado para medição da temperatura. Assume-se que se utiliza um sensor para medição de temperatura que apresenta uma característica linear, de forma que  $w = v$ . Inicialmente, assume-se que os conversores A/D utilizados têm resoluções de 10 bits. Para a medição da grandeza de interferência, pode-se escrever as seguintes equações:

$$v_{\min} = 273 \text{ K}, v_{\max} = 373 \text{ K}$$

$$w = v$$

$$\hat{v} = R_v(\tilde{w}) = a\tilde{w} + b$$

$$a = 0,0977, b = v_{\min}$$

$$\epsilon_w = 0.0488 \text{ K}$$

Para estimação da grandeza de interesse, pH, pode-se escrever as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 x_{\min} &= 0, x_{\max} = 14 \\
 y &= f(x, v) = kv(7 - x), k = 0,1984 \\
 y_{\min} &= -518 \text{ mV}, y_{\max} = 518 \text{ mV} \\
 \varepsilon_y &= 0,5059 \text{ mV} \\
 \hat{x} &= R_D(\tilde{y}, \hat{v}) = f^{-1}(x, v) = 7 - \frac{a\tilde{y} + b}{k\hat{v}} \\
 a &= 1,012, b = y_{\min}
 \end{aligned}$$

O erro de máximo de estimação de pH pode ser calculado através das equações (3.7), (3.8) e (3.9) e é uma função de duas variáveis. Na Figura 3.8, mostra-se erro máximo de estimação e o erro de estimação calculado pela diferença entre os valores corretos de pH e os valores obtidos a partir da função de reconstrução da grandeza  $x$  utilizando diversos valores quantizados da grandeza de interesse  $x$  e da grandeza de interferência  $v$ .

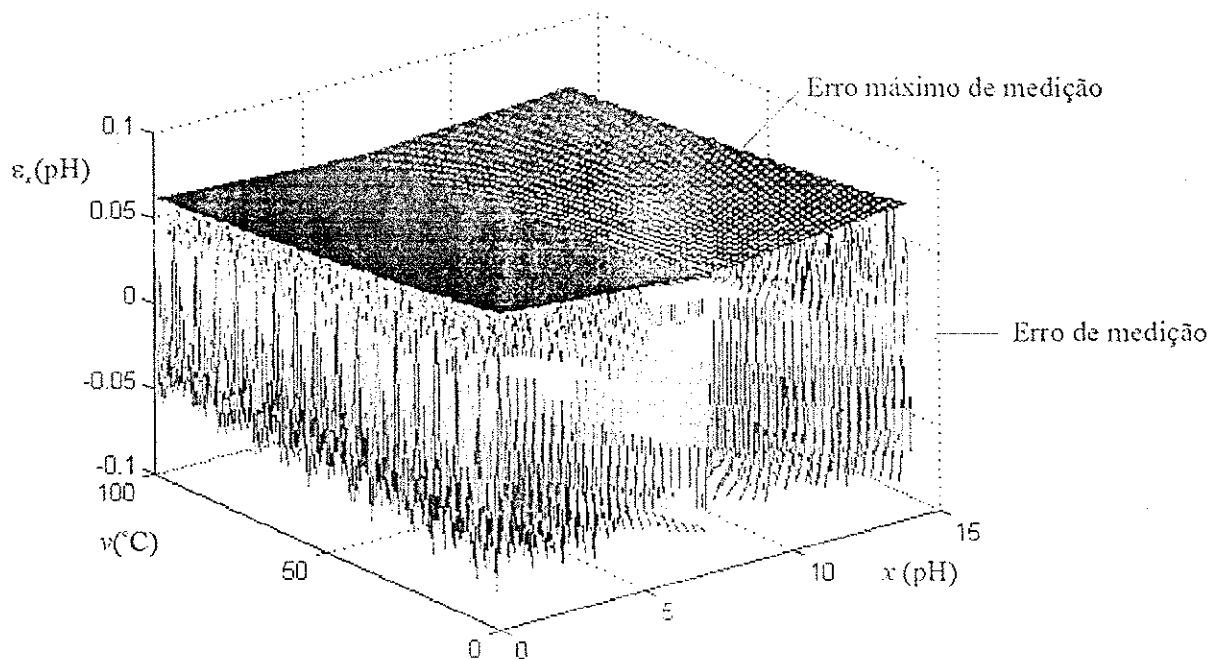


Figura 3.8. Erro máximo de estimação e erro de estimação em função das grandezas principal e de interferência para  $M = N = 7$ .

Na Figura 3.9, para um conversor A/D com resolução  $N = 10$ , mostra-se em (A) o erro máximo de estimação representado em função da temperatura, com  $M = 10$ ; e em (B) a resolução de medição em função da temperatura para vários valores de  $M$ . Pode-se observar a influência da resolução do conversor A/D utilizado para medição da grandeza de interferência, na resolução final de medição. Caso fosse necessário uma resolução efetiva de

medição de no mínimo 10 bits, para toda faixa de medição, uma solução possível seria escolher os conversores A/D com resoluções  $M=9$  e  $N=11$ .

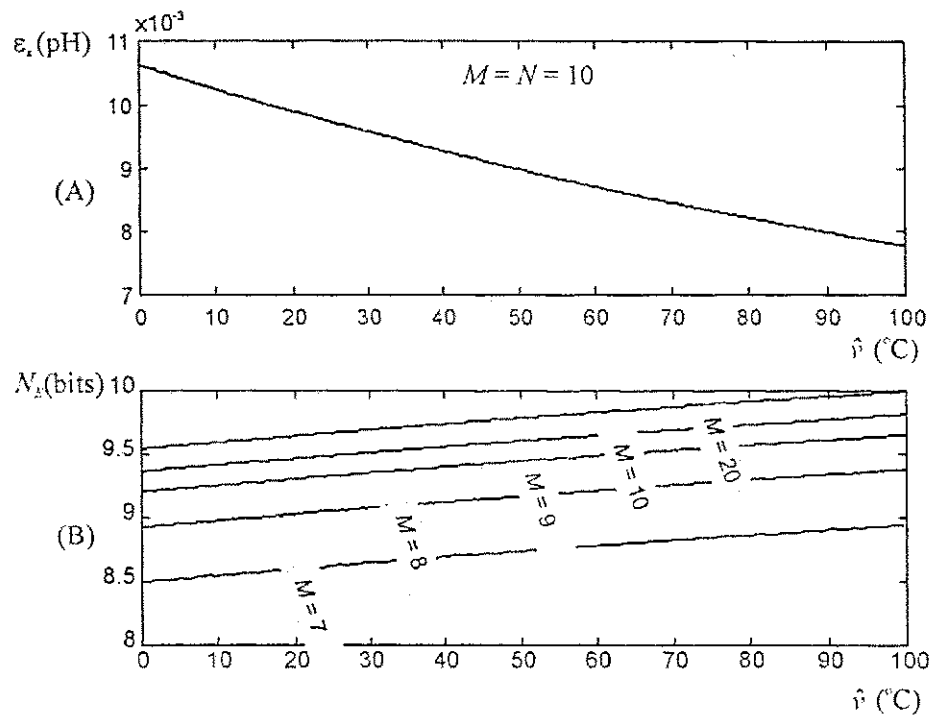


Figura 3.9. Estimação de pH: (A) Erro máximo de medição para  $M=N=10$ ; e (B) resolução efetiva para  $N=10$  e diferentes valores de  $M$ , em função da temperatura.

### 3.3.3. Medição de concentração de oxigênio dissolvido

A concentração de oxigênio dissolvido em líquidos (OD) é um parâmetro importante para a monitoração e controle de sistemas de tratamento de águas que utilizam lodo ativado, entre outras aplicações. O eletrodo com membrana é um dos tipos de sensores mais utilizados para medição da concentração de OD. Ele consiste de dois eletrodos metálicos sólidos que ficam em contato com uma solução eletrolítica e separados do meio de medição por uma membrana seletiva. A grosso modo, a membrana permite apenas a passagem de oxigênio dissolvido, que é reduzido nos eletrodos formando uma corrente elétrica proporcional à concentração de OD. A sensibilidade da membrana à passagem de OD é dependente da temperatura do meio de medição que modifica também a sensibilidade da corrente de saída do eletrodo com a concentração de OD.

A dependência da corrente produzida pelo eletrodo em função da temperatura pode ser descrita por [Anonymous, 1989]:

$$i = \exp(m.T + b).x \quad (3.29)$$



em que  $x$  é a concentração de oxigênio dissolvido e  $m$  e  $b$  são parâmetros característicos do eletrodo.

Neste caso de medição, a concentração de OD é a grandeza de interesse  $x$ ; a corrente elétrica por  $y$ ; e a temperatura é a grandeza de interferência  $v$ . A concentração máxima de OD em líquidos também varia em função da temperatura, que modifica a faixa de medição, sendo a concentração mínima sempre igual a zero. A dependência da concentração máxima de OD com a temperatura é um efeito bastante conhecido e pode ser encontrado na maioria dos manuais de fabricantes de eletrodos de OD. Para um eletrodo comercial, os parâmetros estimados a partir de experimentos são:  $m = 3,839 \times 10^{-2}$  e  $b = -24,49$  [Catunda et al., 1998a]. Considerando uma faixa de variação da temperatura de 0 °C a 50 °C, apresenta-se na Figura 3.10 os gráficos dos valores máximos de concentração de OD,  $x_{max}$ , dos valores da corrente gerada pelo eletrodo em função da temperatura  $v$ .

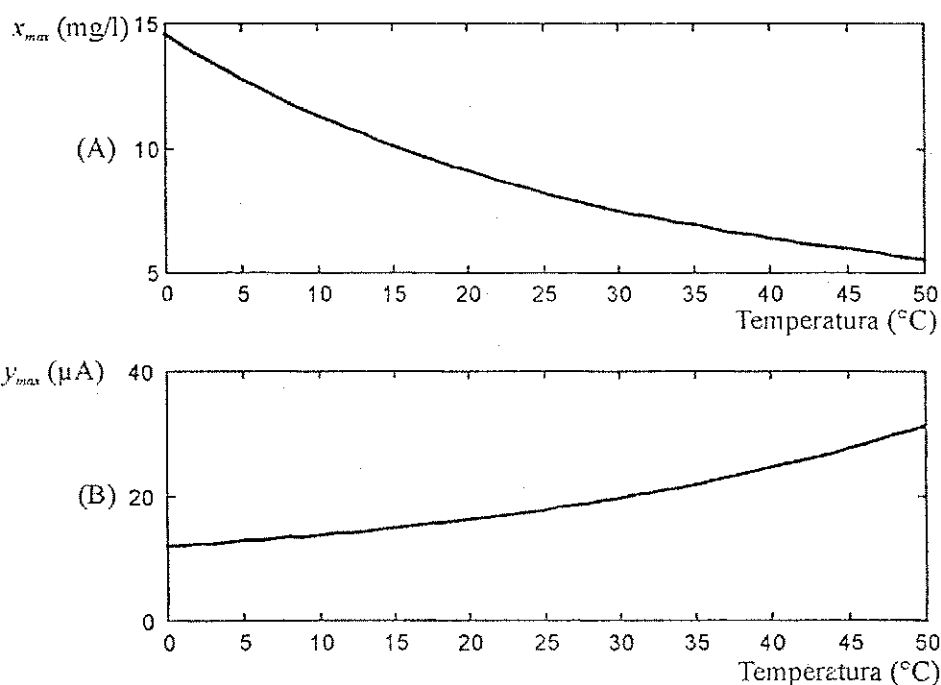


Figura 3.10. Estimação da concentração de OD: (A) valores máximos da concentração de OD; e (B) corrente fornecida para os valores máximos de OD, em função da temperatura

De forma a se estimar corretamente os valores da concentração de OD, necessita-se medir também a temperatura, que neste caso é uma grandeza de interferência. Para verificar o efeito da estimativa da grandeza de interesse de diferentes funções de reconstrução da grandeza de interferência, três esquemas diferentes de medição da temperatura são estudados:

- I. usando um sensor ideal linear semelhante ao caso de estimativa de pH;
- II. usando um termistor excitado por uma fonte de corrente constante; e

III. usando um termistor excitado por uma fonte de tensão constante

Para estimação da concentração de OD, utilizando-se conversores A/D de 10 bits, pode-se escrever:

$$y = f(x, v) = x \exp(mv + b)$$

$$\hat{x} = R_D(\tilde{y}, \hat{v}) = \tilde{y} / \exp(m\hat{v} + b)$$

$$x_{\min} = 0, x_{\max} = 14,55 \text{ mg/l}$$

$$y_{\min} = 0, y_{\max} = 31,4 \mu\text{A}$$

$$\varepsilon_p = 15,3 \text{ nA}$$

Na Figura 3.11, apresenta-se em (A) o erro máximo de estimação da concentração de OD; e em (B) a resolução efetiva de medição, representados em função da temperatura, para cada uma das configurações de medição de temperatura. Pode-se observar que a resolução efetiva de medição da grandeza de interesse depende também da configuração de medição da grandeza de interferência utilizada. Para o caso de medição apresentado, a resolução efetiva de medição de concentração de OD apresentou uma faixa de variação menor (em função da temperatura) para configuração de medição de temperatura com um termistor excitado por corrente.

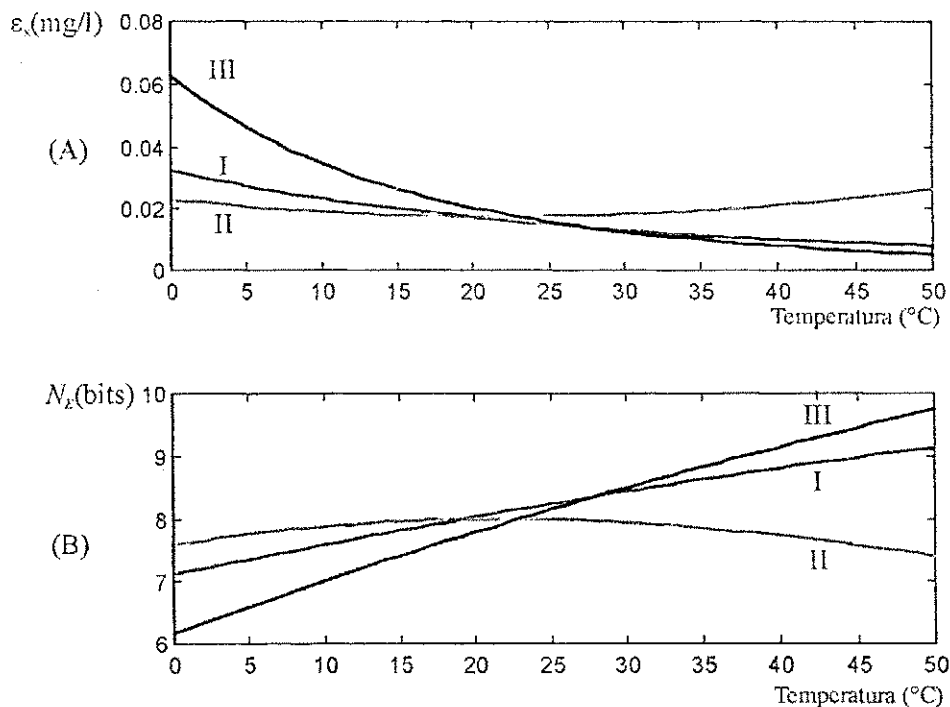


Figura 3.11. Estimação da concentração de OD: (A) erro máximo de estimação; e (B) resolução efetiva de medição, representados em função da temperatura, para os casos de medição de temperatura usando: (I) sensor com característica linear, (II) termistor excitado por corrente constante, (III) termistor excitado por tensão constante.

### 3.4. Conclusões

Neste capítulo apresentou-se um procedimento para formular a propagação do erro de quantização num sistema de medição de uma grandeza de interesse com até uma grandeza de interferência. Com esse procedimento, pode-se determinar a resolução mínima dos conversores A/D utilizados no sistema, de forma a se obter a resolução efetiva de medição desejada. Três casos práticos foram apresentados de forma a ilustrar o procedimento proposto.

Pode-se observar, a partir dos exemplos práticos, que a resolução efetiva de medição pode ser degradada caso se necessite compensar alguma o efeito da não linearidade do sensor utilizado para medição da grandeza de interesse. A resolução efetiva pode ser afetada também nos casos em que se necessite realizar a medição e compensação do efeito de uma grandeza de interferência na medição da grandeza principal. A degradação da resolução devido a compensação de uma grandeza de interferência depende também do esquema de medição utilizado para esta grandeza.

Com o procedimento apresentado nesse capítulo, pode-se avaliar a resolução efetiva de medição de uma grandeza de interesse em um dado esquema de medição. A partir desta avaliação, pode-se então projetar o sistema de medição de forma a obter uma resolução de medição desejada.

## Capítulo 4

# Programação de ganho e ajuste de nível cc

---

Neste capítulo, apresentam-se uma análise de circuitos de ganho e ajuste de nível cc programáveis e o efeito dessa programação na qualidade de medição, dada pela resolução e pela faixa de medição. A análise é realizada para circuitos com um ou mais estágios de condicionamento e é apresentada de forma a ser genérica, podendo ser aplicada tanto para sistemas de medição integrados ou que utilizam elementos discretos. Um exemplo de um circuito de ganho e ajuste de nível cc é apresentado de forma a ilustrar o procedimento descrito [Catunda et al., 2000c].

### 4.1. Introdução

Um sistema de medição digital deve ser constituído principalmente de um conversor A/D e de um circuito de condicionamento. O circuito de condicionamento é empregado principalmente para ajustar o nível do sinal de saída do sensor utilizado para medição, que é geralmente de nível baixo, de forma que este ocupe toda a faixa de variação de entrada do conversor A/D, e com isso, possa-se reduzir as perdas de resolução e de faixa de medição. Para tal, esse circuito deve realizar as funções de ganho e ajuste de nível cc do sinal de saída do sensor.

No caso de um sistema de medição digital reconfigurável, no qual se deseja medir diversas grandezas utilizando sensores diferentes que produzem sinais com amplitudes e níveis cc variados, o circuito de condicionamento deve ser programável. O circuito de

condicionamento deve, então, prover diferentes valores de ganho e compensação de nível cc, de forma que os sinais elétricos de diferentes sensores possam ser ajustados para ocupar toda a faixa de entrada do conversor A/D. Entretanto, os valores de programação de ganho e ajuste de nível cc são limitados e quaisquer valores destes mal empregados, diferentes dos que seriam ideais, podem causar uma perda na qualidade de medição, dada por uma perda de resolução ou de faixa de medição.

Circuitos de ganho programável são bastante conhecidos e encontram diversas aplicações como em comunicação via rádio [Yamaji e Itakura, 1997] e em áudio [Ciubotaru, 1996]. Esses circuitos podem ser utilizados tanto como elementos controlados independentemente quanto em malha fechada, tal como em aplicações que utilizam o controle automático de ganho (CAG). Entretanto, não se encontra na literatura, muitos trabalhos em que se utilize circuitos de ganho e ajuste de nível cc para aplicações em instrumentação.

Neste capítulo, discute-se a programação do ganho e do ajuste de nível cc do sinal elétrico da saída de sensores e seus efeitos na qualidade da medição em um nível comportamental (estrutural). A análise apresentada pode ser aplicada tanto para sistemas unipolares quanto diferenciais, sem considerar o ajuste de nível cc para este último. A análise apresentada não inclui as limitações práticas de circuitos analógicos para esse fim, que são específicas à técnica e à tecnologia utilizadas. O efeito dessas limitações na qualidade final da medição podem ser consideradas na fase de projeto dos circuitos, sem deterioração da análise comportamental apresentada aqui.

Embora a idéia de programação de ganho e de ajuste de nível não seja nova, nesse capítulo, pretende-se fornecer uma ferramenta compreensiva para o projeto de circuitos com esse tipo de programação. De forma a ilustrar o procedimento descrito, apresenta-se, como exemplo de aplicação, um projeto em nível estrutural de um circuito de condicionamento para tal fim. A implementação do exemplo apresentado neste capítulo, utilizando a técnica de capacitores chaveados e uma tecnologia de circuitos integrados, é apresentada no Capítulo 7.

## 4.2. Definições iniciais

Considera-se um sistema de medição digital reconfigurável composto de um circuito de condicionamento capaz de prover um ganho e um ajuste de nível cc ao sinal de saída de um sensor, e de um conversor A/D. Os valores de ganho e ajuste de nível cc são programados e podem assumir apenas valores discretos dentro de uma faixa limitada. Os principais problemas que causam deterioração da qualidade de medição, relacionados à programação em

valores discretos, são devidos:

1. à saturação do sinal de saída do circuito de condicionamento, que causa uma perda de faixa de medição, de forma que alguns valores da grandeza não poderão ser medidos; e
2. à faixa de variação do sinal de saída ser menor do que a faixa de entrada do conversor A/D, que causa uma perda de resolução de medição.

Para realizar a análise desses problemas, define-se algumas variáveis do circuito de condicionamento, e suas respectivas faixas de variação, representadas pelo símbolo  $\Delta$ , com limites inferiores, representados pelo sobrescrito  $^-$ , e limites superiores, representados pelo sobrescrito  $^+$ , da seguinte forma:

$y_{in}$  representa o sinal de entrada do circuito de condicionamento e  $\Delta y_{in} = y_{in}^+ - y_{in}^-$ . A faixa de variação do sinal de entrada do circuito corresponde a faixa de variação total da grandeza a ser medida.

$y_c$  representa o sinal na saída do circuito de condicionamento sem considerar o efeito da saturação (sinal condicionado) e  $\Delta y_c = y_c^+ - y_c^-$ ;

$y_u$  representa o sinal de saída do circuito de condicionamento considerando o efeito de saturação (sinal útil) e  $\Delta y_u = y_u^+ - y_u^-$ .

Define-se ainda a faixa de entrada de sinal do conversor A/D como:  $\Delta AD = AD^+ - AD^-$

O sistema composto pelo sensor de medição, circuito de ganho e ajuste de nível cc e do conversor A/D é representado na Figura 4.1(B). As faixas de variação dos sinais e seus respectivos limites podem ser visto na Figura 4.1(A), para um exemplo hipotético de sinais unipolares, no qual as linhas grossas representam os valores que os sinais podem assumir nos diferentes pontos do sistema, para a faixa completa de medição. No caso de um sistema diferencial, devido à representação diferencial e à rejeição de modo comum dos amplificadores operacionais, não se necessita aplicar o ajuste de nível cc.

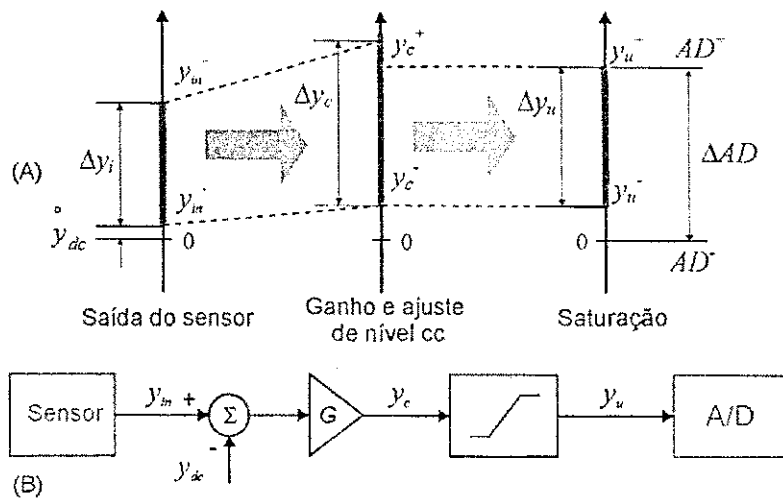


Figura 4.1. (A) Exemplo dos limites máximo e mínimo e da faixa de variação dos sinais em diferentes pontos do sistema de ganho e ajuste de nível cc; (B) Diagrama em blocos do sistema de ganho e ajuste de nível cc, para o caso unipolar, com o sensor e o conversor A/D representados em cinza.

Normalmente, a faixa de variação do sinal de entrada do circuito de condicionamento não corresponde a faixa de entrada do conversor A/D. Esse sinal ainda pode ter uma componente cc que deve ser eliminada. Os limites do sinal de entrada podem ser representados por:

$$y_{in}^+ = \overset{\circ}{y}_{in}^+ + \overset{\circ}{y}_{dc} \quad (4.1)$$

e

$$y_{in}^- = \overset{\circ}{y}_{in}^- + \overset{\circ}{y}_{dc} \quad (4.2)$$

em que  $\overset{\circ}{y}_{in}$  representa o sinal de entrada sem a componente cc, representada por  $\overset{\circ}{y}_{dc}$ .

Para o caso unipolar, a componente cc representa o valor que deve ser eliminado pelo circuito, de forma que o limite inferior da faixa de variação do sinal de saída corresponda ao limite inferior da faixa de entrada do conversor A/D.

Os valores de ganho e ajuste de nível cc devem ser programados de acordo com as características do sinal de saída de cada sensor a ser utilizado. Entretanto a programação é feita de forma discreta, e esses parâmetros não podem assumir todos os valores contínuos dentro dos limites especificados. Define-se então, o erro de programação do ganho como a diferença entre o valor desejado e o valor que pode ser aplicado, que pode ser escrito como:

$$\varepsilon_G = G - \overset{\circ}{G}, \quad (4.3)$$

em que  $G$  é o ganho que é aplicado e  $\overset{\circ}{G}$  é o ganho ideal ou desejado.

De forma semelhante ao erro de ganho, define-se o erro de ajuste de nível cc como:

$$\varepsilon_{ydc} = \overset{\circ}{y}_{dc} - y_{dc}, \quad (4.4)$$

em que  $y_{dc}$  é o ajuste cc que se é aplicado.

#### 4.2.1. Cálculo do valor do sinal condicionado

O sinal ajustado pelo circuito, sem considerar o efeito da saturação, pode ser calculado aplicando-se o ganho e o valor de ajuste de nível cc. Dessa forma, o valor do limite superior da faixa de variação desse sinal pode ser escrito, a partir das equações (4.3) e (4.4), como:

$$y_c^+ = G(y_{in}^+ - y_{dc}) \rightarrow y_c^+ = \overset{\circ}{G} \overset{\circ}{y}_{in}^+ + \varepsilon_G \overset{\circ}{y}_{in}^+ + \overset{\circ}{G} \varepsilon_{ydc} + \varepsilon_G \varepsilon_{ydc}. \quad (4.5)$$

O valor do ganho ideal multiplicado pelo limite superior do sinal de entrada sem a componente cc deve ser igual ao limite superior da faixa de entrada do conversor A/D e, dessa forma, a equação (4.5) pode ser reescrita como:

$$y_c^+ = AD^+ + \frac{\varepsilon_G}{\overset{\circ}{G}} AD^+ + \left( \overset{\circ}{G} + \varepsilon_G \right) \varepsilon_{ydc}. \quad (4.6)$$

De maneira semelhante, o valor do limite inferior da faixa de variação do sinal condicionado pode ser encontrado como:

$$y_c^- = AD^- + \frac{\varepsilon_G}{\overset{\circ}{G}} AD^- + \left( \overset{\circ}{G} + \varepsilon_G \right) \varepsilon_{ydc}. \quad (4.7)$$

A faixa de variação do sinal condicionado pode ser obtida então, subtraindo-se a equação (4.7) da (4.6), como:

$$\Delta y_c = \Delta AD \left( 1 + \frac{\varepsilon_G}{\overset{\circ}{G}} \right). \quad (4.8)$$

#### 4.2.2. Cálculo do sinal útil

Os valores do sinal condicionado que podem ser utilizados pelo conversor A/D são



limitados pelos valores de limite superior e inferior da faixa de entrada deste,  $AD^+$  e  $AD^-$ , respectivamente. Os valores do sinal fora desta faixa não são considerados pelo conversor A/D, e esse efeito pode ser representado por uma saturação do sinal condicionado. O sinal útil é definido, então, pelo sinal contido dentro da faixa de sinal de entrada do conversor A/D e pode ser calculado por:

$$y_u^+ = \begin{cases} AD^+, & y_c^+ > AD^+ \\ y_c^+, & y_c^+ \leq AD^+ \end{cases}, \quad y_u^- = \begin{cases} AD^-, & y_c^- < AD^- \\ y_c^-, & y_c^- \geq AD^- \end{cases}. \quad (4.9)$$

#### 4.2.3. Perda de resolução

Nos casos em que o ganho aplicado é diferente do ganho ideal, a resolução de medição é afetada tornando-se diferente da resolução de medição desejada. Para um conversor A/D ideal com resolução de  $N$  bits, tem-se que o valor máximo do erro de conversão é dado por:

$$\varepsilon_0 = \Delta AD / 2^{N+1}. \quad (4.10)$$

Para o sinal condicionado, com faixa de variação de  $\Delta y_c$ , a resolução efetiva de medição pode ser calculada, em número de bits, como:

$$N_E = \log_2 \left( \frac{\Delta y_c}{2\varepsilon_0} \right) = \log_2 \left( 2^N \frac{\Delta y_c}{\Delta AD} \right) = N + \log_2 \left( \frac{\Delta y_c}{\Delta AD} \right). \quad (4.11)$$

Definindo-se  $N_{Lc} = N - N_E$  como a perda de resolução devido ao condicionamento do sinal, tem-se:

$$N_{Lc} = -\log_2 \left( \frac{\Delta y_c}{\Delta AD} \right), \quad (4.12)$$

e a partir das equações (4.8) e (4.12), tem-se que a perda de resolução devido ao condicionamento, em número de bits, pode ser calculada como:

$$N_{Lc} = -\log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_G}{\dot{G}} \right) = \log_2 \left( \frac{\dot{G}}{G} \right). \quad (4.13)$$

#### 4.2.4. Perda de faixa de medição

A faixa de variação do sinal de saída do sensor corresponde à faixa de variação da grandeza a ser medida. Nos casos em que o ganho e ajuste de nível cc são mal dimensionados,

alguns valores do sinal condicionado podem ficar fora da faixa de sinal de entrada do conversor A/D, ocorrendo saturação e conseqüentemente perda de faixa de medição. Dessa forma, propõe-se definir a perda de faixa de medição como:

$$\gamma_c = 1 - \frac{\Delta y_u}{\Delta y_c}, \quad (4.14)$$

em que  $\gamma_c = 1$  representa uma perda completa da faixa de medição (100%) e  $\gamma_c = 0$  representa nenhuma perda, que implica em  $\Delta y_c = \Delta AD$ .

### 4.3. Cálculo das resoluções usadas na programação

No caso do sistema de condicionamento descrito acima, que provê um ganho e um ajuste de nível cc programáveis, e um conversor A/D com faixa de variação do sinal de entrada determinada, pode-se fazer as seguintes considerações:

1. a faixa de variação do sinal condicionado é uma função apenas da faixa de variação do sinal de entrada e do ganho aplicado;
2. a perda de resolução de medição depende apenas do ganho aplicado pelo circuito de condicionamento, que modifica a faixa de variação do sinal condicionado; e
3. a perda de faixa de medição, que ocorre devido à saturação do sinal condicionado, depende do ganho e do ajuste de nível cc aplicados.

Pode-se observar que para  $\Delta y_c < \Delta AD$ , equivalente a um ganho sub-dimensionado, tem-se uma perda de resolução e um ganho de faixa de medição, i.e. os limites de medição podem ser estendidos de forma que o sinal condicionado ocupe toda faixa de entrada do conversor A/D. Conseqüentemente, para  $\Delta y_c > \Delta AD$ , correspondente a um ganho sobre-dimensionado, têm-se um ganho efetivo de resolução e uma perda de faixa de medição.

Na maioria dos casos de medição é mais importante garantir a faixa completa de medição do que perder um pouco em resolução de medição. Dessa forma, neste trabalho, considera-se que o ganho aplicado nunca será sobre-dimensionado, (implicando que não ocorre perda de faixa de medição no caso de um sistema diferencial) o que também facilita a análise desenvolvida e apresentada a seguir.

No desenvolvimento apresentado a seguir, considera-se que os circuitos são programados usando uma lógica binária, e que os valores são programados abrindo-se e fechando-se chaves de uma malha de elementos tais como resistores, capacitores ou fontes de corrente.

### 4.3.1. Resolução de programação do ganho

Para uma resolução de programação do ganho de  $N_G$  bits, os valores possíveis que o ganho pode assumir são equivalentes aos valores de programação de 0 a  $2^{N_G} - 1$ . Definem-se os valores máximo e mínimo que o ganho pode assumir como  $G_{\min}$  e  $G_{\max}$ , respectivamente, em função dos valores máximo e mínimo das faixas de variação dos sinais de saída do grupo de sensores escolhidos, que por sua vez são definidos pela classe de grandezas que se deseja medir utilizando o sistema de medição reconfigurável. Os valores que o ganho pode assumir, em função dos valores de programação, pode ser escrito como:

$$G(p) = \frac{(G_{\max} - G_{\min})}{2^{N_G} - 1} p + G_{\min}, \quad p = 0, \dots, 2^{N_G} - 1. \quad (4.15)$$

Nessa estratégia de programação, tem-se que os valores de ganho máximo e mínimo são sempre possíveis de se programar. Dessa forma, a faixa de programação do ganho é dividida em  $2^{N_G}$  valores e em  $2^{N_G} - 1$  intervalos. O erro máximo de programação do ganho, para o caso sub-dimensionado, pode ser encontrado quando a diferença entre o ganho usado e o ganho ideal tende, no limite, para o valor de um passo de programação, ou seja:

$$\varepsilon_{G_{\max}} = \frac{(G_{\max} - G_{\min})}{2^{N_G} - 1}. \quad (4.16)$$

A perda máxima de resolução de medição ocorre quando se tem o erro máximo de programação no valor mínimo de programação, que acontece para o valor de programação de  $p = 1$ , e pode ser escrita como:

$$N_{Lc_{\max}} = -\log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_{G_{\max}}}{G(1)} \right) = -\log_2 \left( 1 + \frac{G(0) - G(1)}{G(1)} \right) = -\log_2 \left( \frac{G(0)}{G(1)} \right). \quad (4.17)$$

Especificando-se, na fase de projeto, a perda de resolução máxima aceitável por  $\hat{N}_{Lc_{\max}}$ , de forma a garantir  $N_{Lc_{\max}} \leq \hat{N}_{Lc_{\max}}$ , pode-se calcular a resolução de programação, substituindo as equações (4.15) e (4.16) em (4.17), como:

$$N_G \geq \log_2 \left( \frac{G_{\max} - G_{\min}}{G_{\min} (2^{\hat{N}_{Lc_{\max}}} - 1)} + 1 \right). \quad (4.18)$$

### 4.3.2. Resolução de programação do ajuste cc

A principal função do ajuste de nível cc é forçar o limite inferior da faixa de variação

$\varepsilon_G < 0$ , obtendo-se:

$$\forall \varepsilon_G, \varepsilon_{G_{\max}} \leq \varepsilon_G \leq 0 \rightarrow \Delta y_c - \overset{\circ}{G} |\varepsilon_{ydc}| \leq \Delta y_u \leq \Delta y_c. \quad (4.23)$$

A perda máxima de faixa de medição pode ser calculada a partir das equações (4.22) e (4.14), considerando-se o valor máximo do ganho e do erro de ajuste de nível cc, como:

$$\gamma_{c_{\max}} = \frac{G_{\max} \varepsilon_{ydc_{\max}}}{\Delta AD}. \quad (4.24)$$

Definindo-se, na fase de projeto, a perda máxima aceitável de faixa de medição como  $\hat{\gamma}_{c_{\max}}$ , e de forma a assegurar que  $\gamma_{c_{\max}} \leq \hat{\gamma}_{c_{\max}}$ , pode-se calcular a resolução de programação do ajuste de nível a partir das equações (4.24) e (4.20), por:

$$N_{dc} \geq \log_2 \left( \frac{G_{\max} (y_{dc_{\max}} - y_{dc_{\min}})}{2 \hat{\gamma}_{c_{\max}} \Delta AD} + 1 \right). \quad (4.25)$$

#### 4.4. Resolução de programação para dois ou mais estágios de ajuste

Para valores grandes de  $N_G$  e  $N_{dc}$ , o circuito de condicionamento, para prover ganho e ajuste de nível cc, pode se tornar complexo de se realizar. Entretanto, é possível dividir o circuito de condicionamento em vários estágios, como mostrado na Figura 4.2, que apresenta as vantagens de reduzir a diferença entre os valores máximo e mínimo dos elementos de programação e de diminuir as especificações de banda passante dos amplificadores operacionais. A divisão do circuito de condicionamento em mais de um estágio apresenta, entretanto, a desvantagem de que os valores de programação não serão mais distribuídos de forma linear, como no caso de um único estágio.

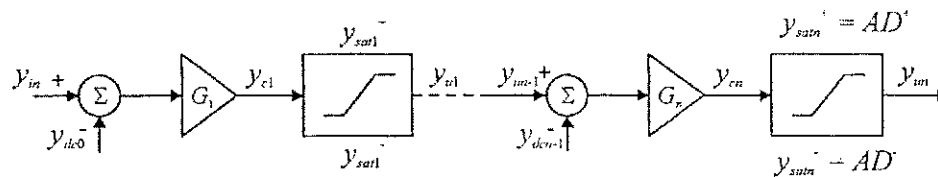


Figura 4.2. Modelo de um circuito de vários estágios de ganho e ajuste de nível cc.

No circuito representado na Figura 4.2, cada estágio de condicionamento possui seu próprio bloco de saturação, com limites especificados por:  $y_{sati}^+$  e  $y_{sati}^-$ , com  $i$  de 1 a  $n$ , que na prática são os limites de saturação do sinal de saída dos amplificadores operacionais. Para o último estágio os limites de saturação são os limites da faixa do sinal de entrada do conversor

A/D, dados por:  $y_{sat}^+ = AD^+$  e  $y_{sat}^- = AD^- = 0$ .

Em cada estágio de condicionamento, pode-se aplicar valores de ganho que são limitados por:

$$G_{i\min} \leq G_i \leq G_{i\max}.$$

De forma semelhante, os valores de ajuste de nível cc também são limitados por:

$$y_{dcimin} \leq y_{dci} \leq y_{dcimax}.$$

Os limites superiores de saturação dos amplificadores operacionais devem ser suficientemente grandes, de forma a prevenir a saturação destes estágios quando se aplica os valores mínimos de ganho, ou seja:

$$y_{sati}^+ \geq \frac{y_{satn}^+}{G_{i+1\min} \dots G_{n\min}} \quad (4.26)$$

#### 4.4.1. Resolução de programação do ganho para dois ou mais estágios

Para  $n$  estágios de ganho com valores  $G_1, G_2, \dots, G_n$  e respectivas resoluções de programação de  $N_{G1}, N_{G2}, \dots, N_{Gn}$ , tem-se que o ganho total do circuito pode ser calculado por:

$$G(p_1, p_2, \dots, p_n) = \prod_{i=1}^n G_i(p_i), \quad (4.27)$$

com:

$$G_i(p_i) = \frac{(G_{i\max} - G_{i\min})}{2^{N_{Gi}} - 1} p_i + G_{i\min}, \quad p_i = 0, \dots, 2^{N_{Gi}} - 1. \quad (4.28)$$

De forma que os limites do ganho aplicado no circuito com múltiplos estágios sejam equivalentes aos de um só estágio, deve-se assegurar que:

$$G_{\max} = \prod_{i=1}^n G_{i\max} \quad \text{e} \quad G_{\min} = \prod_{i=1}^n G_{i\min} \quad (4.29)$$

A resolução necessária de programação do ajuste de nível cc em cada estágio depende da forma em que os ganhos são programados no circuito. Idealmente, o ajuste de nível cc deve garantir que não haja saturação na saída dos estágios. Entretanto, a saturação do sinal de saída de um estágio é permitida, se esta for suficientemente pequena, de forma a não provocar uma perda de faixa de medição maior do que a prevista na fase de projeto. Nos casos em que

os ganhos nos estágios iniciais forem programados com valores maiores do que os ganhos nos estágios finais, a resolução de programação de ajuste de nível cc deve ser maior do que nos casos opostos, em que os valores dos ganhos nos estágios finais são maiores. De forma a maximizar o desempenho e reduzir o número de bits necessários para programação do ajuste de nível cc em cada estágio (como é mostrado na próxima subsecção), assume-se que os ganhos são programados da seguinte forma:

$$G_n(p_n) \geq G_{n-1}(p_{n-1}) \geq \dots \geq G_1(p_1), \quad (4.30)$$

o que implica diretamente em:

$$G_{n\max} \geq G_{n-1\max} \geq \dots \geq G_{1\max} \text{ e } G_{n\min} \geq G_{n-1\min} \geq \dots \geq G_{1\min}$$

De forma semelhante ao caso de um único estágio (ver equação (4.13)), pode-se escrever a perda máxima de resolução em função do ganho aplicado (que depende apenas do ganho aplicado) como:

$$N_{Lc}(G) = \log_2 \left( \frac{G^*(P)}{G(P)} \right), \quad P = [p_1, \dots, p_n], \quad (4.31)$$

em que  $G^*(P)$  é definido como o valor de ganho imediatamente superior ao valor de  $G(P)$ .

A partir da equação (4.31), de forma análoga ao caso de apenas um estágio de ganho, pode-se anunciar o seguinte teorema:

$$\text{Teorema 1:} \quad N_{Lc}(G) \leq \max \left\{ N_{Lci\max} = \log_2 \left( \frac{G_i(1)}{G_i(0)} \right) \mid i = 1, \dots, n \right\} \quad (4.32)$$

O pior caso de perda de resolução ocorre para os dois primeiros valores de programação do ganho em cada estágio.

A partir desse teorema, de forma similar à equação (4.18) e assumindo-se que  $N_{Lci\max} \leq \hat{N}_{Lc\max}$  (o que implica em  $N_{Lc\max} \leq \hat{N}_{Lc\max}$ ), pode-se calcular a resolução necessária de programação do ganho em cada estágio como:

$$N_{Gi} \geq \log_2 \left( \frac{G_{i\max} - G_{i\min}}{G_{i\min} (2^{\hat{N}_{Lc\max}} - 1)} + 1 \right) \quad (4.33)$$

**Prova do teorema 1**

Dados  $G(P) = G_i(p_i) \prod_{j=1, j \neq i}^n G_j(p_j)$  e o valor de ganho imediatamente superior  $G^*(P) \leq G_i(p_i + 1) \prod_{j=1, j \neq i}^n G_j(p_j)$ , tem-se que  $N_{Lc}(G) = \log_2 \left( \frac{G^*(P)}{G(P)} \right) \leq \log_2 \left( \frac{G_i(p_i + 1)}{G_i(p_i)} \right)$ . Uma vez que  $\frac{G_i(p_i + 1)}{G_i(p_i)} \leq \frac{G_i(1)}{G_i(0)}$ , obtém-se diretamente que  $N_{Lc}(G) \leq \log_2 \left( \frac{G_i(1)}{G_i(0)} \right)$  e que a equação (4.18) é verdadeira.

**4.4.2. Resolução de programação para dois ou mais estágios de ajuste cc**

Para  $n$  estágios de condicionamento, o primeiro estágio deve ajustar o nível cc do sinal de saída do sensor, e os estágios seguintes devem ajustar o resíduo de nível cc do estágio anterior multiplicado pelo seu ganho, nos casos em que o ajuste não foi perfeito. O ajuste de nível dos estágios anterior ao último estágio devem ser aplicados de maneira subdimensionada, o que resulta num resíduo sempre positivo e possível de ser ajustado nos estágios que o seguem. Para o último estágio, o ajuste de nível cc não necessita ser subdimensionado e o resíduo deste estágio pode assumir valores positivos ou negativos, como no caso de apenas um estágio de condicionamento. O sinal de saída de cada estágio de condicionamento  $i$ , com  $i = 1, \dots, n$ , sem considerar o efeito de saturação, pode se escrito como:

$$y_{ci}^{\circ} = y_{ci}^{\circ} + y_{dci}^{\circ}, \quad (4.34)$$

com:

$$y_{ci}^{\circ} = G_i y_{ci-1}^{\circ} \quad (4.35)$$

$$y_{dci}^{\circ} = G_i \varepsilon_{y_{dci-1}} \quad (4.36)$$

$$\varepsilon_{y_{dci-1}} = y_{dci-1}^{\circ} - y_{dci-1} \quad (4.37)$$

e com:  $y_{c0}^{\circ} = y_{in}^{\circ}$  e  $y_{dc0}^{\circ} = y_{in}^{\circ} - y_{in}$ .

O efeito da saturação em cada estágio pode ser definido por:

$$y_{ui}^+ = \begin{cases} y_{sati}^+, y_{ci}^+ > y_{sati}^+ \\ y_{ci}^+, y_{ci}^+ \leq y_{sati}^+ \end{cases}, y_{ui}^- = \begin{cases} y_{sati}^-, y_{cn}^- < y_{sati}^- \\ y_{cn}^-, y_{cn}^- \geq y_{sati}^- \end{cases} \quad (4.38)$$

Os valores do ajuste de nível cc são programados de forma semelhante ao caso de apenas um estágio. Para cada estágio de condicionamento  $i = 0, \dots, n - 1$ , tem-se:

$$y_{dci}(p_i) = \frac{y_{dci\max} - y_{dci\min}}{2^{N_{dci}} - 1} p_i + y_{dci\min}, p_i = 0, \dots, 2^{N_{dci}} - 1, \quad (4.39)$$

com:

$$y_{dci\min} = 0, i > 0. \quad (4.40)$$

O erro máximo de ajuste de nível cc pode ser calculado por:

$$\epsilon_{y_{dci-1\max}} = \frac{y_{dci-1\max} - y_{dci-1\min}}{2^{N_{dci-1}} - 1}, i < n \quad (4.41)$$

e para o último estágio, por:

$$\epsilon_{y_{dcn-1\max}} = \frac{y_{dcn-1\max} - y_{dcn-1\min}}{2(2^{N_{dcn-1}} - 1)} \quad (4.42)$$

A partir da equação (4.24), tem-se que o erro de ajuste de nível cc multiplicado pelo ganho do último estágio não deve causar uma perda de faixa de medição acima da perda máxima aceitável, definida durante a fase de projeto. Dessa forma, pode-se escrever:

$$\epsilon_{y_{dcn-1\max}} G_{n\max} \leq \tilde{\gamma}_{c\max} y_{sati}^+ \quad (4.43)$$

A partir das equações (4.40), (4.41) e (4.43), a resolução de programação de ajuste de nível cc para o último estágio, pode ser calculada como:

$$N_{dcn-1} \geq \log_2 \left( \frac{G_{n\max} y_{dcn-1\max}}{2 \tilde{\gamma}_{c\max} y_{sati}^+} + 1 \right). \quad (4.44)$$

O valor máximo absoluto de saturação, dado pelos termos no lado direito da equação (4.43), pode ser usado nos estágios anteriores, dividindo-se este valor pelo ganho usado em cada estágio. Dessa forma, o valor do sinal de saída de cada estágio não pode ser maior do que o valor de saturação adicionado deste valor e tem-se:



$$y_{ci}^+ \leq y_{sati}^+ + \frac{\hat{Y}_{c \max} y_{sati}^+}{G_{i+1} \dots G_n} \quad (4.45)$$

Substituindo-se as equações (4.34), (4.35) e (4.36) na equação (4.45) e considerando o melhor caso do ganho usado ( $G = G^\circ$ ), pode-se definir:

$$\beta_i = \frac{y_{sati}^+}{G_i} - \frac{y_{sati}^+ - \hat{Y}_{c \max} y_{sati}^+}{G_i \dots G_n}, \quad (4.46)$$

e, dessa forma, pode-se encontrar o valor máximo do erro de ajuste de nível cc para um determinado estágio como:

$$\varepsilon_{y_{dci-1 \max}} \leq \min(\beta_i), \quad (4.47)$$

a qual não tem solução analítica trivial. Entretanto, os valores de  $\beta$  podem ser calculados numericamente através da equação (4.46), substituindo-se todos os valores possíveis de ganho para cada estágio, uma vez que, normalmente, o número de estágios e o número de valores possíveis de ganho para cada estágio não é elevado.

A resolução de programação do ajuste de nível cc para os estágios anteriores ao último, ou seja estágios  $i = 1$  a  $n-1$ , pode ser encontrada como:

$$N_{dci-1} \geq \log_2 \left( \frac{y_{dci-1 \max} - y_{dci-1 \min}}{\min(\beta_i)} + 1 \right). \quad (4.48)$$

Devido à forma de programação dos ganhos descrita pela equação (4.30), o erro máximo de ajuste de nível dc (calculado através da equação (4.47)) assume valores não muito pequenos, o que faz com que a resolução de programação de ajuste de nível cc seja da ordem da resolução de programação do ganho. Se o ganho de cada estágio pudesse ser programado livremente, o valor mínimo de  $\beta$ , na equação (4.47), ocorreria para o valor mínimo de ganho do estágio em questão e valores máximos dos estágios seguintes a estes, o que resultaria numa resolução de programação de ajuste de nível cc muito maior.

Finalmente, o valor máximo de programação do ajuste de nível cc para cada estágio pode ser calculado por:

$$y_{dci \max} = G_{i \max} \varepsilon_{y_{dci-1 \max}}. \quad (4.49)$$

#### 4.5. Exemplo de aplicação

Como exemplo de aplicação, considera-se o projeto de um sistema de medição reconfigurável que utilize um conversor A/D e amplificadores com limite máximo e mínimo de saturação iguais a 0 V e 2 V, respectivamente. Os requisitos de projeto quanto as perdas máximas na qualidade de medição são: 1 bit para perda máxima aceitável de resolução e 0,15 (15%) para a perda máxima aceitável de faixa de medição. Os valores mínimo e máximo de ganho, necessários para utilização do circuito com uma classe de sensores escolhidos (hipotética), são de 1 e 256 respectivamente. Para esta mesma classe de sensores, os valores mínimo e máximo de ajuste de nível cc são 0 V e 1 V, respectivamente. Deseja-se então, projetar um circuito de condicionamento que atenda a essas especificações de projeto.

##### *Projeto do circuito com um estágio de condicionamento*

Inicialmente, analisa-se o projeto de apenas um estágio de condicionamento. Para tal sistema, tem-se:  $y_{ofmax} = 1$ ,  $y_{ofmin} = 0$ ,  $\hat{\gamma}_{cmax} = 0.15$ ,  $\tilde{N}_{Lcmax} = 1$ ,  $y_{sat}^+ = AD^+ = 2$ ,  $G_{min} = 1$ ,  $G_{max} = 256$ . Diretamente a partir das equações (4.18) e (4.25) tem-se:  $N_G = 8$  e  $N_{dc} = 9$ , os quais resultam num sistema que apresenta uma perda máxima de resolução de 1 bit:  $N_{Lcmax} = 1$ , e uma perda de faixa de medição máxima de 12,5%:  $\gamma_{cmax} = 0,125$ . Na Figura 4.3, apresenta-se os gráficos da perda de qualidade de medição em função do ganho ideal (que se deseja aplicar) para o sistema descrito, composto de 1 estágio de condicionamento. A perda máxima de faixa de medição em função do ganho ideal, se comporta como uma reta, que não é evidenciado na Figura 4.3 (B) devido a escala logarítmica.

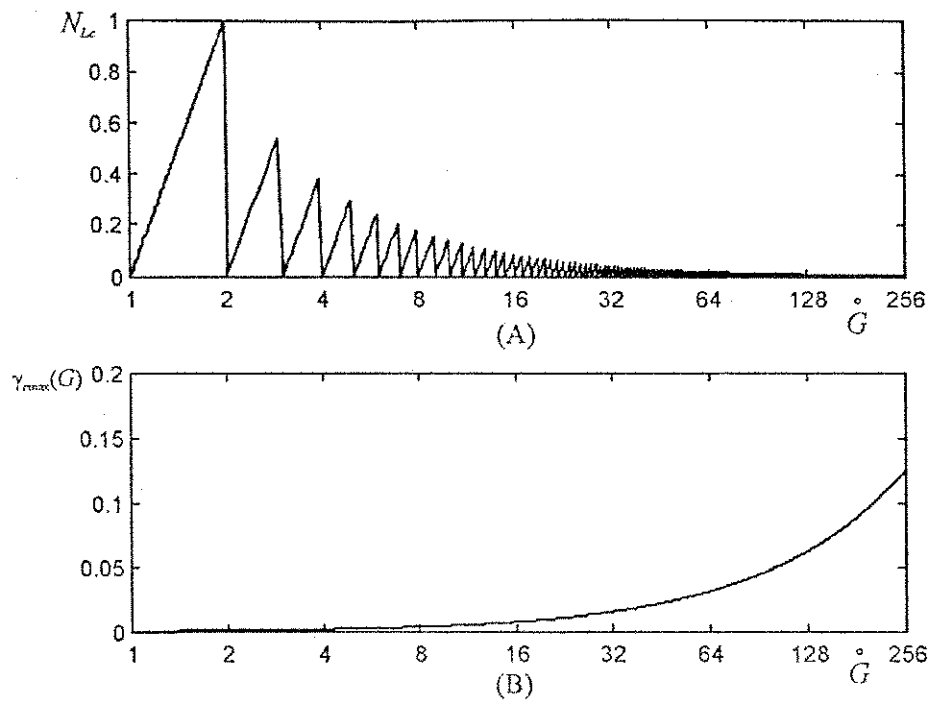


Figura 4.3. Perdas na qualidade de medição para 1 estágio de condicionamento: (A) perda de resolução em função do ganho ideal; (B) perda de faixa de medição em função do ganho ideal.

#### *Projeto do circuito com dois estágios de condicionamento*

Os valores de programação de ganho e ajuste de nível cc, obtidos para um estágio de condicionamento, foram relativamente altos. Para dois estágios de ganho e ajuste de nível cc, tem-se:  $y_{dc1\max} = 1$ ,  $y_{dc1\min} = y_{dc2\min} = 0$ ,  $\hat{\gamma}_{c\max} = 0.15$ ,  $\hat{N}_{Lc\max} = 1$ ,  $y_{satl}^+ = AD^+ = 2$ ,  $G_{\min} = 1$ ,  $G_{\max} = 256$ . Uma escolha direta da distribuição dos valores máximos e mínimos dos ganhos nos dois estágios é:  $G_{1\max} = G_{2\max} = 16$  e  $G_{1\min} = G_{2\min} = 1$ . Considerando-se os ganhos programados como descrito na equação (4.30) e utilizando-se a equação (4.46), obtêm-se 136 valores de  $\beta$ . O valor mínimo de  $\beta$  encontrado é 0,1184 e ocorre para os valores de ganho  $G_1 = G_2 = 16$ . Na Figura 4.4, apresenta-se um gráfico representando os valores de  $\beta$  em função dos ganhos  $G_1$  e  $G_2$  e destaca-se o valor de mínimo.

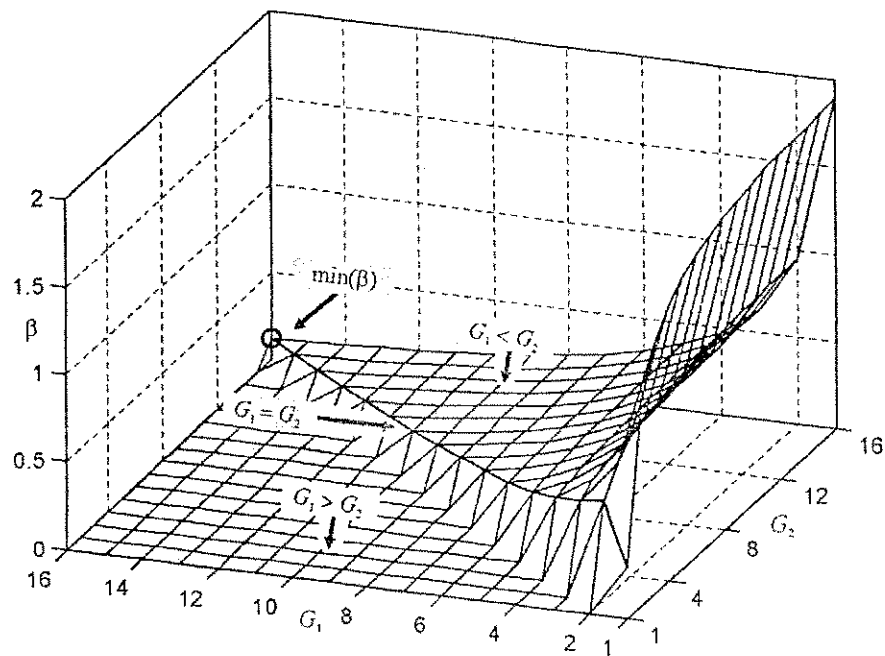


Figura 4.4. Gráfico de  $\beta$  em função de  $G_1$  e  $G_2$ .

Substituindo-se o valor mínimo de  $\beta$  na equação (4.48), obtém-se  $N_{dc1} = 4$ , o que resulta, a partir da equação (4.41), em  $\varepsilon_{ydc1max} = 0,0667$  e a partir da equação (4.49), em  $y_{dc2max} = 1,0667$ . Dessa forma, a partir da equação (4.44), a resolução de programação de ajuste de nível do segundo estágio pode ser encontrada como  $N_{dc2} = 5$  e  $\varepsilon_{ydc2max} = 0,0172$ , que ocasiona uma perda máxima de faixa de medição de 0,1372. Não existe saturação no sinal de saída do primeiro estágio devido ao valor de  $\varepsilon_{ydc1max}$  ser suficientemente pequeno, que deve ocorrer na maioria dos casos. Dessa forma, a perda de faixa de medição se deve apenas ao segundo estágio, a qual descreve uma reta em função do ganho do segundo estágio, para um dado erro de ajuste de nível cc no primeiro estágio, e não é representado aqui graficamente. A perda de resolução em função do ganho total é apresentado na Figura 4.5. Pode-se verificar que o sistema de condicionamento dividido em dois estágios apresenta perda de resolução maior do que o sistema em apenas um estágio, para valores altos do ganho total.

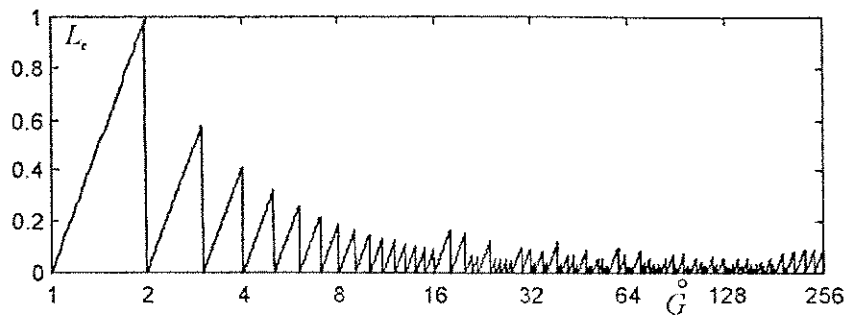


Figura 4.5. Perda de resolução de medição em função do ganho ideal total para dois estágios de ajuste ganho e ajuste de nível cc.

#### 4.6. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados um procedimento para definição das resoluções de programação de ganho e de ajuste de nível cc num sistema de medição reconfigurável, e uma análise do efeito da programação desses parâmetros na qualidade final da medição. A análise foi realizada independentemente de uma tecnologia ou técnica de processamento de sinais analógicos. Dessa forma, esse procedimento pode ser aplicado a sistemas de condicionamento que utilizem componentes discretos ou integrados.

Pode-se observar que, a partir do exemplo apresentado, os requisitos de resolução de programação de ganho e ajuste de nível cc podem ser bastante reduzidos com a utilização de dois estágios de condicionamento, em comparação com a utilização de apenas um estágio de condicionamento. Dessa forma, caso se deseje projetar um sistema de medição que possa ser utilizado com uma ampla faixa de sensores, cujas características dos sinais de saída sejam bastante diferentes, pode ser mais vantajoso dividir o circuito de condicionamento em mais de um estágio.

# Capítulo 5

## Reconstrução dos valores de medição

---

Neste capítulo, discute-se o problema de reconstrução digital dos valores de uma grandeza a ser medida (que pode ser a grandeza de interesse ou uma grandeza secundária) e dos valores de compensação de uma grandeza de interferência. Apresenta-se uma nova metodologia para cálculo dos valores e tamanho de uma tabela de equivalência<sup>1</sup> para aproximação, utilizando interpolação linear, de funções não lineares. Ela pode ser utilizada tanto para aproximação da função de reconstrução dos valores da grandeza a ser medida utilizando sensores não-lineares [Catunda et al., 2000b], quanto para geração de valores de compensação de uma grandeza interferente. Esse procedimento utiliza o erro de estimação devido à quantização do conversor A/D, que é utilizado para o cálculo dos valores da tabela de equivalência. Dois exemplos são apresentados de forma a ilustrar o procedimento proposto.

### 5.1. Introdução

No processo de medição de grandezas, os sinais de saída de grande parte dos sensores são relacionados de forma não linear com a grandeza de interesse a ser medida e também podem sofrer interferência de outras grandezas não desejadas. Em sistemas de medição digitais, esse sinal deve ser condicionado de forma analógica e convertido para a forma digital

---

<sup>1</sup> Nesta tese será usado o termo Tabela de Equivalência e a abreviação LUT, do inglês “Look-up Table”.

por um conversor A/D. Em seguida ele deve ser reconstruído de forma a compensar a não linearidade da função de conversão do sensor e a influência de quaisquer outras grandezas de interferência.

A função de reconstrução da grandeza de interesse deve ser a inversa ou inversa aproximada da função de conversão do sensor. A função de reconstrução dos valores de compensação de uma grandeza de influência deve ser idealmente uma função inversa à que relaciona a interferência dessa grandeza na medição da grandeza de interesse, associada com a função inversa da função de conversão do sensor utilizado para medição dessa grandeza interferente.

Entretanto, a implementação destas funções em sistemas embarcados, que utilizam por exemplo microcontroladores ou ASICs, pode ser complexa, tendo em vista a utilização de aritmética de ponto fixo e a velocidade de cálculo relativamente baixa. A utilização de tabelas de equivalência (LUTs) com interpolação linear (também chamada interpolação poligonal) é uma opção interessante para esse problema, comparada com outros tipos de interpolação, tais como “splines” e polinomial [Mahama e Trofimenkoff, 1986], que exigem maior poder computacional.

A utilização de LUTs para aproximação de funções não lineares já é bastante citada na literatura, entretanto, aborda-se geralmente o problema de minimização do erro de aproximação sem levar em consideração o número de células necessários para construção da tabela de equivalência, como em [Flammini et al., 1999]. A aproximação canônica linear por partes (CPWL, “Canonical Piecewise Linear”) pode ser utilizada para encontrar os coeficientes de uma função linear por partes, dado os pontos de quebra desta função, minimizando o erro quadrático de aproximação [Chua e Deng, 1986]. Os valores dos coeficientes e dos pontos de quebra podem ser utilizados para encontrar os valores e o número de células da LUT. Na aproximação CPWL, pode-se também otimizar os valores dos pontos de quebra da função linear por partes usando algum método de otimização, tipo algoritmo Newton-Gauss [Julian et al., 1998]. Entretanto, não existe um procedimento para encontrar um número ótimo de pontos de quebra (ou número de células da tabela) de forma a obter uma resolução (exatidão) de reconstrução especificada.

Neste capítulo, apresenta-se uma metodologia para o cálculo do número necessário de células de uma LUT e seus valores correspondentes que pode ser utilizada, juntamente com interpolação linear, para aproximação da função de reconstrução dos valores de uma grandeza de medição (que pode ser uma grandeza secundária ou a grandeza de interesse, dependendo do se o modo de medição é indireto ou direto, respectivamente) e de reconstrução dos valores

de compensação de uma grandeza de influência, garantindo uma resolução de medição especificada. Não se discute a utilização deste método para a reconstrução dos valores da grandeza de interesse no modo de medição indireta (com ou sem realimentação) porque, geralmente, essa função de reconstrução é dada por equações lineares, sendo que a relação não linear (se existente) entre o sinal de saída do sensor e a grandeza a ser medida, nesse caso uma grandeza secundária, pode ser compensada na função de reconstrução direta desta (Capítulo 6). O cálculo do número de células e dos valores da tabela de equivalência é realizado considerando a resolução do sistema de medição com função de reconstrução ideal, que leva em conta a resolução do conversor A/D e o efeito da não linearidade da função de saída do sensor, conforme foi apresentado no Capítulo 3 [Catunda et al., 1999b]. No exemplo de aplicação, analisa-se o caso de reconstrução dos valores de temperatura como grandeza de interesse utilizando um termistor como sensor de medição.

## 5.2. Definição do Problema

Diversos tipos de sistemas de medição utilizam sensores que apresentam características de transferências não lineares entre o sinal elétrico produzido e a grandeza a ser medida (principal ou secundária). Esses sensores também podem ser sensíveis a outras grandezas diferentes da grandeza a ser medida, que neste caso são consideradas interferentes. Os valores dessa grandeza devem ser reconstruídos a partir dos valores digitais adquiridos utilizando a função inversa (ou inversa aproximada) da função de característica do sensor, compensando a influência das grandezas interferentes. Entretanto, a função de reconstrução pode ser aproximada por funções lineares por partes utilizando uma LUT com interpolação linear.

Na Figura 5.1, apresenta-se um diagrama em blocos do sistema de medição para reconstrução da grandeza de medição. Esse diagrama é semelhante ao apresentado no Capítulo 3, mas considera-se apenas uma grandeza de interferência e os conversores A/D com resolução de  $N$  bits. Essas considerações são feitas apenas de forma a normalizar o desenvolvimento do procedimento para os dois casos de reconstrução apresentados aqui. A resolução do conversor A/D para medição da grandeza de interferência pode ser diferente de  $N$  e pode-se considerar o efeito de mais de uma grandeza, sem perda de generalidade no procedimento.



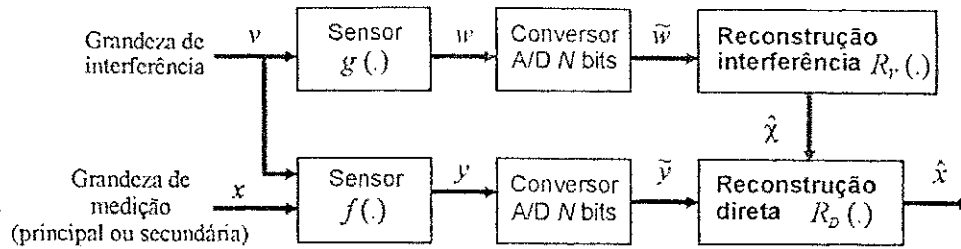


Figura 5.1. Diagrama em blocos do sistema de medição para reconstrução da grandeza de medição.

O sinal de saída do sensor em função da grandeza de medição é definido por  $y = f(x, v)$ ,  $f: S_{xv} \rightarrow \mathfrak{R}$ , em que  $S_{xv} \subset \mathfrak{R}^2$  é o conjunto de todos os valores correspondente à faixa de medição da grandeza de interesse e à faixa de variação da grandeza de interferência. O sinal de saída do sensor de medição da grandeza de interferência é definido por  $w = g(v)$ ,  $g: S_v \rightarrow \mathfrak{R}$ , em que  $S_v \subset \mathfrak{R}$  é o conjunto de todos os valores correspondente à faixa de variação da grandeza de interferência. Supõe-se que o circuito de condicionamento ajusta o sinal de saída dos sensores para que estes ocupem toda a faixa de entrada do conversor A/D. Para um conversor A/D com resolução de  $N$  bits, o sinal digital representando a grandeza de medição é definido por:  $\tilde{y} = y + \varepsilon_{AD}$ , e o sinal representando a grandeza de interferência é dado por  $\tilde{w} = w + \varepsilon_{AD}$ , em que  $\varepsilon_{AD}$  é o erro de quantização definido por:  $-q/2 \leq \varepsilon_{AD} \leq q/2$ , com  $q$  igual a 1 LSB para um conversor A/D ideal. As variáveis  $y$  e  $w$  pertencem a um conjunto limitado.

Normalmente, na maioria dos casos de medição, a interferência ocorre de forma aditiva ou multiplicativa, (ou ainda pode ser transformada em um destes dois casos). No caso multiplicativo, a grandeza de interferência modifica a sensibilidade do sensor em relação à grandeza de medição e no caso aditivo, constitui apenas em um deslocamento de nível (o nível cc do sinal  $y$  é deslocado em função da grandeza de interferência). Para estes casos o sinal de saída do sensor da grandeza de medição pode ser descrito como:

$$y = \begin{cases} f_x(x)f_v(v), & \text{caso multiplicativo} \\ f_x(x) + f_v(v), & \text{caso aditivo} \end{cases}, \quad (5.1)$$

em que  $f_x(x)$  e  $f_v(v)$  descrevem a forma com que a grandeza a ser medida e a grandeza de interferência influem no sinal  $y$ , respectivamente.

A função de reconstrução ideal, do bloco **Reconstrução direta**, deve ser a inversa da função do sensor, definida por:  $R_D(y, v) = \arg[y = f(x, v)]$ . Entretanto, a grandeza de interferência pode ser compensada antes desse bloco de reconstrução, de forma que se pode

escrever:

$$y_x = \begin{cases} y \cdot \chi(v), & \text{caso multiplicativo} \\ y + \chi(v), & \text{caso aditivo} \end{cases}, \quad (5.2)$$

em que  $y_x \in S_x$  é o sinal do sensor sem a influência da grandeza de interferência, que depende apenas dos valores da grandeza de medição  $x$  pertencentes ao conjunto  $S_x$ ; e  $\chi(v)$  é o valor de compensação para um dado valor da grandeza de interferência, dado por:

$$\chi(v) = \begin{cases} 1/f_v(v), & \text{caso multiplicativo} \\ -f_v(v), & \text{caso aditivo} \end{cases}, \quad (5.3)$$

Dessa forma, a função de reconstrução da grandeza de medição pode ser simplificada para:

$$R_D(y, v) = R_{D_x}(y_x), \quad (5.4)$$

em que  $R_{D_x}(y) = \arg[y_x = f_x(x)]$ .

Os valores de compensação devem ser reconstruídos, no bloco **Reconstrução interferência**, a partir dos valores de saída do sensor de medição da grandeza de interferência, compensando o efeito de qualquer não linearidade na função de conversão do sensor. A função de reconstrução dos valores de compensação é definida idealmente como:

$$R_v(w) = \begin{cases} 1/f_v(g^{-1}(w)), & \text{caso multiplicativo} \\ -f_v(g^{-1}(w)), & \text{caso aditivo} \end{cases}, \quad (5.5)$$

em que  $g^{-1}(w) = \arg[w = g(v)]$ .

A metodologia proposta consiste em aproximar as funções ideais de reconstrução por funções lineares por partes, que podem ser geradas a partir de valores armazenados em uma tabela de equivalência utilizando interpolação linear, como:  $\tilde{R}_{D_x}(\cdot) \cong R_{D_x}(\cdot)$  e  $\tilde{R}_v(\cdot) \cong R_v(\cdot)$ . Dessa forma, os valores da grandeza de interesse podem ser estimados a partir dos valores do sinal de saída do sensor principal, convertidos para digital e compensados da grandeza de interferência, por:

$$\hat{x} = \tilde{R}_{D_x}(\hat{y}_x), \quad (5.6)$$

os valores compensados do sinal do sensor podem ser calculados por:

$$\hat{y}_x = \begin{cases} \tilde{y} \cdot \hat{\chi}, & \text{caso multiplicativo} \\ \tilde{y} + \hat{\chi}, & \text{caso aditivo} \end{cases}, \quad (5.7)$$

e os valores de compensação podem ser estimados por:

$$\hat{\chi} = \tilde{R}_v(\tilde{w}). \quad (5.8)$$

### 5.2.1 Faixa de variação dos sinais quantizados

O circuito de condicionamento deve ajustar o sinal analógico de forma que este ocupe toda a faixa de entrada do conversor A/D. Considerando-se um conversor A/D de  $N$  bits e um condicionamento ideal, tem-se que para o sinal elétrico representado a grandeza a ser medida:  $\min(y) \rightarrow \min(\tilde{y}) = 0$  e  $\max(y) \rightarrow \max(\tilde{y}) = 2^N - 1$ . No caso de uma interferência multiplicativa, os valores de máximo e mínimo da grandeza de medição  $x$  podem não ser equivalentes aos valores máximos e mínimos do sinal  $y$  que também depende dos valores da grandeza de interferência  $v$ , ou seja  $\min(y) \rightarrow \min(f(x,v))$  e  $\max(y) \rightarrow \max(f(x,v))$ . Entretanto a compensação da grandeza de influência tem o efeito de escalonar os valores quantizados do sinal  $y$  fazendo com  $\hat{y}_x$  seja independente de  $v$ . Dessa forma, têm-se que:  $\min(x) \rightarrow \min(y_x) = 0$  e  $\max(x) \rightarrow \max(\hat{y}_x) = 2^N - 1$ .

A compensação da grandeza de interferência faz com que os limites da grandeza de medição sejam equivalentes aos limites do sinal quantizado, mas, não faz com que todos os valores numéricos sejam utilizados (i.e.  $0, \dots, 2^N - 1$ ) o que pode resultar numa perda de resolução. A perda de resolução devido a influência de uma grandeza de interferência é ilustrada no exemplo de medição de concentração do oxigênio dissolvido, no Capítulo 3.

No caso de medição da grandeza de interferência, ainda considerando um circuito de condicionamento de sinal e um conversor A/D com resolução de  $N$  bits ideais, a faixa de variação desta corresponde à faixa completa de variação do sinal quantizado, que é de 0 a  $2^N - 1$ , ou seja:  $\min(v) \rightarrow \min(w) \rightarrow \min(\tilde{w}) = 0$  e  $\max(v) \rightarrow \max(w) \rightarrow \max(\tilde{w}) = 2^N - 1$ .

### 5.3. Cálculo da tabela de equivalência

O procedimento descrito a seguir é aplicado para aproximação da função de reconstrução da variável de medição. Esse procedimento é equivalente ao utilizado para aproximação da função de reconstrução dos valores de compensação, necessitando-se apenas substituir as variáveis necessárias para esse caso. Na subseção 5.3.2, na Tabela 5.1, apresenta-

se uma equivalência entre as variáveis utilizadas para os dois casos.

Define-se,  $\tilde{R}_{D_x}(\cdot) \approx R_{D_x}(\cdot)$  como uma função linear por partes que aproxima a função de reconstrução da grandeza de interesse, de forma que esta possa ser estimada por:  $\hat{x} = \tilde{R}_{D_x}(\hat{y}_x)$ . Os pontos de quebra da função aproximada  $(Py_i, Px_i), i = 1, \dots, m$  devem ser armazenados em uma LUT ( $m$  pontos de quebra), em que  $Py$  representa valores de  $y_x$  e  $Px$  representa valores de  $x$ . Então, a função pode ser gerada para cada valor de medição utilizando interpolação linear dos pontos armazenados na tabela de equivalência, imediatamente inferior e superior ao valor de medição. De forma, a tornar mais claro estas definições, um diagrama representando a reconstrução dos valores da grandeza de interesse é apresentado na Figura 5.2.

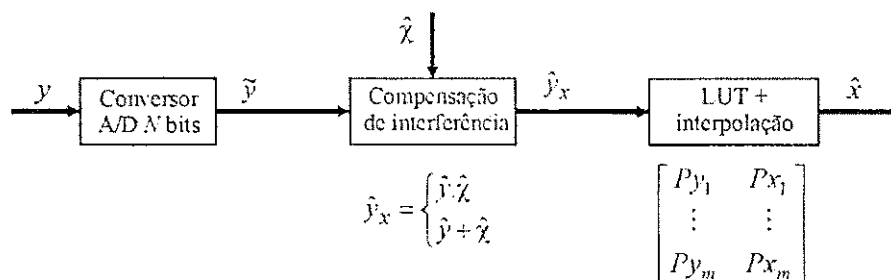


Figura 5.2. Reconstrução da grandeza de medição.

Para formalização de um procedimento de cálculo de uma LUT que pode ser utilizada para estimação da grandeza de medição, considera-se que não existe perda de resolução no cálculo dos valores de  $y_x$  devido as operações aritméticas no bloco de compensação (operações de ajuste de nível ou de escala). Entretanto, deve-se prever a utilização de bits de guarda para evitar perda de resolução tanto neste bloco quanto na interpolação, devido à operações aritméticas de ponto fixo.

Para o cálculo dos valores da tabela de equivalência, define-se  $\bar{\epsilon}_x(\hat{y}_x)$  como o erro máximo aceitável de aproximação para cada valor da variável  $\hat{y}_x$ , que deve ser uma associação do erro de quantização do conversor A/D e do erro proporcionado pela função de reconstrução aproximada.

Considerando que o erro de reconstrução seja sempre menor ou igual ao erro máximo aceitável de aproximação, ou seja:  $\epsilon_x(\hat{y}_x) \leq \bar{\epsilon}_x(\hat{y}_x)$ , o problema relacionado com o projeto de uma LUT para tal finalidade consiste em definir:

1. o número de pontos de quebra da tabela e valores destes;
2. o tamanho em número de bits, de cada posição de memória da tabela;

Dessa forma, pode-se definir um procedimento para o cálculo da LUT que consista em:

1. calcular o valor do erro inicial de estimação em função da variável quantizada;
2. definir o erro máximo aceitável de estimação;
3. definir as margens aceitáveis (superior e inferior) dos valores estimados da grandeza  $x$ ;
4. aplicar um algoritmo de busca para encontrar os valores e número de pontos de quebra da LUT, de forma que os valores estimados da grandeza  $x$  sejam sempre contidos dentro dessas margens.

As margens aceitáveis de estimação da grandeza  $x$  podem ser calculadas utilizando o erro de estimação inicial, definido por  $\varepsilon_{x0}$ , (usando a função de reconstrução  $R_{Dx}$ ) em função dos valores da variável  $\hat{y}_x$ . Esse erro é inerente ao sistema de medição em questão e corresponde ao melhor caso de reconstrução. Não se pode obter um ganho de resolução utilizando a reconstrução com exatidão muito maior do que o necessário na faixa de medição da grandeza  $x$ . O erro de estimação inicial pode ser considerado como o pior caso do erro de medição devido ao efeito de quantização e à característica não linear do sensor. Esse erro pode ser calculado substituindo-se os valores da variável  $\hat{y}_x$  na função de reconstrução ideal e considerando o erro de quantização máximo:

$$\varepsilon_{x0}(\hat{y}_x) = \max \left[ \begin{array}{l} |R_{Dx}(\hat{y}_x) - R_{Dx}(\hat{y}_x + \varepsilon_y)|, \\ |R_{Dx}(\hat{y}_x) - R_{Dx}(\hat{y}_x - \varepsilon_y)| \end{array} \right], \quad (5.9)$$

em que  $\varepsilon_y$  é o pior caso do erro de estimação da variável  $y_x$ , que é igual ao erro máximo de quantização  $q/2$  caso não se necessite a compensação de uma grandeza interferente.

O erro máximo aceitável de aproximação pode ser atribuído arbitrariamente ou em função do erro inicial de estimação como:

$$\bar{\varepsilon}_x(\hat{y}_x) = \omega(\hat{y}_x) \varepsilon_{x0}(\hat{y}_x), \quad \omega(\hat{y}_x) \geq 1, \quad \forall \hat{y}_x \in \mathcal{S}_x, \quad (5.10)$$

em que:  $\omega$  é uma função definida segundo as necessidades de projeto e que pode ser considerada como uma função de perda de resolução na reconstrução. O pior caso de erro de estimação ocorre quando o erro de quantização e o erro de aproximação são adicionados, ou seja:

$$\varepsilon_{x\max}(\hat{y}_x) = (\omega(\hat{y}_x) + 1) \varepsilon_{x0}(\hat{y}_x), \quad (5.11)$$

. A perda de resolução em número de bits, devido a reconstrução pode ser calculado por:

$$N_{LR}(\hat{y}_x) = -\log_2(\omega(\hat{y}_x) + 1). \quad (5.12)$$

Para o erro máximo aceitável de aproximação, define-se os limites superior e inferior aceitáveis de estimação da grandeza  $x$ , respectivamente como:  $x_s(\hat{y}_x) = R_{Dx}(\hat{y}_x) + \bar{\epsilon}_x(\hat{y}_x)$  e  $x_i(\hat{y}_x) = R_{Dx}(\hat{y}_x) - \bar{\epsilon}_x(\hat{y}_x)$ . Pode-se então, implementar um algoritmo de procura dos pontos de quebra, tal que as retas definidas por dois pontos de quebra consecutivos estejam sempre contida entre essas duas curvas.

### 5.3.1. Algoritmo de busca

Para fins de simplificação, o algoritmo pode ser implementado de forma a procurar os pontos de quebra da função de aproximação usando apenas valores positivos, i.e.  $\min(x) = 0$  e  $\min(y) = 0$ , e com isso evitar o uso de sinal na interpolação. Isso pode ser feito, se necessário, adicionando-se um nível de ajuste aos valores da função inicial, que pode ser subtraído após o bloco de reconstrução:

$$x = x' - \min(x'). \quad (5.13)$$

em que  $x'$  é a variável inicial da grandeza de medição.

Considera-se que os pontos de quebra são armazenados na tabela de equivalência com uma resolução de  $N_T$  bits. Considera-se também que o sinal analógico é condicionado de forma a ocupar toda a faixa de entrada do conversor A/D e que a compensação da grandeza de interferência escalona ao sinal quantizado de forma eficiente, o sinal quantizado  $\hat{y}_x$  pode ser considerado como um valor inteiro representado por  $N$  bits, assumindo valores de 0 à  $2^N - 1$ . Define-se então, os pontos de quebra  $(Px, Py)$ , em que  $Py$  são valores da variável  $\hat{y}_x$ :  $0 \leq Py \leq 2^N - 1$  e  $Px$  são os valores equivalentes da grandeza  $x$ , quantizados na resolução da tabela de equivalência  $N_T$ :  $0 \leq Px \leq \max(x)$ . A função de reconstrução aproximada realiza interpolação linear a partir dos pontos armazenados na tabela de equivalência, utilizando aritmética de ponto fixo e pode ser descrita pela seguinte equação:

$$\hat{x} = \tilde{R}_{Dx}(\hat{y}_x) = \frac{Px_i - Px_{i-1}}{Py_i - Py_{i-1}}(\hat{y}_x - Py_{i-1}) + Px_{i-1}, \quad i = 2, \dots, m, \quad (5.14)$$

em que  $Py_{i-1} \leq \hat{y}_x \leq Py_i$  e  $Px = R_{Dx}(Py)$ .

O algoritmo deve procurar os pontos de quebra de tal forma que, os valores estimados

da grandeza  $x$  através da equação (5.14), estejam sempre contidos dentro das margens aceitáveis, ou seja:

$$(\hat{x}(\hat{y}_x) \leq x_s(\hat{y}_x)) \& (\hat{x}(\hat{y}_x) \geq x_i(\hat{y}_x)), \forall Py_{i-1} \leq \hat{y}_x \leq Py_i, \quad (5.15)$$

em que  $\&$  é o operador lógico *AND*.

Para o cálculo dos pontos de quebra da tabela de equivalência, os valores de  $x_i$  e  $x_s$  são calculados em ponto flutuante utilizando exatidão dupla, e indicam os limites aceitáveis de estimação da grandeza de medição. Os valores de  $P_x$  e de  $\hat{x}$  são calculados em ponto flutuante utilizando exatidão dupla e depois quantizados utilizando a resolução de armazenamento da tabela  $N_T$ . Dessa forma, tem-se que não há perda de resolução no cálculo aritmético (na prática, o cálculo dos valores da grandeza  $x$  pode ser realizado em ponto fixo utilizando bits de guarda) ainda que os valores sejam representados com uma resolução fixa  $N_T$ .

O algoritmo pode ser implementado para realizar uma procura linear dos pontos de quebra nos valores da variável  $\hat{y}_x$ . De forma simplificada, o algoritmo deve realizar os seguintes procedimentos, de acordo com as equações (5.14) e (5.15):

1. Índice  $i = 0$
2. Define o ponto de quebra inicial como  $Py_0 = 0, Px_0 = R_{D_x}(0) = 0$ ;
3. Enquanto  $Py_i < 2^N - 1$  faça 4 a 5
4.  $i = i + 1$ ;
5. Procura o próximo ponto de quebra em  $Px_i = R_{D_x}(Py_i)$ , para o maior valor de  $Py_i$  em que a equação (5.15) seja verdade;
6. Define o último ponto de quebra em  $Py_i = 2^N - 1$  e  $Px_i = R_{D_x}(2^N - 1)$ .

### *Exemplo de aplicação do algoritmo*

Na Figura 5.3, mostra-se um exemplo de aplicação do algoritmo para uma função definida por:  $R_x(\hat{y}_x) = \hat{y}_x^2 / 15$ ,  $\hat{y}_x = 0, \dots, 15$  em que os pontos de quebra são calculados utilizando um erro constante:  $\hat{\epsilon}_x(\hat{y}_x) = 0,6$  e a resolução de armazenamento da tabela de equivalência é de 5 bits. Nessa figura, pode-se ver que as retas definidas por dois pontos de quebra consecutivos estão sempre contida dentro do limite do erro máximo aceitável de estimação e efeito da resolução de 5 bits para armazenagem dos pontos na tabela. Neste exemplo, foram encontrados 4 pontos de quebra em  $Py = \{0, 5, 10, 15\}$  e  $Px = \{0, 1,8750, 6,5625, 15\}$ .

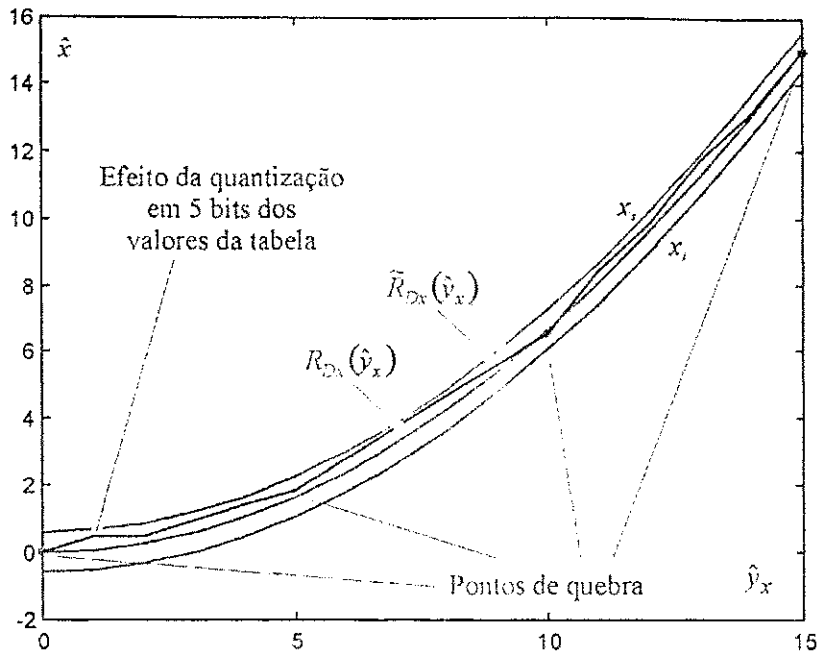


Figura 5.3. Exemplo de aproximação de uma função quadrática usando o algoritmo proposto.

### 5.3.2. Reconstrução dos valores de compensação da grandeza de interferência

Na Tabela 5.1, apresenta-se a equivalência entre variáveis para aplicação do procedimento para cálculo dos pontos de quebra da tabela de equivalência para aproximação da função de reconstrução dos coeficientes de compensação. A diferença entre os dois casos, consiste basicamente no bloco de compensação da grandeza de interferência na grandeza de interesse, que não é necessário para o caso de reconstrução dos coeficientes.

Tabela 5.1. Equivalência entre as variáveis utilizadas para reconstrução dos valores da grandeza de medição e dos valores de compensação.

Grandeza de medição	Valores de compensação
$R_x$	$R_v$
$\hat{x}$	$\hat{\chi}$
$P_x$	$P_\chi$
$\hat{y}_x$	$\tilde{w}$
$\epsilon_x$	$\epsilon_\chi$
$P_y$	$P_w$



### 5.3.3. Resolução dos valores da tabela de equivalência

O número de bits das células da tabela de equivalência deve garantir que nenhum ponto de quebra fique fora dos limites aceitáveis da variável  $x$  e pode ser encontrado a partir da resolução efetiva de estimação dos valores da grandeza de medição. Esta última pode ser calculada a partir do erro máximo de estimação, por:

$$N_E(\hat{y}_x) = \log_2 \left( \frac{\max(x) - \min(x)}{2\bar{\epsilon}_x(\hat{y}_x)} \right), \quad (5.16)$$

A resolução de armazenamento da tabela de equivalência poderia ser feita igual ao melhor caso de resolução efetiva. Entretanto, isso pode fazer com que alguns pontos de quebra fiquem sobre a margem aceitável de estimação, fazendo com que o algoritmo apresente resultados não satisfatórios com número de pontos de quebra excessivo. Dessa forma, a resolução (número de bits) dos valores armazenados na tabela,  $N_T$ , pode ser encontrada por:

$$N_T > \max(N_E) = \log_2 \left( \frac{\max(x) - \min(x)}{2 \min(\bar{\epsilon}_x)} \right), \quad (5.17)$$

### 5.4. Exemplo prático

Como exemplo de aplicação, considera-se um sistema de medição de temperatura utilizando um termistor polarizado com uma corrente constante. A configuração produz uma tensão sobre o termistor em função da temperatura dada por:

$$y = I r_0 \cdot \exp\left(\frac{\beta}{x + 273}\right), \quad (5.18)$$

em que,  $y$  é a tensão sobre o termistor,  $I$  é a corrente de polarização,  $x$  é a temperatura em °C e os parâmetros do termistor são:  $\beta = 4000$  K e  $r_0 = 3,288$  mΩ, obtidos de [Catunda, et al., 1998a].

No sistema de medição apresentado, deseja-se medir a temperatura de 0 a 50 °C utilizando um conversor A/D de 10 bits. Supõe-se que o sinal de saída do sensor é ajustado pelo circuito de condicionamento de forma a ocupar toda a faixa de entrada do conversor A/D para a faixa completa de variação da grandeza de medição. Não existe influência de uma grandeza de interferência e dessa forma  $\hat{y}_x = \bar{y}$ , que pode ser escrito em função da

temperatura como:

$$\hat{y}_x = k_1 \cdot \exp\left(\frac{\beta}{x + 273}\right) - k_2 + \varepsilon_{AD}, \quad (5.19)$$

em que  $-0,5 \leq \varepsilon_{AD} \leq 0,5$ ,  $\hat{y}_x \in \{0, \dots, 1023\}$ ,  $k_1 = 4,4936 \times 10^{-4}$  e  $k_2 = 118,11$ .

Deseja-se encontrar o número e valores dos pontos de quebra da função de reconstrução para serem armazenados numa LUT de 11 bits de resolução.

A função de reconstrução deve relacionar os valores de temperatura com os valores da variável quantizada:  $\hat{y}_x \rightarrow \hat{x}$ ,  $\hat{x} \in [0; 50]$ . Dessa forma, tem-se a seguinte função de reconstrução:

$$\hat{x} = R_{Dx}(\hat{y}_x) = \frac{\beta}{\ln\left(\frac{\hat{y}_x + k_2}{k_1}\right)} - 273, \quad (5.20)$$

O erro de estimação inicial, calculado utilizando a equação (5.9), assume valores bem pequenos para valores elevados da variável quantizada. Esses valores são menores do que o erro de quantização caso fosse utilizado um sensor com função de conversão linear, como mostrado na Figura 5.4, que é dado por:

$$\varepsilon_0 = \frac{\max(x) - \min(x)}{2^{N+1}} = 0,0244 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (5.21)$$

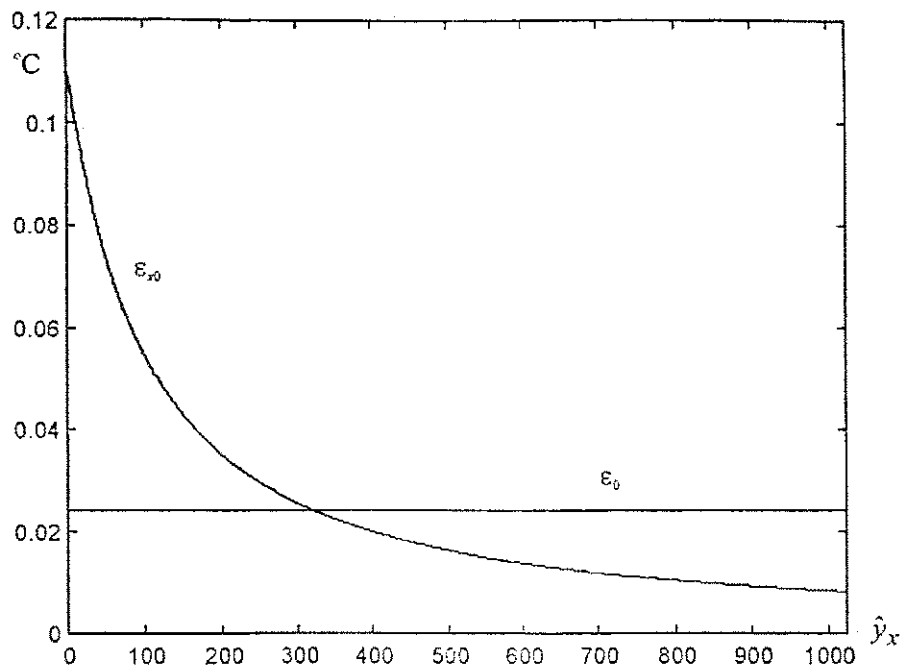


Figura 5.4. erro inicial de medição e erro de quantização da grandeza de medição considerando um sensor com característica linear.

Os valores de  $\epsilon_{x0}$  menores que  $\epsilon_0$  implicam num aumento da resolução efetiva acima de 10 bits, que não é desejado, uma vez que os valores da tabela de equivalência são armazenados em 11 bits. De forma a utilizar uma resolução de 11 bits para LUT, definem-se os valores mínimos do erro máximo aceitável de aproximação limitados por  $\epsilon_0$ , que pode ser escrito como:

$$\tilde{\epsilon}_x(\tilde{y}) = \begin{cases} \epsilon_{x0}(\tilde{y}), & \epsilon_{x0}(\tilde{y}) \geq \epsilon_0 \\ \epsilon_0, & \epsilon_{x0}(\tilde{y}) < \epsilon_0 \end{cases} \quad (5.22)$$

Na Figura 5.5, mostra-se as curvas de reconstrução direta e aproximada, os pontos de quebra da função aproximada que devem ser armazenados na tabela de equivalência e os limites aceitáveis de estimação da temperatura. O número de pontos de quebra necessários para aproximação da função de reconstrução neste caso é 28.

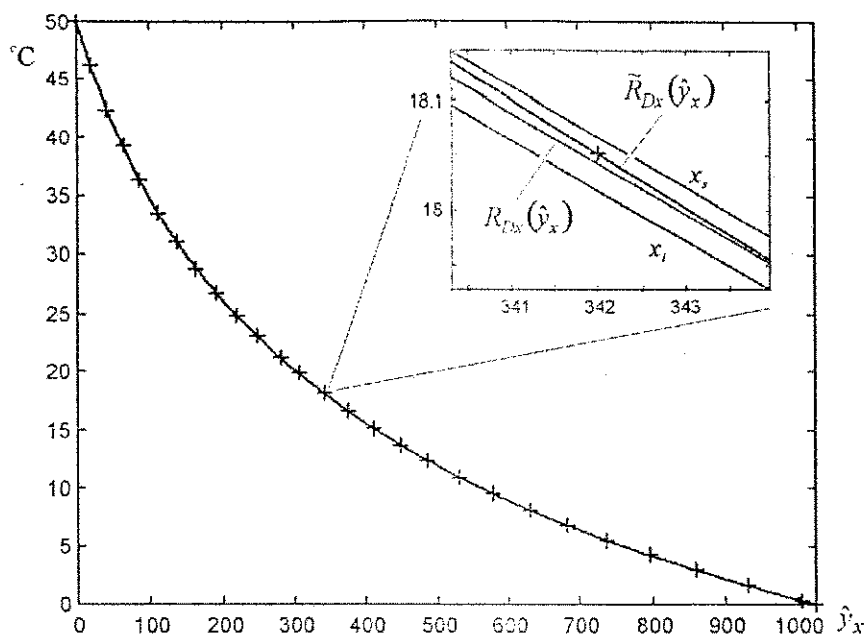


Figura 5.5. Curvas de reconstrução, limites aceitáveis de estimação da grandeza  $x$  e pontos de quebra da função de reconstrução aproximada.

Na Figura 5.6, mostra-se os limites aceitáveis do erro de estimação e o erro de estimação calculado pela diferença entre os valores estimados pela função de reconstrução direta e os valores estimados pela função de reconstrução aproximada. Observa-se que o erro de aproximação está sempre dentro dos limites aceitáveis de estimação.

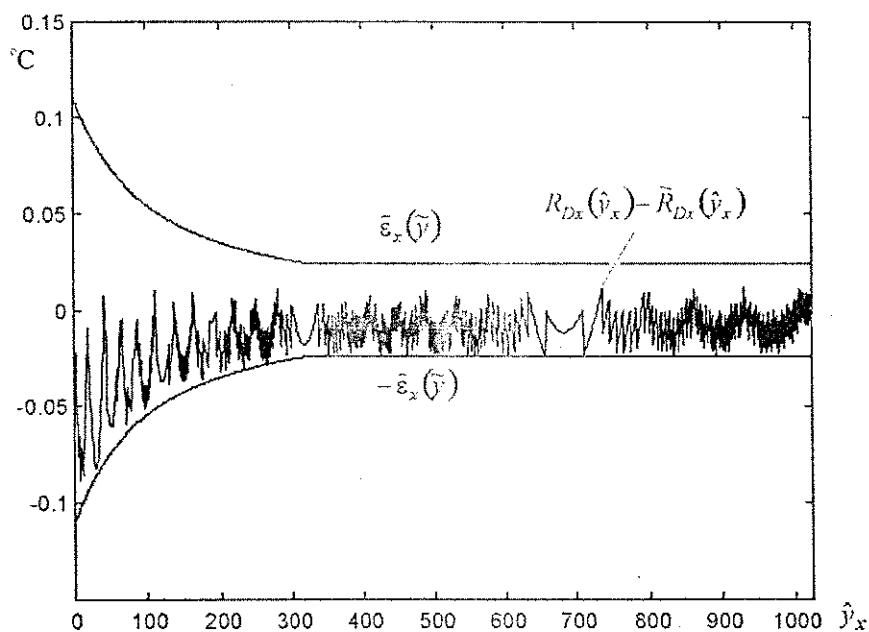


Figura 5.6. Erro de aproximação usando a função de reconstrução aproximada e limites do erro de estimação

Na tabela 5.2, apresenta-se o número de pontos de quebra para a mesma função de reconstrução, utilizando diferentes valores de resolução, em número de bits, do conversor A/D e de armazenamento na tabela de equivalência. Pode-se observar que o menor tamanho da tabela, em número total de bits, é atingido para uma resolução de armazenamento com 2 bits a mais do que a resolução do conversor A/D. Assim como, para valores da resolução de armazenamento maiores do que esse valor, não se obtém uma redução significativa do número de pontos de quebra.

Tabela 5.2. Número de pontos de quebra e número total de bits armazenados da função de reconstrução aproximada para diferentes valores de resolução do conversor A/D e de armazenamento na tabela de equivalência.

Resolução do conversor A/D	Resolução de armazenamento $N_T$			
	$N_T = N + 1$	$N_T = N + 2$	$N_T = N + 3$	$N_T = N + 10$
$N = 10$	28 / 308 *	25 / 300	24 / 312	23 / 460
$N = 11$	42 / 504	38 / 494	36 / 504	35 / 735
$N = 12$	63 / 819	56 / 784	54 / 810	52 / 1144

\* representado como (  $M$  / número total de bits armazenados)

## 5.5. Conclusões

Neste capítulo apresentou-se um novo procedimento para dimensionamento de LUTs para reconstrução dos valores de medição e de valores de compensação de uma grandeza de interferência. O procedimento proposto calcula o número de células, e valores destas, de forma que o erro de estimação seja sempre inferior ou igual a um limite especificado. O procedimento não garante o número mínimo de pontos de quebra para a função de reconstrução aproximada. Entretanto ele fornece um número de pontos de quebra intuitivamente bom e bem distribuídos, que é uma função do número de bits do conversor A/D utilizado, número de bits de armazenamento dos valores na tabela de equivalência e característica não linear da função de reconstrução.

# Capítulo 6

## Sistema de medição realimentada

---

Nesse capítulo, apresentam-se definições gerais de um sistema de medição realimentado e fazem-se algumas observações que devem ser levadas em consideração no projeto destes sistemas. As definições apresentadas são as mais genéricas possíveis, de forma que podem ser aplicadas a qualquer tipo de sistema de medição deste tipo. A configuração de medição com realimentação pode ser utilizada no sistema de medição proposto, descrito na Seção 7.1, que inclui os blocos funcionais necessários para tal fim. Dois exemplos práticos são apresentados de forma a ilustrar a formulação proposta [Catunda et al., 2000a].

### 6.1. Introdução

Em sistemas digitais de medição, pode-se classificar o processo de medição de grandezas, com relação à disponibilidade de uma grandeza elétrica que represente a grandeza de interesse, em dois tipos: direto ou indireto. Na medição direta, a grandeza de interesse é diretamente disponível em forma de sinal elétrico na saída de um sensor. Esse sinal pode então ser condicionado por um circuito analógico, amostrado e convertido para a forma digital por um conversor A/D e em seguida tratado de forma a reconstruir ou estimar a grandeza de interesse com máxima exatidão. Na medição indireta, a grandeza de interesse não é diretamente convertida em sinal elétrico pelo sensor, mas exerce influência sobre uma outra grandeza secundária, que pode ser medida de forma digital (usando o mesmo procedimento do caso anterior) e seus valores utilizados para estimação dessa grandeza de interesse.

Variações da grandeza de interesse causam variações correspondentes na grandeza secundária, seguindo uma determinada dinâmica associada ao processo de medição que, geralmente, pode ser descrita através de equações diferenciais.

Os principais problemas relacionados à medição indireta que podem causar degradação na qualidade da medição são:

1. o tempo de resposta para estimação da grandeza de interesse, a partir dos valores da grandeza secundária, é função das constantes de tempo (dinâmica) do meio de medição, que podem ser grandes para alguns processos físicos; e
2. a estimação da grandeza de interesse implica na utilização de uma função inversa (ou inversa aproximada) da função característica do meio de medição. Isso pode levar a uma função mal condicionada, tendo em vista a utilização de equações de diferença finita utilizando os valores da grandeza secundária.

Esses problemas relacionados à medição indireta (sem realimentação) podem ser reduzidos utilizando uma configuração de medição com realimentação. Nesse modo, o sistema de medição realiza basicamente as seguintes funções:

1. medição e controle da grandeza secundária. A medição é realizada utilizando um sensor apropriado. O controle é realizado através de uma malha de realimentação utilizando um atuador adequado, que pode ser o próprio sensor de medição; e
2. estimação da grandeza de interesse a partir dos valores de controle e dos valores atuais da grandeza secundária.

Como resultado, tem-se que o tempo de resposta de estimação da grandeza de interesse pode ser diminuído devido à modificação da dinâmica do processo de medição. Além disso, quando o sistema de medição encontra-se em estado estacionário, a função de reconstrução da grandeza de interesse pode ser simplificada e pode-se utilizar apenas os valores instantâneos da grandeza secundária, que geralmente levam a resultados de estimação dos valores da grandeza de interesse mais bem condicionados.

Dessa forma, a utilização de uma malha de controle e realimentação no modo de medição indireta, quando possível, justifica-se sempre que se deseje melhorar a qualidade da medição no que diz respeito a diminuir o tempo de resposta e a melhorar o condicionamento na estimação da grandeza de interesse.

Na seção 6.4, discute-se o método da oposição para medição, que constitui um caso específico de sistemas realimentados de medição. Na seção 6.5, apresentam-se dois exemplos práticos de sistemas realimentados de medição. No primeiro, apresenta-se um sistema de medição de radiação solar utilizando um sensor termo-resistivo. No segundo, apresenta-se um

sistema de estimação da taxa de consumo de oxigênio em sistemas de lodo ativado.

## 6.2. Definições

Na Figura 6.1, apresenta-se um esquema geral de um sistema de medição com realimentação, composto de duas partes: meio de medição e sistema de estimação e controle. A principal função desta última parte é estimar a grandeza principal (de interesse)  $x_p$ , com a maior eficiência possível. Essa grandeza é correlacionada com outras grandezas secundárias no meio de medição, descrito por  $P(\cdot)$ . O sistema de medição pode sofrer influência de grandezas de interferência, definidas por  $V$  que, neste caso, devem ser compensadas na estimação. Para estimar-se os valores da grandeza de interesse, é necessário medir e controlar a grandeza secundária associada ao processo, utilizando um sensor adequado. Os elementos sensor, atuador e meio de medição podem ser fisicamente elementos distintos, ou então, somente um elemento que realize essas três funções. O sistema de estimação e controle pode atuar sobre o meio de medição e controlar a grandeza secundária diretamente através da variável  $U$ .

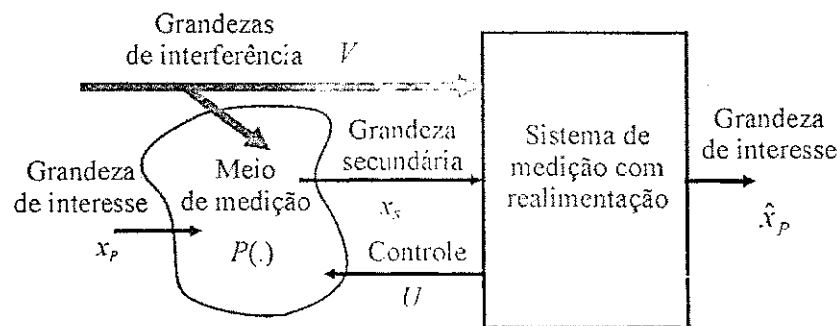


Figura 6.1. Diagrama geral de um sistema de medição com realimentação.

O sistema de estimação e controle pode ser dividido em 3 partes distintas: a primeira consiste dos blocos necessários para medição da grandeza secundária; a segunda, do subsistema de controle e do bloco de estimação da grandeza de interesse e a terceira, do bloco de medição das variáveis de interferência.

Na Figura 6.2, mostra-se o diagrama detalhado do sistema de medição, adaptado do modelo apresentado no Capítulo 3. A grandeza secundária  $x_s$  é convertida diretamente para um sinal elétrico  $y$  por um sensor adequado (função  $f(\cdot)$ ). Esse sinal elétrico é digitalizado por um conversor A/D formando uma seqüência temporal de valores,  $\{\tilde{y}\}$ . Em seguida, a variável secundária é estimada no bloco **Reconstrução direta**, utilizando a função de reconstrução  $R_D(\cdot)$



e os valores de  $\{\hat{y}\}$ , levando em conta as variáveis de interferência. A função  $R_D(\cdot)$  deve ser idealmente a inversa de  $f(\cdot)$ .

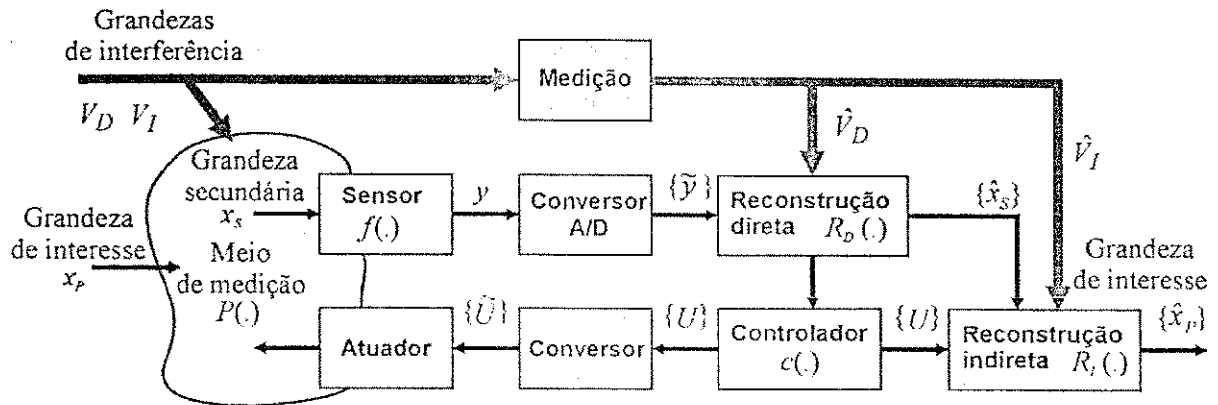


Figura 6.2. Diagrama detalhado do sistema de medição com realimentação

O sistema de medição pode sofrer interferência de grandezas, tal como a temperatura ambiente, que é geralmente o tipo de interferência mais freqüente. Neste sistema, as grandezas são classificadas de acordo com o local de interferência:  $V_I$  para as grandezas que interferem no meio de medição e  $V_D$  para as que interferem diretamente no sensor da grandeza secundária, quando este for diferente do meio de medição. As grandezas  $V_I$  e  $V_D$  devem ser medidas e compensadas nos blocos de reconstrução descritos por  $R_I(\cdot)$  e  $R_D(\cdot)$ , respectivamente. Na seção 6.5, apresenta-se dois exemplos práticos de sistemas de medição com realimentação nos quais existe a influência de uma grandeza de interferência. No primeiro exemplo, de um sistema de estimação da taxa de consumo de oxigênio em sistemas de lodo ativado, a grandeza de interferência é classificada como  $V_D$  e influi diretamente no sensor de medição da grandeza secundária. No segundo exemplo, de um sistema de estimação da radiação solar, a grandeza de interferência é classificada como  $V_I$  e influi no meio de medição. O bloco de medição das grandezas de interferência é apresentado sombreado na Figura 6.2 e consiste no subsistema de medição direta da grandeza de interferência, apresentado na Seção 7.1.

O controle da grandeza secundária é realizado através dos blocos **Controlador**, **Conversor** e **Atuador**. O sinal  $\{U\}$  é gerado pelo bloco **Controlador** a partir de valores da grandeza secundária, seguindo algum algoritmo de controle específico. Esse sinal pode ser aplicado ao meio de medição na forma analógica, utilizando-se um conversor D/A, ou então como pulsos modulados em largura, PWM. A resolução do conversor D/A pode ser diferente do tamanho da palavra utilizada no processamento digital, dessa forma, a seqüência de valores na saída do bloco controlador é representada por  $\{\tilde{U}\}$ . O bloco **Atuador** tem a função de

aplicar esse sinal ao meio de medição. O bloco **Reconstrução indireta** tem a função de estimar a grandeza de interesse a partir dos valores do sinal de controle, variável secundária, compensando qualquer interferência de grandezas externas. O procedimento para medição é apresentado a seguir.

### 6.3. Procedimento de Medição

Uma vez definidos os principais blocos de um sistema realimentado de medição, pode-se definir um procedimento geral para estimar a variável de interesse. A dinâmica do meio de medição é definida pela função  $P(.)$  que relaciona a variável secundária,  $x_S$  com as demais variáveis envolvidas no processo, e que pode ser geralmente descrita por meio de equações diferenciais:

$$x_S(t) = P(x_S, x_P(t), U(t), V_P), \quad (6.1)$$

em que a função  $P(.)$  pode utilizar termos diferenciais da variável  $x_S(t)$ .

O sensor para medição direta da grandeza secundária apresenta uma resposta dinâmica para geração do sinal elétrico, geralmente superior à do meio de medição, i.e. as constantes de tempo dos sensores são geralmente bem inferiores às do meio de medição. Com isso, pode-se desprezar a dinâmica deste sensor e seu sinal elétrico de saída pode ser obtido diretamente da grandeza secundária através de uma função escalar, dada por:

$$y(t) = f(x_S(t), V_D), \quad (6.2)$$

A grandeza secundária deve ser estimada utilizando uma função de reconstrução que deve ser idealmente a inversa da função de conversão do sensor utilizado, utilizando os valores quantizados do sinal elétrico de saída do sensor e os valores estimados da grandeza de interferência (ou fatores de compensação, como apresentado no Capítulo 5):

$$\hat{x}_S = R_D(\tilde{y}, \hat{V}_D) \equiv \arg_{x_S} [y = f(x_S, V_D)]. \quad (6.3)$$

O bloco de controle deve gerar um sinal  $U$  a partir dos valores medidos da grandeza secundária e de uma referência de controle. Esse bloco é descrito por uma função  $c(.)$ , que pode utilizar vários valores da variável secundária no tempo, de acordo com o algoritmo de controle. O sinal de controle pode ser definido por:

$$U = c(\{\hat{x}_S\}, x_{Sr}) \quad (6.4)$$

em que,  $x_{Sr}$  é o valor de referência de controle da variável  $x_S$ .

### 6.3.1. Considerações sobre o bloco de controle

O projeto do controlador deve ser feito de forma que este modifique a dinâmica do processo de medição, diminuindo as constantes de tempo associadas para a estimação final da variável de interesse. Esse controlador deve realizar o controle da variável secundária com relação à uma determinada referência, levando em conta principalmente a influência da variável de interesse.

Para o sistema apresentado na Figura 6.2, considera-se que as constantes de tempo relacionadas à medição da variável secundária, bem como os atrasos proporcionados nos blocos digitais, são bem menores do que as constantes de tempo dominantes relacionadas com o meio de medição. O projeto do controlador depende basicamente de como as diferentes variáveis interagem no meio de medição, definido por  $P(\cdot)$ . Entretanto, algumas considerações podem ser feitas para o projeto deste, que são listadas a seguir e ressaltadas no exemplo dado na subseção 6.3.2:

- A. o erro de regime do sistema controlado, em relação a uma determinada referência da variável secundária, não necessita ser igual a zero. Uma vez que já é necessária a medição desta variável para realização do controle, seus valores instantâneos podem ser utilizados diretamente para recuperação da variável de interesse. Entretanto, se o controlador força o erro de regime igual a zero, pode-se simplificar a equação de reconstrução da variável de interesse, mas complicando a equação do controlador. Dessa forma, deve-se verificar qual das duas estratégias é mais vantajosa em termos de complexidade e exatidão na estimação;
- B. o controlador deve melhorar a dinâmica do sinal de controle  $U$  e da grandeza  $x_s$  em relação a grandeza de interesse  $x_p$ . Com isso, melhora-se a dinâmica de estimação da grandeza de interesse, uma vez que para isso utiliza-se os valores do sinal de controle e de medição da grandeza secundária.

### 6.3.2. Exemplo de controlador

Supondo um processo dinâmico de medição definido em  $s$  (operador de Laplace) por:  $x_s(s) = A(s)x_p(s) + B(s)U(s)$ , projeta-se um controlador definido por  $C(s)$ , como representado na Figura 6.3. Dessa forma, tem-se que a grandeza secundária pode ser expressa por:

$$x_s(s) = \frac{C(s)B(s)}{1 + C(s)B(s)} x_{sr}(s) + \frac{A(s)}{1 + C(s)B(s)} x_p(s) \quad (6.5)$$

em que  $x_{sr}$  é a referência de controle para a variável  $x_s$ . O sinal de controle pode ser expresso

por:

$$U(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)B(s)} x_s(s) - \frac{C(s)A(s)}{1 + C(s)B(s)} x_p(s) \quad (6.6)$$

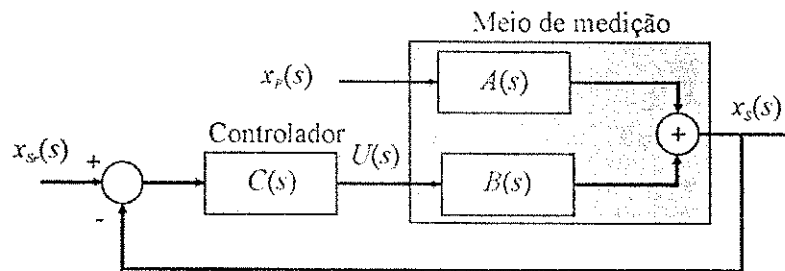


Figura 6.3. Esquema de controle para o exemplo

Considerando a observação B. da subseção 6.3.1, tem-se que o controlador deve ser projetado de forma a melhorar a dinâmica (i.e. diminuir as constantes de tempos associadas) do segundo termo das equações (6.5) e (6.6).

### 6.3.3. Reconstrução da variável de interesse

A grandeza de interesse pode ser estimada idealmente utilizando a inversa da função característica do meio de medição  $P(\cdot)$ , a partir dos valores medidos da grandeza secundária, das grandezas de interferência e dos valores da variável de controle. A estimação desta grandeza, que apresentará uma nova dinâmica definida pelo controlador aplicado ao meio de medição, pode ser descrita por:

$$\hat{x}_p = R_I \left( \{ \hat{x}_s \}, U, \hat{V}_I \right) \equiv \arg_{x_p} \left[ x_s = P(x_s, x_p, \tilde{U}, V_I) \right] \quad (6.7)$$

Essa função pode utilizar equações de diferença finita de forma a tornar mais rápida a estimação da grandeza de interesse (devido ao termo derivativo). Entretanto, os termos derivativos são bastante sensíveis ao ruído e podem tornar a função mal condicionada. Uma vez que o sistema realimentado apresenta constantes de tempo menores do que as do sistema sem realimentação, pode-se fazer uma aproximação dessa função de reconstrução para se utilizar apenas o valor da variável secundária no instante de amostragem  $k$ , definido por:

$$\hat{x}_p(k) = \tilde{R}_I \left( \hat{x}_s(k), U(k), \hat{V}_I \right) \quad (6.8)$$

Essa aproximação é válida com o sistema em regime, ou seja:  $x_s(k) = x_s(k-1) = \dots = x_s(k-n+1)$ , para uma função de reconstrução inicial  $R_I$ , que utiliza os valores da variável secundária em  $n$  instantes de amostragem. Essa função apresenta resultados menos sensíveis

ao ruído (mais bem condicionados) considerando um mesmo intervalo de amostragem. Fora do regime, a estimação da variável de interesse, através da equação (6.8), segue a nova dinâmica do sistema realimentado que é mais rápida do que a do sistema sem realimentação. Dessa forma, essa aproximação deve ser feita caso a perda de velocidade na estimação seja aceitável e o ganho no melhoramento do condicionamento dos valores de estimação seja mais importante. Essa consideração é ilustrada no exemplo a seguir.

#### 6.3.4. Exemplo de reconstrução da variável de interesse

Partindo-se do exemplo apresentado na subsecção 6.3.2, define-se a função de transferência do meio de medição dada por:  $A(s) = B(s) = 0,1/(s + 0,1)$ . A grandeza secundária  $x_S$  é medida diretamente utilizando um sensor, que introduz um ruído de medição normal de 0,01, e é amostrada por um segurador de ordem zero com um período de amostragem de  $T = 0,2$  s. Nesse caso, o meio de medição possui constantes de tempo iguais a 10 s. A grandeza de interesse  $x_P$  é estimada indiretamente a partir dos valores de  $U$  e  $x_S$  utilizando dois modos de medição: com e sem realimentação. Para esse sistema, a grandeza secundária pode ser descrita através de equações diferenciais, em função de  $x_P$  e  $U$ , por:

$$\frac{dx_S}{dt} + 0,1x_S = 0,1x_P + 0,1U \quad (6.9)$$

e a grandeza de interesse pode ser estimada, para um dado instante de amostragem  $k$ , utilizando a função de reconstrução, dada por:

$$\hat{x}_P(k-1) = R_f(\hat{x}_S(k), \hat{x}_S(k-1), U(k-1)) = \frac{\hat{x}_S(k) - \hat{x}_S(k-1)}{0,1T} + \hat{x}_S(k-1) - U(k-1) \quad (6.10)$$

em que  $\hat{x}_S$  é o valor medido da grandeza secundária.

Pode-se obter uma função de reconstrução simplificada a partir da função de reconstrução  $R_f$ , desprezando-se o termo de diferença finita em (6.10), e rescrevendo-a para utilizar apenas os valores no instante de amostragem  $k$ :

$$\hat{x}_P(k) = \tilde{R}_f(\hat{x}_S(k), U(k)) = \hat{x}_S(k) - U(k) \quad (6.11)$$

O sistema de medição no modo sem realimentação foi simulado de 0 a 100 s, fazendo-se a variável  $U$  assumir um valor constante igual a 1 e a grandeza de interesse inicialmente igual a 0. No instante de tempo igual a 30 s, modifica-se a grandeza de interesse de 0 para 1,

tipo degrau. Na Figura 6.4, mostra-se os resultados de simulação do sistema de medição: em (A) o gráfico da grandeza secundária no tempo; e em (B) os gráficos da grandeza de interesse estimada no tempo, utilizando as funções de reconstrução dadas pelas equações (6.10) e (6.11). Neste caso, o desvio padrão do ruído de estimação utilizando (6.10) é da ordem de 0,39 e a estimação utilizando (6.11) apresenta um tempo de resposta longo, de 10 s.

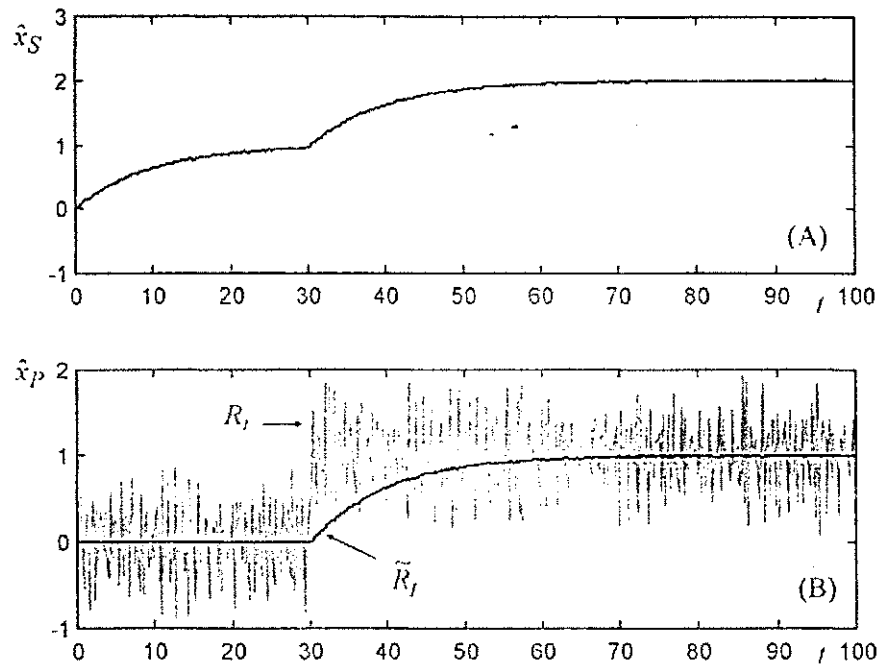


Figura 6.4. Resultados de simulação do sistema sem realimentação: (A) grandeza secundária.

(B) estimação da grandeza de interesse utilizando as funções de reconstrução  $R_I$  e  $\tilde{R}_I$ .

O sistema de medição no modo com realimentação foi simulado de 0 a 100 s, aplicando-se um controlador proporcional com ganho de 10, que modifica as constantes de tempo de estimação de 10 s para 1 s. A variável de controle é  $U$  e a referência utilizada foi de 1. O valor inicial da grandeza de interesse é 0 e após 30 s ela aumenta para 1, tipo degrau. Na Figura 6.5, mostra-se os resultados de simulação do sistema de medição: em (A) o gráfico da grandeza secundária no tempo; e em (B) apenas o gráfico da grandeza de interesse no tempo, estimada utilizando a função de reconstrução dada pela equação (6.11). Neste caso, o desvio padrão do ruído de estimação utilizando (6.10) é da ordem de 0,9 e a estimação utilizando (6.11) apresenta um tempo de resposta de 1 s com desvio padrão da ordem de 0,065, que é 6 vezes menor que o desvio padrão do ruído na estimação sem realimentação utilizando a função de reconstrução  $R_I$ .

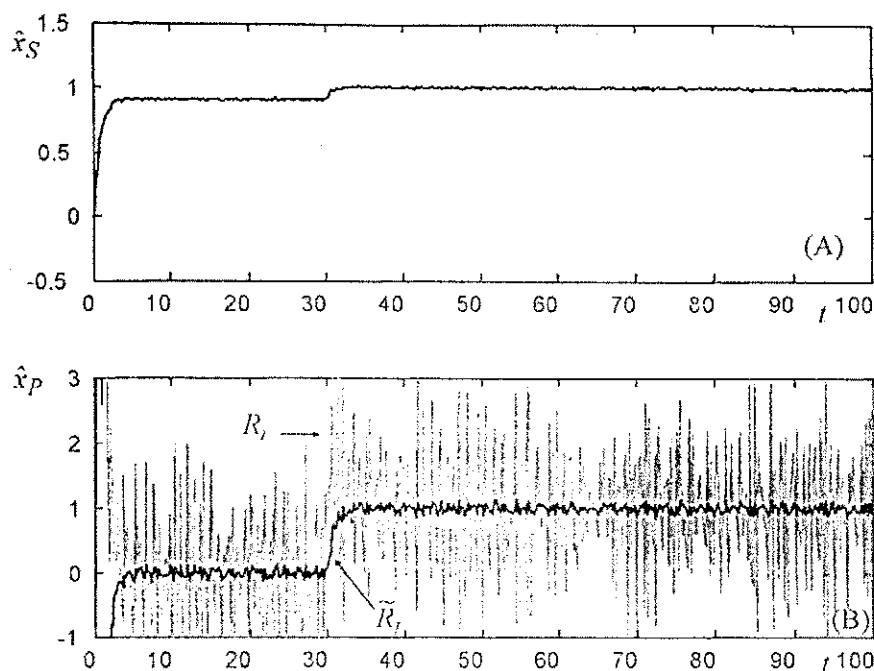


Figura 6.5. Resultados de simulação do sistema sem realimentação: (A) grandeza secundária. (B) estimativa da grandeza de interesse utilizando as funções de reconstrução  $R_j$  e  $\tilde{R}_j$ .

#### 6.4. Considerações sobre o método da oposição

Um dos modos de operação de instrumentos de medição é o método da oposição ou do instrumento nulo (“null instrument”) [Webster, 1999], que consiste na geração de uma grandeza equivalente à de interesse e na sua aplicação em sentido inverso no meio de medição, de forma a que o erro dado pela soma das duas grandezas seja zero. Com este método, é necessário um detector que indique o erro zero e uma forma (automática ou manual) de gerar a grandeza em oposição [Doebelin, 1976]. Um exemplo mecânico clássico deste método é a balança analítica de pratos, na qual o peso que se deseja medir é colocado em um dos pratos, e no outro prato adiciona-se pesos conhecidos, de forma a tornar o erro dado pela diferença entre os dois pesos igual a zero, como representado na Figura 6.6.(A). Um exemplo elétrico analógico pode ser dado no caso de medição de tensão utilizando uma tensão de oposição e um galvanômetro para indicar se existe diferença entre as tensões de cada terminal, como representado na Figura 6.6.(B). A tensão de oposição é ajustada até que essa diferença seja zero (idealmente). O valor da tensão a ser medida é então dado diretamente pelo valor da tensão ajustada. Uma vantagem deste método, no caso analógico, é que não existe erro de carregamento na leitura da tensão desconhecida.

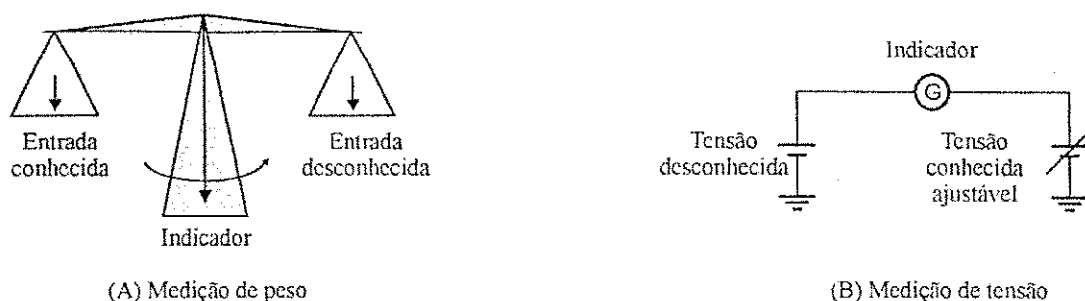


Figura 6.6. Exemplos de medição pelo método da oposição: (A) Medição de peso em uma balança analítica. (B) Medição de tensão utilizando um galvanômetro

No caso de um sistema de medição digital, a grandeza de oposição pode ser gerada por um conversor D/A e comparada com a grandeza de interesse. Neste caso, o carregamento é dado pela impedância de entrada do comparador. Considerando-se as definições de um sistema de medição com realimentação, tem-se que para o método da oposição a grandeza que se deseja estimar é a grandeza de interesse  $x_p$ , o erro entre as duas grandezas é a grandeza secundária  $x_s$ , que é medida através do comparador (considerado como um conversor A/D de 1 bit) e controlada através da malha de realimentação e de um conversor D/A (ou modulador PWM). A grandeza de oposição gerada neste caso é dada pela variável de atuação do sistema.

No exemplo dado na Figura 6.7, deseja-se medir a temperatura utilizando um termistor colocado no ramo inferior esquerdo de uma ponte de Wheatstone. A temperatura do termistor é dada, de forma simplificada, pela soma da temperatura ambiente e potência elétrica dissipada neste, sendo sua resistência uma função decrescente da temperatura. Dessa forma, para uma dada temperatura ambiente, existe apenas um ponto de equilíbrio da ponte em função da tensão  $v_U$  aplicada nesta. Para valores maiores ou menores da tensão  $v_U$ , a tensão sobre o termistor,  $v_a$ , diminui ou aumenta em relação à tensão do ramo oposto,  $v_b$ , respectivamente. O controlador deve então, ajustar a tensão de atuação  $v_U$ , gerando uma tensão  $v_b$  em oposição a tensão  $v_a$ , de forma que o erro entre estas duas tensões seja idealmente zero, e a ponte fique equilibrada. Dessa forma, a temperatura pode ser estimada diretamente a partir dos valores da tensão  $v_b$  (ou  $v_U$ ), que é conhecida.



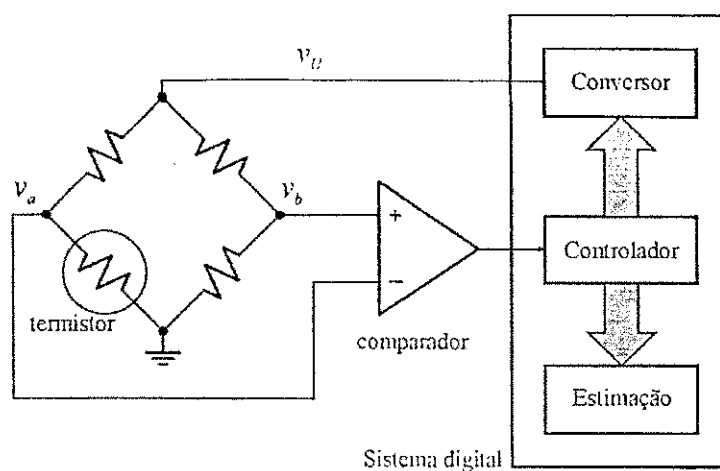


Figura 6.7. Estimação da temperatura ambiente pelo método da oposição usando uma ponte de Wheatstone balanceada digitalmente.

O método da oposição constitui um caso específico de sistema realimentado de medição. A principal vantagem do método da oposição utilizado em sistemas digitais, como apresentado no exemplo da Figura 6.7, é a utilização de um comparador como conversor A/D de 1 bit de resolução. A desvantagem deste método acontece quando aplicado a sistemas que necessitem realizar uma aferição periódica do sensor ou atuador, em que geralmente a utilização de um conversor A/D com resolução superior a 1 bit pode dar melhores resultados.

## 6.5. Exemplos de aplicação

Nessa seção, mostram-se dois exemplos práticos utilizando as considerações apresentadas nesse trabalho.

### 6.5.1. Estimação da TCO em sistemas de lodo ativado

O tratamento de águas residuárias em sistema de lodo ativado é realizado utilizando-se microorganismos aeróbios que oxidam a matéria orgânica presente. O oxigênio dissolvido (OD) consumido por estes microorganismos deve ser repostado ao sistema utilizando-se aeradores. A taxa de consumo de oxigênio (TCO) descreve o consumo de oxigênio dissolvido pelos microorganismos no tempo e é um dos parâmetros que pode ser utilizado para verificação da qualidade do tratamento assim como de algumas características do afluente a ser tratado (tal como nível de toxicidade).

Devido ao tamanho e a dificuldade de acesso em um sistema de tratamento em escala real, uma das formas de se verificar a TCO consiste em utilizar um sistema de bancada que

deve ser semelhante em escala, ao sistema real, como representado na Figura 6.8.

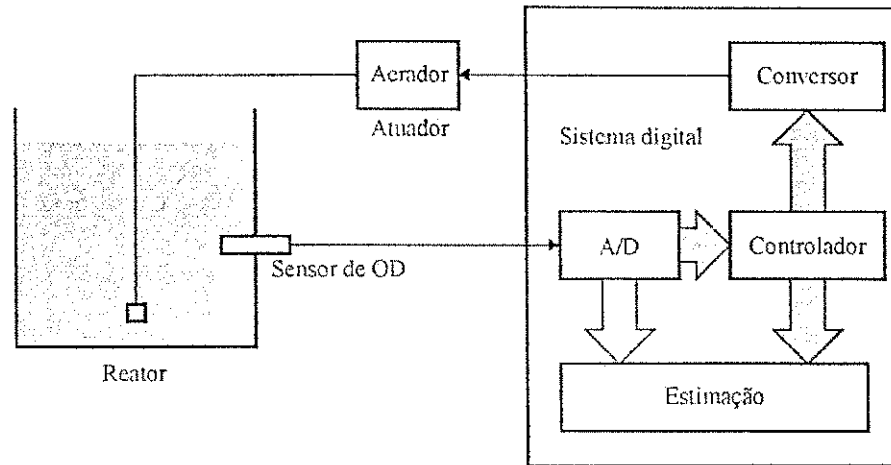


Figura 6.8. Esquema simplificado do sistema realimentado para estimação da TCO.

Um método clássico para estimação da TCO, consiste em aerar o sistema até um determinado nível de concentração de OD e depois desligar a aeração. A TCO pode ser encontrada pela inclinação da curva de decaimento da concentração de OD com o tempo. Quando a concentração de OD atinge um determinado valor limite inferior, liga-se a aeração reiniciando um novo ciclo de estimação. O principal problema relacionado com a estimação da TCO utilizando o método clássico é um intervalo de tempo relativamente longo, dependente da própria TCO, entre cada resultado de estimação.

Para um sistema em bancada, com vazão do afluente pequena, a concentração de OD no tempo pode ser descrita pela seguinte relação, [Catunda et al., 1999a]:

$$\frac{dO(t)}{dt} = K_m(t)[O_{sat} - O(t)] - R(t), \quad (6.12)$$

em que  $O(t)$  e  $O_{sat}$  são as concentrações de oxigênio dissolvido no reator e de saturação, em miligramas por litro ( $\text{mg}/\ell$ );  $K_m(t)$  é o valor médio do coeficiente global de transferência de oxigênio durante o período de amostragem correspondente de  $t = (k-1)T$  a  $t = kT$ , e  $T$  é o período de amostragem; e  $R(t)$  é a TCO, em  $\text{mg}/\ell/\text{h}$ .

A TCO pode ser estimada utilizando o modo de medição com realimentação e controle da concentração de OD. No sistema representado pela equação (6.12), o atuador é representado pela variável  $K_m(t)$ , a variável secundária de medição é a concentração de OD, representada por  $O(t)$  e a variável principal ou de interesse é a TCO descrita por  $R(t)$ . Nesse sistema, o meio de medição, sensor para medição da grandeza secundária e atuador são elementos distintos.

Para a medição de concentração de OD, pode-se utilizar um sensor que forneça uma corrente de saída proporcional a concentração de OD. Entretanto, esse sensor também é sensível à temperatura [Anonymous, 1989], que pode ser considerada como uma interferência e deve ser compensada no bloco de reconstrução da variável secundária. A dinâmica do sensor de concentração de OD pode ser modelada por um sistema de primeira ordem [Spanjers, 1993]. Experiência de utilização desses sensores mostram que este apresenta uma constante de tempo de no máximo 2 a 3 s. As constantes da função de transferência do sensor podem ser encontradas durante uma fase de aferição [Catunda, et al., 1998a].

Para o projeto do controlador, define-se a forma como a variável de controle é traduzida para a variável de atuação como:  $K_m(t)=U(t)/(O_{sat} - O(t))$ . O efeito da dinâmica do sensor pode ser desconsiderado se a constante de tempo dominante do sistema controlado for bem maior do que a constante de tempo associada ao sensor de medição. Dessa forma, a equação (6.12) pode ser reescrita em  $s$  como:

$$s.O(s)=U(s)-R(s). \quad (6.13)$$

O valor de controle pode ser calculado a partir dos valores de medição da concentração de OD e da referência de controle,  $O_{ref}$ , por:

$$U(s)=C(s)(O_{ref} - O(s)). \quad (6.14)$$

A concentração de OD pode ser reescrita em função da referência e da variável de interesse (TCO) a partir de (6.13) e (6.14), como:

$$O(s)=\frac{C(s)}{s+C(s)}O_{ref} - \frac{1}{s+C(s)}R(s), \quad (6.15)$$

e o sinal de controle em função da variável de interesse pode ser encontrado por:

$$U(s)=\frac{1}{s+C(s)}O_{ref} + \frac{C(s)}{s+C(s)}R(s). \quad (6.16)$$

Considerando-se as observações A. e B. da subseção 6.3.1, aplicadas às equações (6.15) e (6.16), tem-se que um controlador proporcional é uma boa escolha. O pólo resultante do sistema pode ser alocado em  $t = 30$  s, que é no mínimo dez vezes maior que a constante de tempo associada ao sensor de OD. Os valores de TCO podem ser estimados utilizando a inversa da função de transferência de concentração de OD, dada pela equação (6.13), discretizada, utilizando um segurador de ordem zero [Lindberg, 1995] e utilizando valores reconstruídos da concentração de OD:

$$\hat{R}(k-1) = \frac{\hat{O}(k-1) - \hat{O}(k)}{T} + U(k-1). \quad (6.17)$$

A equação (6.17) é, entretanto, mal condicionada. Pode-se obter melhores resultados de estimação utilizando uma simplificação dessa equação desconsiderando o termo em diferenças finitas, dada para o instante de amostragem  $k$  por:

$$\hat{R}(k) = U(k). \quad (6.18)$$

### Simulação do sistema de estimação da TCO

O sistema de estimação da TCO foi simulado e os resultados são mostrados na Figura 6.9. Foram utilizados parâmetros aproximados aos reais [Catunda, et al., 1998a] e [Catunda, et al., 1999a]:  $y_{sat} = 8 \text{ mg/l}$ ,  $T = 5 \text{ s}$ ,  $y_{ref} = 2 \text{ mg/l}$ , ruído de medição de concentração de OD do tipo gaussiano com desvio padrão de  $0,01 \text{ mg/l}$  e foi simulado um consumo de oxigênio inicial de  $10 \text{ mg/l/h}$  com um aumento tipo degrau para  $30 \text{ mg/l/h}$  após 30 min.

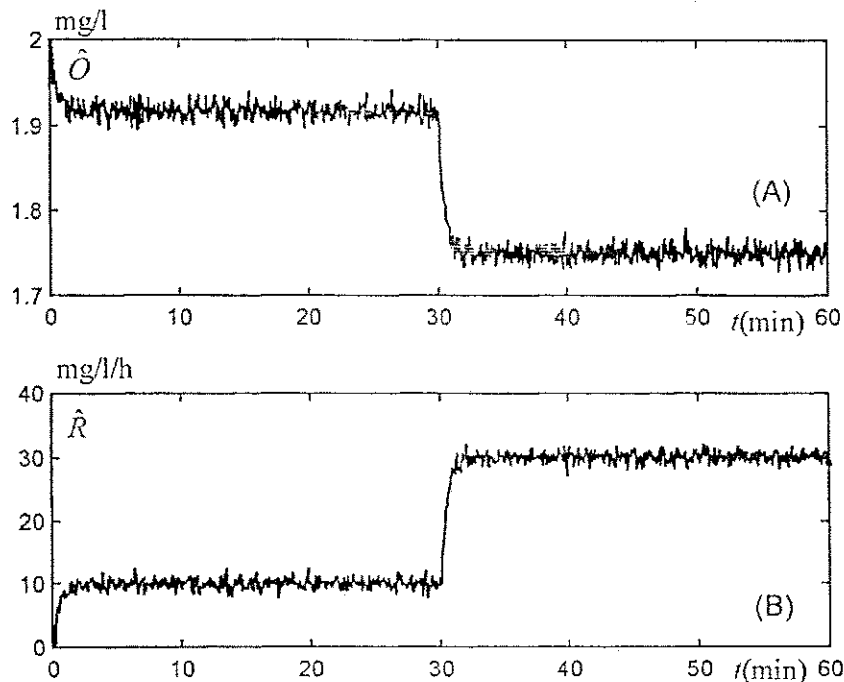


Figura 6.9. Resultados da simulação do sistema de estimação da TCO. (A) Concentração de oxigênio dissolvido. (B) TCO estimada utilizando a equação (6.18).

A partir da Figura 6.9, pode-se observar que os valores da TCO são estimados em intervalos constantes e o tempo de estabilização da estimação é da ordem de 2 minutos, que é definido pela posição dos pólos do sistema realimentado. O ruído de estimação da TCO

através da equação (6.18) apresenta um desvio padrão da ordem de 0,8 mg/ℓ/h enquanto que através da equação (6.17), para as mesmas condições de simulação, apresenta um valor da ordem de 7 mg/ℓ/h, que mostra que a equação simplificada é melhor condicionada. Esses resultados são compatíveis com os resultados experimentais obtidos com um protótipo construído em laboratório, apresentados em [Catunda et al., 1998b].

### 6.5.2. Radiômetro solar

A medição de radiação solar pode ser realizada utilizando um sensor termo-resistivo de platina. A resistência elétrica deste sensor varia diretamente com a sua temperatura, que é dependente da radiação solar, potência elétrica aplicada sobre o mesmo e da temperatura ambiente. A equação da temperatura do sensor em função das demais grandezas pode ser dada por [Oliveira et al., 1998]:

$$mc \frac{dT_s(t)}{dt} + hST_s(t) = \alpha SH(t) + P_e(t) + hST_a(t) \quad (6.19)$$

em que  $T_s$  e  $T_a$  são a temperatura do sensor e a do ambiente, respectivamente,  $H$  é a radiação incidente  $P_e$  é a potência elétrica,  $m$  é a massa do sensor,  $c$  é o calor específico,  $h$  é o coeficiente de transferência de calor entre o sensor e o meio e  $S$  é a área da superfície do sensor exposta à radiação.

A resistência do sensor é uma função direta da temperatura, que pode ser dada por:

$$R_s = R_0(1 + \beta T_s) \quad (6.20)$$

em que  $R_0$  e  $\beta$  são constantes do sensor.

As equações (6.19) e (6.20) podem ser reagrupadas para formar apenas uma única equação que descreve a variação da resistência do sensor em função das demais grandezas:

$$\frac{dR_s(t)}{dt} + \frac{hS}{mc} R_s(t) = \frac{R_0 \beta}{mc} \left[ \alpha SH(t) + P_e(t) + hST_a(t) + \frac{hS}{\beta} \right] \quad (6.21)$$

O sensor termo-resistivo, descrito pela equação (6.21), pode ser utilizado em uma configuração com realimentação em que a radiação é a grandeza de interesse a ser estimada. A resistência do sensor pode ser utilizada como grandeza secundária, a potência elétrica como sinal de controle e a temperatura ambiente pode ser considerada como grandeza de influência. Neste caso o sensor, atuador e meio de medição são um único elemento e a temperatura ambiente deve ser compensada no bloco de reconstrução da grandeza de interesse.

O sensor pode ser excitado por uma corrente elétrica, que serve como variável de atuação. Entretanto, a corrente de excitação deve ser diretamente calculada a partir da potência elétrica por:

$$i_s(t) = \sqrt{\frac{P_c(t)}{R_s(t)}}, \quad (6.22)$$

em que os valores de resistência são medidos no sistema digital. A equação de controle é dada em  $s$  (operador de Laplace) por:

$$U(s) = P_c(s) = C(s)(R_{ref} - R_s(s)). \quad (6.23)$$

A resistência elétrica do sensor pode se escrita em função da grandeza de interesse e da referência, a partir da equação (6.23) e da transformada de Laplace da equação (6.21), como:

$$R_s(s) = \frac{\phi_1}{s + \tau + \phi_1 C(s)} [\alpha SH(s) + C(s)R_{ref} + hST_a(s) + \phi_2] \quad (6.24)$$

em que  $\phi_1 = R_0\beta/mc$ ,  $\phi_2 = hS/\beta$  e  $\tau = hS/mc$ , que é a constante de tempo do sistema não realimentado. O sinal de controle em função da variável de interesse pode ser encontrado por:

$$U(s) = \frac{(s + \tau)C(s)}{s + \tau + \phi_1 C(s)} R_{ref} - \frac{\phi_1 C(s)}{s + \tau + \phi_1 C(s)} [\alpha SH(s) + hST_a(s) + \phi_2]. \quad (6.25)$$

Considerando-se as observações A. e B. da subseção 6.3.1 aplicadas às equações (6.24) e (6.25), tem-se de modo semelhante ao exemplo anterior, que um controlador proporcional é uma boa escolha. Os valores de radiação podem ser estimados utilizando a inversa da função de transferência dada pela equação (6.24), discretizada utilizando um segurador de ordem zero e utilizando valores reconstruídos da resistência elétrica do sensor:

$$\alpha S\hat{H}(k-1) = \frac{\hat{R}_s(k) - (1 - \tau T)\hat{R}_s(k-1)}{T\phi_1} - U(k-1) - hS\hat{T}_a(k-1) - \phi_2. \quad (6.26)$$

em que  $T$  é o período de amostragem.

Entretanto, de forma a apresentar resultados mais bem condicionados, a equação (6.26) pode ser simplificada, reescrevendo-a desconsiderando o termo em diferenças finitas para o instante de amostragem  $k$ , como:

$$\alpha S\hat{H}(k) = \frac{\tau \hat{R}_s(k)}{\phi_1} - U(k) - hS\hat{T}_a(k) - \phi_2 \quad (6.27)$$

**Simulação do sistema de estimação de radiação solar**

O sistema de estimação de radiação solar foi simulado utilizando os parâmetros de um sensor real [Oliveira, et al., 1998]:  $mc = 704,23 \times 10^{-4} \text{ J/}^\circ\text{C}$ ;  $hS = 422,96 \times 10^{-5} \text{ W/}^\circ\text{C}$ ;  $R_0 = 102,48 \ \Omega$ ;  $\beta = 0,0038 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ ;  $T_a = 27 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $T = 0,01 \text{ s}$ ; o que resulta em  $\tau = 0,0601 \text{ s}$ ,  $\phi_1 = 5,5298$  e  $\phi_2 = 1,1131$ . O valor de referência escolhido foi  $R_{ref} = 124 \ \Omega$ , que faz com que o sensor opere numa temperatura em torno de  $54 \text{ }^\circ\text{C}$  e o ruído de medição de resistência foi escolhido do tipo normal com desvio padrão de  $0,02 \ \Omega$ . Foi simulado um aumento de radiação tipo degrau de  $\alpha SH = 0$  para  $\alpha SH = 0,06 \text{ W}$ , no instante de tempo igual a  $10 \text{ s}$ . O ganho do controlador proporcional foi definido para alocar o pólo do sistema em  $1 \text{ s}$ , que resulta em  $kp = 0,9399$ . As curvas de variação da resistência e de estimação da radiação utilizando (6.27) são mostradas na Figura 6.10.

A constante de tempo associada à estimação da radiação solar no sistema realimentado é de  $1 \text{ s}$  que é cerca de 16 vezes menor que a do sistema sem realimentação. O ruído de estimação obtido utilizando a equação (6.27) tem desvio padrão de  $0,35 \text{ mW}$  enquanto utilizando a equação (6.26) obteve-se um ruído com desvio padrão de  $50,5 \text{ mW}$ , que é em torno de 140 vezes maior.

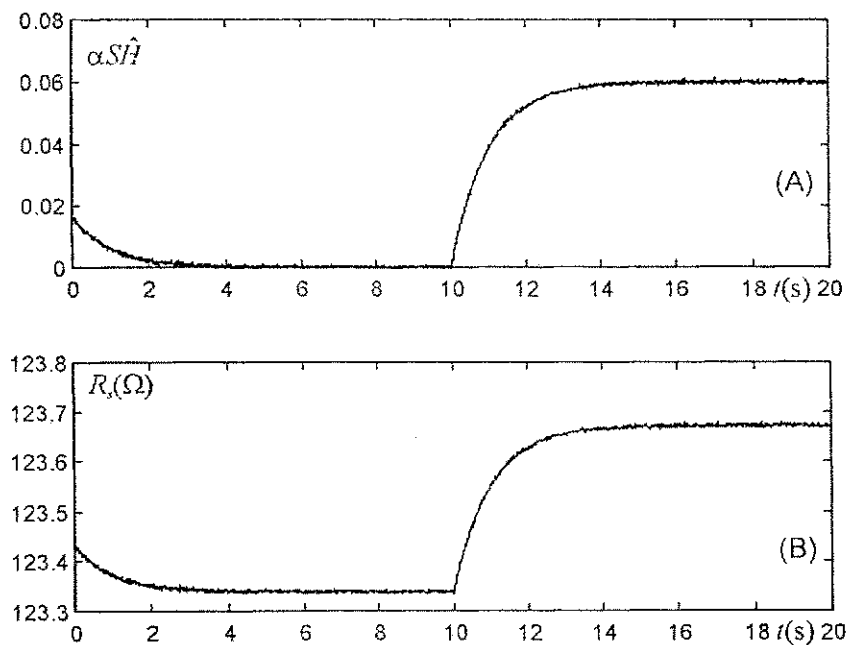


Figura 6.10. Resultados da simulação do sistema de estimação de radiação solar. (A) radiação solar estimada a partir da equação (6.27). (B) Resistência elétrica do sensor.

## 6.6. Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas uma descrição de um sistema realimentado de medição de forma genérica e observações que devem ser levadas em consideração no projeto deste sistema. Esse sistema pode ser utilizado em casos em que:

1. a grandeza de interesse não é disponível ou facilmente recuperável diretamente do sinal elétrico na saída do sensor, mas que pode ser estimada indiretamente a partir da medição e controle de uma grandeza secundária;
2. se possa obter uma melhora na qualidade de medição, traduzidas num aumento no tempo de resposta e melhor condicionamento dos resultados de estimação, em relação à medição de forma direta ou indireta sem realimentação.

Os resultados apresentados de simulações de dois casos de estudo utilizando parâmetros de sensores reais, ressaltam as vantagens desses sistemas que podem ser resumidas em aumento da velocidade de estimação e melhor condicionamento dos resultados.

O método da oposição para medição digital constitui um caso específico de sistemas realimentados, em que se utiliza um conversor A/D de 1 bit.

As considerações feitas neste capítulo não abordam todos os aspectos de sistemas realimentados, incluindo o método da oposição. Entretanto, fornece uma análise inicial desses sistemas que pode ainda ser bastante pesquisada e desenvolvida.



# Capítulo 7

## Circuitos reconfiguráveis de medição

---

Neste capítulo, propõe-se uma arquitetura de um sistema de medição reconfigurável, apresenta-se um diagrama de blocos de um circuito misto para tal fim e discute-se sucintamente a função de cada bloco. Aborda-se também a realização prática de um circuito de condicionamento programável a capacitores chaveados, discutindo-se as principais imperfeições relacionadas a esse circuito, a influência dessas imperfeições na qualidade de medição, formas de aferição e, finalmente, apresenta-se um projeto de um circuito de condicionamento programável de dois estágios.

### 7.1. Sistema de medição reconfigurável

A realização de um circuito que possa englobar todos os casos possíveis de medição e todos os diferentes tipos de sensores existentes é muito difícil, se não, bastante dispendioso. Dessa forma, o sistema aqui proposto é uma solução factível para o problema, podendo ser modificado de acordo com a aplicação, ou classe de aplicações consideradas. O projeto dos diferentes blocos funcionais do sistema deve ser feito levando-se em conta suas limitações em conjunto com as limitações dos demais blocos interconectados, no que diz respeito à degradação da qualidade global da medição. Dessa forma, não se deve projetar um determinado bloco com especificações além do necessário e, conseqüentemente, um maior custo. A qualidade final da medição é então definida pelo conjunto das limitações e perdas associadas a cada bloco no caminho da informação do sistema.

Um sistema de instrumentação pode ser utilizado em dois modos diferentes de medição: com ou sem realimentação. Nesses dois modos, pode-se compensar de forma digital a influência de uma grandeza de interferência. O sistema deve ser constituído então de, no mínimo, dois canais de medição, como mostrado na Figura 7.1.

As análises e considerações feitas neste trabalho são limitadas aos casos de sistemas com uma grandeza principal e uma de interferência que, na prática, são a grande maioria dos casos. No caso de ser necessário a medição de mais de duas grandezas, o estudo aqui apresentado pode servir de base para um estudo mais amplo, com mais de dois canais de medição.

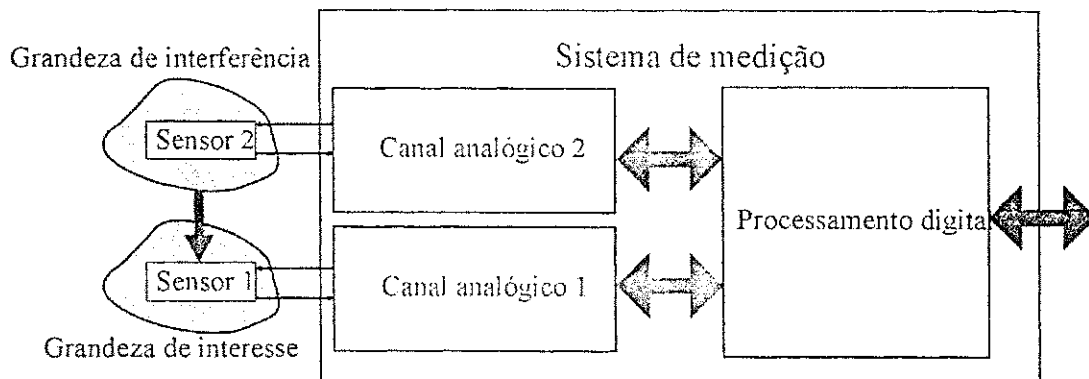


Figura 7.1. Sistema de medição com dois canais analógicos.

### 7.1.1. Subsistema analógico de medição

Num sistema analógico o sinal de saída dos sensores pode ser disponível em diversos formatos diferentes, dependendo da classe de sensores escolhida. Cada canal analógico deve realizar as funções de: conversão do sinal de saída do sensor para um formato específico (tensão amostrada no tempo, no caso de capacitores chaveados); filtragem; condicionamento; e excitação no caso de utilização de sensores passivos. Na Figura 7.2, mostra-se o diagrama em blocos de um canal de medição analógico que é utilizado tanto para a medição da grandeza primária/secundária quanto para a medição da grandeza de interferência, sendo que a única diferença entre estes dois casos é a forma de utilização na parte digital. O canal de medição da grandeza de interferência não pode ser utilizado no modo de medição com realimentação, no qual os valores de excitação são calculados por um controlador, mas, pode ser ajustado por uma referência digital constante.

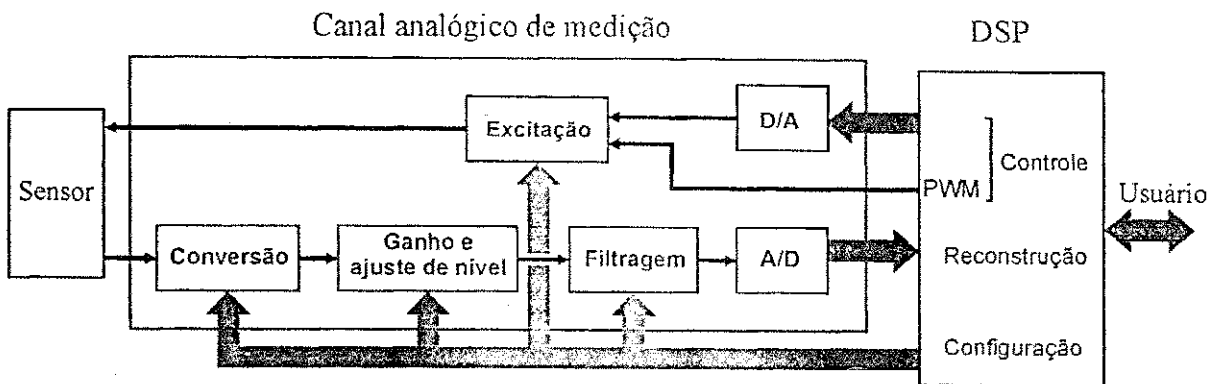


Figura 7.2. Diagrama em blocos de um canal analógico de medição.

O bloco **Conversão** tem a finalidade de converter o sinal elétrico de saída do sensor para o formato utilizado pelo circuito analógico. Esse bloco é necessário caso o formato do sinal de saída do sensor seja diferente do utilizado pelo circuito analógico e deve ser reconfigurável caso se deseje utilizar diferentes tipos de sensores com sinais elétricos de saída representados em formatos diferentes. Tratando-se de circuitos analógicos com amostragem e discretização no tempo (tensão ou corrente), deve-se introduzir um filtro “anti-aliasing” antes do bloco de conversão. Esse filtro tem a finalidade de filtrar as interferências de frequência acima da frequência de amostragem do sinal.

O bloco **Ganho e ajuste de nível** deve ajustar a amplitude e o nível cc do sinal elétrico na saída do bloco de conversão, de forma que sua faixa de variação (equivalente a faixa de medição) ocupe toda a faixa de entrada do conversor A/D e, com isso, as perdas de resolução e de faixa de medição sejam reduzidas. A programação desse bloco é necessária quando se deseja utilizar o sistema de medição com diversos sensores que possuam faixas de variação do sinal de saída diferentes.

O bloco **Filtragem** é constituído de um filtro passa-baixas, que tem a finalidade de filtrar, no sinal elétrico, a interferência de grandezas com frequência superior à da grandeza de interesse, que podem ser de diversas origens: elétricas ou não. A frequência de corte desse filtro é inferior à frequência de corte do filtro “anti-aliasing” anterior ao bloco de conversão. Com isso, torna-se dispensável medir essas grandezas de interferência e compensar sua influência posteriormente na parte digital. As grandezas que causam uma interferência importante, com frequência inferior à da grandeza de interesse, devem ser medidas e suas influências compensadas no bloco de reconstrução na parte digital. A frequência de corte do filtro passa-baixas deve ser ajustável, para que este se adapte às diversas situações de medição.

O bloco **Excitação** funciona basicamente de forma inversa à do bloco **Conversão**,

devendo converter o sinal de saída do circuito para o formato elétrico (tensão ou corrente; contínua ou amostrada) utilizado pelo sensor, além de fornecer tensão ou corrente suficiente para excitação do sensor. Ele deve também ser reconfigurável para que possa ser utilizado com diversos tipos de sensores. O sinal de excitação pode ser analógico, proveniente de um conversor D/A, ou discreto e modulado em largura de pulsos (PWM). A escolha entre essas duas formas depende do tipo de sensor passivo ou do atuador utilizado (no caso do modo de medição com realimentação em que sensor e atuador são elementos distintos).

No sistema de medição estudado e apresentado nesta seção, considera-se os conversores A/D com resolução fixa. A resolução em número de bits deve ser definida em função da necessidade de projeto e das perdas de resolução ocorridas nos blocos do caminho do sinal no canal de medição.

### 7.1.2. Subsistema digital de medição

O subsistema digital deve realizar as funções básicas de reconstrução da grandeza de interesse e secundária, controle da excitação no caso de utilização de sensores passivos ou em uma estrutura de medição com realimentação e armazenamento dos parâmetros de configuração, além de prover uma interface de comunicação com o usuário. No caso de utilização de um conversor A/D do tipo sobre-amostrado, como o sigma-delta, é necessário inserir um bloco de filtragem digital ou decimação, para recuperar os valores de amostras do sinal em palavras digitais com tamanho em número de bits, utilizado no sistema. Na Figura 7.3, apresenta-se o diagrama em blocos do subsistema digital de medição.

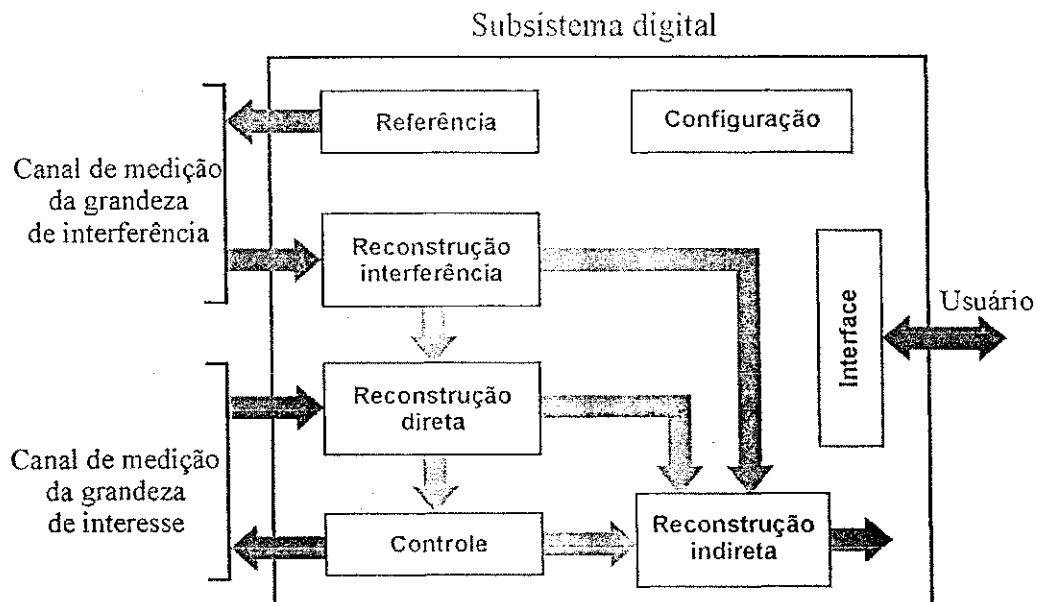


Figura 7.3. Subsistema digital de medição

Os blocos **interface** e **configuração**, mostrados na Figura 7.3, têm como finalidade prover uma interface de comunicação com o usuário e armazenar os parâmetros especificados de configuração do circuito.

Os modos de medição da grandeza de interesse podem ser classificados quanto:

1. à atuação do meio de medição em: com e sem realimentação;
2. à disponibilidade do sinal elétrico que represente diretamente a grandeza de interesse em: direta e indireta.

Os blocos de reconstrução geram valores de compensação da grandeza de interferência e reconstróem a grandeza secundária e/ou primária. O bloco **Reconstrução interferência** deve reconstruir os valores de compensação da influência da grandeza de interferência na medição da grandeza de interesse. Esses valores de compensação são calculados diretamente a partir dos valores convertidos do sinal elétrico para forma digital, proveniente do sensor utilizado para medição da grandeza de interferência, utilizando uma "look-up table" com interpolação linear. A compensação da influência da grandeza de interferência é realizada antes do bloco **Reconstrução direta** ou do bloco **Reconstrução indireta**, de acordo com o tipo de interferência, diretamente no sensor de medição da grandeza secundária; ou no meio de medição, respectivamente, como é mencionado no Capítulo 6.

O bloco **Reconstrução direta** tem a finalidade de reconstruir diretamente os valores da grandeza de interesse (primária) no caso da medição direta sem realimentação, ou os valores de uma grandeza secundária no caso de medição indireta com ou sem realimentação, devendo compensar as imperfeições do circuito de condicionamento e não linearidades do sensor utilizando uma "look-up table" com interpolação linear. A influência de uma grandeza de interferência é compensada, somando-se ou multiplicando-se os fatores de compensação com os valores do sinal correspondente à grandeza de medição (secundária ou primária) convertido para a forma digital, abrangendo a maioria dos casos de medição, como é discutido no Capítulo 5.

No caso da medição direta sem realimentação, os valores convertidos para a forma digital representam a grandeza de interesse e os valores estimados dessa grandeza são disponíveis diretamente na saída do bloco **Reconstrução direta**.

No caso da medição indireta com ou sem realimentação, os valores na saída do bloco **Reconstrução direta** representam uma grandeza secundária e esse bloco tem a finalidade de restituir os valores desta grandeza. Esses valores, juntamente com os valores de controle e com os valores de compensação da grandeza de interferência (no caso de interferência no meio de medição), devem ser utilizados no bloco **Reconstrução indireta** para reconstrução dos

valores da grandeza de interesse. Nesse bloco, a função de reconstrução é, na maioria dos casos, descrita por equações lineares e não se necessita utilizar "Look-up table". No sistema apresentado, prevê-se apenas a medição de uma grandeza de interferência, sendo que esta pode ser utilizada apenas em um bloco ou em outro.

Os blocos **Controle** e **Referência** têm como finalidade fornecer valores de referência para excitação dos sensores, no caso destes não serem auto-geradores, ou para um atuador. Esse valor pode ser aplicado ao sensor de forma analógica, através de um conversor D/A ou de forma discreta utilizando um modulador em largura de pulsos (PWM). Pode-se aplicar uma excitação de forma pulsada quando as constantes de tempo do sensor são muito maiores que o período de tempo de um ciclo do sinal PWM e, principalmente, quando o atuador (ou sensor) não pode ser excitado de forma analógica (como no exemplo de estimação da taxa de consumo de oxigênio apresentado no Capítulo 6). Para medição da grandeza de interferência, o valor de excitação do sensor, gerado no bloco **Referência**, é constante e deve ser ajustado durante a configuração do sistema pelo usuário. Para medição da grandeza de interesse, o valor de excitação do sensor, gerado no bloco **Controle**, pode ser constante (ajustável pelo usuário), ou controlado automaticamente no caso de medição com realimentação. O controlador para geração da excitação do sensor de medição da grandeza secundária (no caso de medição com realimentação) deve dispor de, no mínimo, funções de controle convencional, tais como proporcional, integral e derivativa, entretanto outras técnicas de controle podem também ser utilizadas.

## **7.2. Considerações práticas sobre circuitos de condicionamento para medição**

Os circuitos para o tratamento do sinal analógico exercem uma grande influência na qualidade final da medição. Essa influência pode ser verificada tanto no nível comportamental, definida pelas estruturas de alto nível, quanto no nível de implementação, definida pelas técnicas de processamento analógico, estruturas de amplificadores e leiaute, entre outras. A técnica de capacitores chaveados foi escolhida para implementação desses circuitos por apresentar algumas vantagens sobre as demais, tais como:

1. os coeficientes das equações implementadas com essa técnica são funções de razões entre capacitores, que tem boa exatidão para componentes adjacentes;
2. capacitores ocupam menor espaço de semicondutor que resistores para uma mesma aplicação;

3. integração compatível com a tecnologia atual de duas camadas de polisilício; e
4. literatura bastante abundante sobre o assunto

### 7.2.1. Limitações de circuitos a capacitores chaveados

A técnica de capacitores chaveados é baseada na amostragem e retenção analógica do sinal. Estas duas funções são facilmente realizadas por transistores MOS (como chaves analógicas) e capacitores implementados como sanduíche de polisilício - óxido fino - polisilício. Como o casamento entre os valores dos capacitores é elevado e pouco sensível à temperatura, a exatidão obtida com esses circuitos é boa. Circuitos a capacitores chaveados são implementados utilizando-se capacitores, chaves analógicas e amplificadores operacionais. Esses circuitos apresentam limitações de projeto e, após a integração, imperfeições que devem ser minimizadas ou eliminadas por técnicas apropriadas. De forma a compreender melhor os efeitos indesejados nestes circuitos, discute-se a seguir algumas de suas limitações e imperfeições, em baixa frequência, sem a intenção de abranger todo o domínio, que é bastante vasto. As principais imperfeições são: ruído, injeção de cargas, descasamento entre componentes, e limitações dos amplificadores operacionais.

#### *Ruído*

Ruído em circuitos integrados é o termo utilizado para descrever um sinal indesejado de corrente ou tensão no circuito e pode ser classificado em ruído inerente ou interferente [Baker et al., 1997, Johns e Martin, 1997].

O ruído interferente é o resultado de uma interação indesejada com os elementos exteriores, tais como fontes de alimentação, e pode ser bastante reduzido tomando-se precauções adequadas.

O ruído inerente de circuitos integrados se comporta como um sinal aleatório e não pode ser eliminado, apesar de que algumas técnicas de projeto de circuitos e leiaute possam reduzi-lo moderadamente. Alguns exemplos de ruído inerente são o ruído térmico, ruído “flicker”, que constituem os principais tipos de ruído, e o ruído “shot”.

O ruído térmico é consequência do movimento aleatório dos elétrons em condutores, devido à excitação térmica. Esse ruído apresenta uma densidade espectral constante proporcional à temperatura absoluta e não depende das condições de polarização. O ruído térmico limita a faixa dinâmica que se pode conseguir nos circuitos eletrônicos.

Todos dispositivos ativos e os resistores de carbono, quando polarizados com corrente

cc, apresentam ruído “flicker”, que surge normalmente devido a “armadilhas” nos semicondutores, nas quais os portadores de carga ficam presos durante algum intervalo de tempo e depois são liberados. Esse ruído é chamado de ruído  $1/f$  ( $f$  para frequência) por apresentar uma densidade espectral modelada por  $1/f^\alpha$ , com  $\alpha$  entre 0,8 e 1,3.

O ruído “shot” ocorre em junções pn e não é importante para o estudo aqui apresentado.

### Injeção de cargas

A maioria dos circuitos de amostragem e retenção é implementada com chaves MOS e capacitores. As chaves proporcionam uma impedância alta, que é desejável para a função de retenção de tensão, e os capacitores armazenam a informação. A função de amostragem é realizada quando a chave está ligada e a de retenção quando ela está desligada. Como a chave MOS (ou CMOS) não é uma chave ideal, quando ela é desligada cargas indesejadas são injetadas em outros dispositivos do circuito, como representado na Figura 7.4. Esse efeito ocorre devido a duas razões:

1. às cargas armazenadas no canal do transistor quando este está conduzindo e que é transferida para o circuito através dos terminais dreno, fonte e substrato, no momento em que o transistor é desligado; e
2. ao acoplamento capacitivo entre o terminal porta e as junções do transistor.

As cargas transferidas através do nó, no qual se encontra o capacitor de retenção, constitui uma componente de erro à tensão amostrada. A injeção de cargas no substrato é chamada de “charge pumping” e nos terminais de dreno e fonte é chamada de “clock feedthrough” e pode ser uma das principais fontes de erros em circuitos a capacitores chaveados [Shieh et al., 1987], [Wilson et al., 1985] e [Sheu et al., 1987]. A quantidade de cargas injetadas através de cada terminal é uma função complexa da tensão de amostragem, tempo de descida da tensão de controle da chave, dimensões dos transistores de chaveamento, tamanho do capacitor de retenção e impedância vista a partir dos terminais da chave.

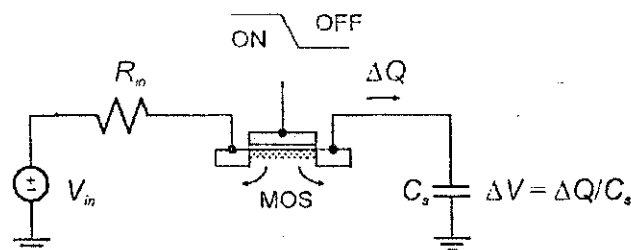


Figura 7.4. Injeção de cargas numa chave MOS.



Embora a injeção de cargas seja uma imperfeição bastante complexa de se cancelar, diversas técnicas podem ser utilizadas para redução do erro de tensão introduzido por esta, tais como: estrutura diferencial que cancela as variações devidas à injeção de cargas, em primeira ordem; utilização de capacitores de amostragem de maiores dimensões, mas que implica na diminuição da frequência de trabalho do circuito e no aumento substancial do consumo de potência e área de semicondutor utilizada; utilização de chaves “dummy”; compensação ativa por uma entrada auxiliar de baixa sensibilidade [Degrauwe et al., 1985]; e utilização de pulsos de comandos defasados [Li et al., 1984], [Temes et al., 1995], [Johns e Martin, 1997]. Dentre essas técnicas, discute-se, em seguida, a compensação utilizando chaves “dummy”.

A chave “dummy” usa transistores com os terminais dreno e fonte curto-circuitados e comandos lógicos complementares à da chave principal, funcionando basicamente como um capacitor MOS controlado por tensão. Chaves “dummy” devem ser conectadas ao terminal da chave principal o qual está conectado ao capacitor de amostragem, que é sensível à injeção de cargas, como mostrado na Figura 7.5(a). Quando a chave principal abre a chave “dummy” fecha, devendo absorver as cargas injetadas através do terminal. Quando a chave “dummy” abre não ocorre injeção de cargas porque seus terminais estão curto-circuitados.

O transistor da chave “dummy” deve ter a metade do tamanho do transistor da chave principal, no caso em que a injeção de cargas ocorre de maneira simétrica e o valor das cargas injetadas em cada terminal é igual. A injeção de cargas ocorre de maneira simétrica e a compensação pode ser feita de maneira ótima (utilizando uma chave “dummy” com a metade do tamanho da chave principal) quando a impedância, vista a partir dos terminais, é a mesma ou o tempo de comutação é inferior ao tempo intrínseco de transição da chave. A impedância do terminal de entrada da chave pode ser ajustada com o auxílio de um capacitor “dummy”, quando a impedância de saída da fonte de tensão (a ser amostrada) é conhecida, como mostrado na Figura 7.5(b) [Yen e Gray, 1982]. Nos demais casos, a compensação das cargas injetadas ainda pode ser feita ajustando-se o tamanho da chave “dummy”. Entretanto, como a partição das cargas entre os terminais depende do valor da tensão de amostragem, a compensação não ocorre sobre toda a faixa de tensão de entrada [Eichenberger e Guggenbuhl, 1990].

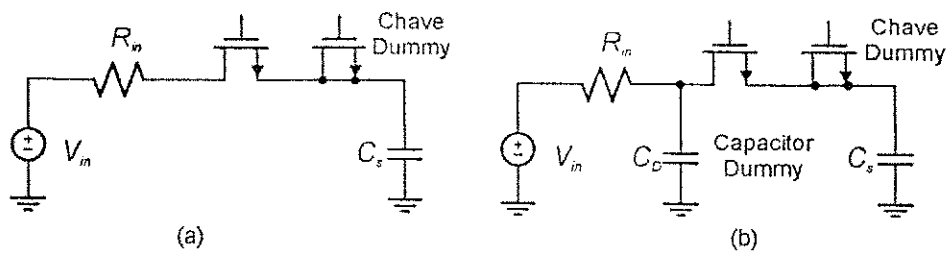


Figura 7.5. Compensação da injeção de cargas utilizando: (a) chave “dummy”; (b) chave e capacitor “dummy”

Quando são utilizados transistores MOS complementares para implementação da chave de comutação, a injeção de carga é compensada parcialmente entre os dois transistores, mas, com pouca exatidão. Entretanto, outras técnicas podem ser utilizadas para redução da injeção de cargas, tais como implementação diferencial, compensação ativa por uma entrada auxiliar de baixa sensibilidade.

#### *Descasamento entre componentes*

O projeto de circuitos integrados que tenham uma boa exatidão exige um bom entendimento do comportamento do descasamento (“mismatching”) entre componentes em uma determinada tecnologia, como por exemplo, capacitores e transistores MOS. Existem basicamente dois tipos de variação no processo de fabricação de circuitos integrados que devem ser considerados: o primeiro, chamado de variação global, diz respeito a variação total nos parâmetros de um determinado componente em um “waffer” e afeta similarmente componentes adjacentes de mesma dimensões, podendo ser compensada utilizando técnicas apropriadas de casamento; o segundo é chamado de variação local ou descasamento e diz respeito à variação dos valores de um componente em relação a um outro adjacente na mesma pastilha. O descasamento em capacitores MOS ocorre principalmente devido a dois efeitos: ao efeito de borda, que é dado pela variação aleatória das bordas do capacitor, idealmente retas e ao efeito de óxido, dado pela variação aleatória da permissividade e espessura do óxido do capacitor [Shyu et al., 1984]. O descasamento nos transistores é muito mais complexo de modelar do que nos capacitores. Entretanto, um modelo estatístico do efeito do descasamento pode ser desenvolvido, utilizando-se um modelo quadrático simples tensão-corrente do transistor na região de triodo [Lakshmikumar et al., 1986]. O modelo tensão-corrente para um transistor MOS é dado por:

$$I = K(V_{GS} - V_T - V_{DS}/2)V_{DS}, \quad (7.1)$$

em que  $I$  é a corrente de dreno,  $K$  é a constante de condutância,  $V_T$  é tensão de limiar, e  $V_{DS}$  é a tensão entre dreno e fonte.

Na equação (7.1) os parâmetros sensíveis ao descasamento entre transistores são:  $V_T$  que é dependente das diversas densidades de carga no transistor e da capacitância do óxido da porta por unidade de área; e  $K$  que é dependente das dimensões do canal, da mobilidade dos portadores de carga e também da capacitância do óxido da porta por unidade de área.

Os principais efeitos do descasamento entre os transistores em um amplificador operacional são as modificações de forma aleatória da tensão de desvio e do ganho de malha aberta. Este último pode ser sensivelmente reduzido devido ao descasamento entre os transistores do par diferencial de entrada.

### *Limitações dos amplificadores operacionais*

Os principais parâmetros de projeto de um amplificador operacional que devem ser levados em conta são: ganho de malha aberta, tensão de desvio, resposta em frequência, margem de fase, taxa máxima de variação da tensão de saída (“slew rate”), ruído, taxa de rejeição de tensão em modo comum (RRMC), taxa de rejeição das variações na fonte de alimentação (PSRR, “Power Supply Rejection Ratio”) e consumo de potência.

O ganho de malha aberta de amplificadores MOS é geralmente menor do que o de amplificadores semelhantes em tecnologia bipolar, para um mesmo número de estágio de amplificação. O ganho finito de malha aberta de amplificadores tem influência no ganho final de malha fechada de circuitos de amplificação para condicionamento de sinais. Em integradores o ganho finito modifica a fase e a constante de ganho do integrador, que modifica a resposta em frequência de filtros. Caso essa influência seja importante, pode-se utilizar mais estágios de amplificação para aumentar o ganho total de malha aberta, tendo como consequência o aumento da complexidade do circuito, do consumo de potência e do ruído. O ganho de malha fechada pode ser calculado a partir do ganho de malha aberta e do fator de realimentação como:

$$G = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (7.2)$$

em que  $G$  é o ganho de malha fechada,  $A$  é o ganho de malha aberta do amplificador e  $\beta$  é o fator de realimentação.

A tensão de desvio pode ser dividida em duas componentes: sistemática (determinística) e aleatória. O efeito da tensão de desvio pode aparecer na tensão de saída do

amplificador operacional como um deslocamento de nível igual a essa tensão de desvio multiplicado pelo ganho. Diversas técnicas e configurações de circuitos a capacitores chaveados já foram propostas para compensar esse efeito [Allen e Sanchez-Sinencio, 1983].

A resposta em frequência, margem de fase e a taxa máxima de mudança na tensão de saída dos amplificadores operacionais são fatores que definem o limite máximo em frequência do chaveamento dos capacitores nos circuitos (bem como a constante  $RC$  do conjunto chave e capacitor). A margem de fase está diretamente ligada ao amortecimento da oscilação da tensão de saída do amplificador e ao tempo de estabilização, após as transições dos pulsos de comandos. A taxa máxima de variação da tensão de saída esta diretamente relacionada com a corrente de polarização do estágio de saída do amplificador e influencia diretamente os tempos de carregamento e descarregamento dos capacitores conectados à saída do amplificador operacional.

A taxa de rejeição de modo comum em amplificadores diferenciais é responsável pela rejeição de interferências comuns aos dois terminais de entrada do amplificador. Essa característica pode ser utilizada para rejeitar, por exemplo, a injeção de cargas, caso esta ocorra nos dois terminais de maneira semelhante. A taxa de rejeição de variações na fonte de alimentação é responsável por rejeitar oscilações e ruído dessas fontes, que podem ser causadas externamente ou internamente por influência de outros blocos de circuito dentro da mesma pastilha.

### 7.2.2. Modelização dos erros no condicionamento do sinal

Nesta seção, faz-se uma análise do erro no sinal de saída de um bloco de condicionamento de sinais para medição, devido a algumas limitações de circuitos a capacitores chaveados. O bloco de condicionamento deve proporcionar um determinado ganho e ajuste de nível cc ao sinal de entrada deste, para que a faixa de variação do sinal de saída (contendo informação da grandeza a ser medida) ocupe toda faixa dinâmica de entrada do conversor  $A/D$ . Os valores de ganho, ajuste de nível cc e qualquer outra interferência que possa ser determinada devem ser utilizados na parte digital para reconstrução do valor de medição. Variações nestes parâmetros implicam uma perda na resolução de medição. Modelase o sinal de saída de um determinado estágio de condicionamento  $i$  por uma função de primeira ordem, dada por:

$$v_{oi} = G_i(v_{oi-1} - v_{dci-1}) + v_{ei}(G_i), \quad (7.3)$$

em que  $v_{oi}$  e  $v_{dci}$  são as tensões de saída e de ajuste cc do estágio, respectivamente;  $G_i$  é o

ganho proporcionado; para o primeiro estágio,  $v_{o0}$  é a tensão de entrada geral do circuito; e  $v_e(G_i)$  é uma tensão de desvio na saída do estágio em função do ganho aplicado, devido a imperfeições do circuito. Esse modelo é bastante simples e não leva em consideração fatores tais como a dependência da injeção de cargas com a tensão de amostragem.

Idealmente, os valores do ganho e da tensão de ajuste cc são conhecidos e o valor da tensão de desvio na saída do estágio de condicionamento é zero. Entretanto, o ganho e a tensão de ajuste de nível cc aplicados não são exatos: a tensão de desvio pode não ser igual a zero e a tensão de saída do estágio precedente também possui incertezas. Supondo-se que, após uma fase de aferição, os valores dessas variáveis possam ser estimados com uma incerteza associada, a equação (7.3) pode então ser reescrita incluindo os valores de incerteza destas variáveis, como:

$$v_{oi} = (\hat{G}_i + e_{Gi}) (\hat{v}_{oi-1} + e_{voi-1} - \hat{v}_{dci-1} - e_{vdci-1}) + \hat{v}_{ei}(G_i) + e_{vei}(G_i), \quad (7.4)$$

em que as variáveis com o sobrescrito  $\hat{\phantom{x}}$  indicam os valores estimados e as variáveis começando com  $e$  indicam as incertezas associadas; e  $e_{vo0}$  é zero para o primeiro estágio caso não exista nenhum bloco anterior que introduza incerteza. O símbolo  $e$  foi escolhido para diferenciar do símbolo  $\epsilon$ , utilizado no Capítulo 4, que diz respeito ao erro devido à programação.

A equação (7.4) pode ser desenvolvida, resultando em:

$$v_{oi} = \hat{G}_i (\hat{v}_{oi-1} - \hat{v}_{dci-1}) + \hat{v}_{ei}(G_i) + \hat{G}_i (e_{voi-1} - e_{vdci-1}) + e_{Gi} (\hat{v}_{oi-1} + e_{voi-1} - \hat{v}_{dci-1} - e_{vdci-1}) + e_{vei}(G_i) \quad (7.5)$$

Definindo-se:

$$\hat{v}_{oi} = \hat{G}_i (\hat{v}_{oi-1} - \hat{v}_{dci-1}) + \hat{v}_{ei}(G_i) \quad (7.6)$$

e

$$e_{voi} = \hat{G}_i (e_{voi-1} - e_{vdci-1}) + e_{Gi} (\hat{v}_{oi-1} + e_{voi-1} - \hat{v}_{dci-1} - e_{vdci-1}) + e_{vei}(G_i), \quad (7.7)$$

tem-se:

$$v_{oi} = \hat{v}_{oi} + e_{voi}. \quad (7.8)$$

O valor estimado da tensão de saída de um estágio de condicionamento é dado pela equação (7.6) e a incerteza associada à esta tensão é dada pela equação (7.7). A equação (7.8) descreve o valor de saída de um bloco de condicionamento, que é dado pela soma do valor

estimado com a incerteza associada. Caso este seja o último bloco de condicionamento, esse valor de saída é que será medido. A aferição do sistema de condicionamento deve ser feita de maneira a minimizar as incertezas associadas a este sistema e de maneira a fazer com que o valor medido seja o mais próximo do estimado. A escolha desse modelo se deve a estratégia de aferição a ser usada, que é apresentada na próxima seção, simplificando a determinação das incertezas associadas.

### 7.2.3. Aferição do circuito de condicionamento

A aferição do circuito de condicionamento programável é essencial para a diminuição das imperfeições práticas e aumento da exatidão do circuito. Existem diversas técnicas, que são utilizadas em conversores D/A e A/D, para aferição das razões entre capacitores. Algumas dessas técnicas são a utilização do próprio conversor A/D do sistema [Lee et al., 1984] e a utilização de um conversor A/D auxiliar através de modulação em largura de pulsos. A estratégia de aferição proposta consiste primeiramente em aferir diretamente os valores da tensão de ajuste de nível cc, conectando a saída do circuito de geração dessas tensões ao conversor A/D do sistema. Em seguida, os valores de ajuste de nível cc são utilizados para estimar os valores de ganho e de tensão de desvio na saída  $v_{ci}(G_i)$ , conectando a saída de cada bloco de condicionamento ao conversor A/D do sistema. Como essa estratégia utiliza diretamente o circuito de condicionamento para medição, as imperfeições deste estarão presentes nos valores de aferição.

Considerando um conversor A/D ideal com resolução de  $N$  bits, a incerteza na aferição dos valores de ajuste de nível cc é de  $\frac{1}{2}$  LSB, que corresponde diretamente à incerteza dos valores de tensão de ajuste de nível cc, ou seja:

$$e_{v_{dc}} = e_{AD} \subset \left[ -\frac{AD^+ - AD^-}{2^{N+1}}, \frac{AD^+ - AD^-}{2^{N+1}} \right], \quad (7.9)$$

em que  $e_{AD}$  é o erro de quantização com distribuição uniforme no intervalo e  $AD^+$  e  $AD^-$  são os valores de limite superior e inferior de tensão de entrada do conversor A/D.

A aferição do ganho de um determinado estágio é feita conectando-se a entrada deste ao circuito gerador da tensão de ajuste de nível cc (sem realizar o ajuste de nível cc) e medindo-se o valor da tensão de saída. O valor de medição da tensão de saída do bloco de condicionamento é dado por:

$$v_{oi} = G_i(v_{dc} + e_{v_{dc}}) + v_{ei}(G_i) + e_{AD}. \quad (7.10)$$

Chamando  $e_{voi} = G_i e_{v_{dci}} + e_{AD}$ , tem-se:

$$v_{oi} = G_i \hat{v}_{dci} + v_{ei}(G_i) + e_{voi}. \quad (7.11)$$

O valor de  $e_{v_{dci}}$  pode ser da ordem de  $(G_i + 1)$  vezes maior que o valor de  $e_{AD}$  afetando a exatidão da estimação do ganho. Além disso,  $e_{v_{dci}}$  possui uma distribuição não uniforme, porque é composto de dois erros não correlacionados. A equação (7.11) possui duas incógnitas e descreve uma reta em que os coeficientes  $G_i$  e  $v_{ei}(G_i)$  são desconhecidos e  $e_{v_{dci}}$  é um erro aleatório. O valor do ganho e do erro de tensão na saída do estágio de condicionamento pode ser estimado através de regressão linear, se dois ou mais valores de tensão de ajuste de nível cc forem utilizados. Dessa forma, para  $n$  valores de medição, têm-se [John, 1990]:

$$\hat{G}_i = \frac{\sum \hat{v}_{dci} (v_{oi} - \sum v_{oi} / n)}{\sum v_{dci}^2 - (\sum v_{dci})^2 / n} \quad (7.12)$$

e

$$\hat{v}_{ei}(\hat{G}_i) = \frac{1}{n} (\sum v_{oi} - \hat{G}_i \sum \hat{v}_{dci}). \quad (7.13)$$

A utilização de vários valores espalhados de tensão de ajuste de nível cc tem como resultado a redução do erro na estimação de  $G_i$  e de  $v_{ei}(G_i)$  e faz com que a distribuição do erro tenda a ser normal (com o aumento de pontos de medição). Entretanto, quanto maior o ganho menor será a quantidade de valores possíveis de medição para estimação do ganho e tensão de desvio na saída de um estágio de condicionamento, através de regressão linear. Essa estratégia constitui uma possibilidade de aferição, sendo que outras estratégias mais complexas podem ser utilizadas.

### 7.3. Projeto de um circuito de condicionamento programável

Um circuito integrado para condicionamento de sinais foi projetado seguindo o exemplo apresentado no Capítulo 4, com a finalidade de verificar as limitações práticas de um circuito integrado a capacitores chaveados para tal fim. Esse circuito consiste em um primeiro protótipo realizado e as limitações apresentadas podem ser levadas em consideração para otimização do circuito em um segundo protótipo. O circuito é descrito, na seção em seguida, no nível de blocos funcionais [Catunda et al., 2000d]. No Apêndice A, descreve-se os diversos blocos funcionais utilizados no nível de transistores e no Apêndice B, apresenta-se o leiaute

do circuito completo.

A metodologia utilizada para projeto do circuito foi: escolha de um exemplo para implementação (exemplo apresentado no Capítulo 4); escolha de técnica de processamento analógico de sinais e tecnologia; projeto de amplificadores; projeto das chaves e dos capacitores; descrição do circuito inteiro; e leiaute.

### 7.3.1. Descrição no nível funcional

O circuito de condicionamento foi projetado com a tecnologia CMOS 0.6  $\mu\text{m}$  da AMS (Austrian Micro Systems) para utilização de uma tensão de alimentação simétrica de +1,65 V e -1,65 V (incluindo a referência de 0 V) e funcionamento com um relógio de frequência máxima de 500 kHz. A faixa útil de variação de sinal no circuito é de -1 V a +1 V que é limitada principalmente pelo tipo de amplificador utilizado. O circuito utiliza duas referências externas de +1 V e -1V, cujas finalidades são evidenciadas no decorrer desta seção. Para utilização unipolar, considera-se o valor de referência do sensor igual a -1 V, faixa de variação da tensão de entrada do circuito de 7,8125 mV a 2 V e faixa de variação de tensão cc do sinal de entrada (a ser compensada) de 0 a 1 V (relativos à referência de -1 V). Para utilização diferencial, a referência utilizada é de 0 V, a faixa de variação de tensão de entrada (diferencial) é de aproximadamente  $\pm 3,9$  mV a  $\pm 1$  V e não se utiliza o ajuste de nível cc. Para essas especificações de utilização, o circuito, no nível comportamental, apresenta uma perda máxima de resolução de 1 bit e de faixa de medição de 12,5 %.

O circuito de condicionamento é formado por dois estágios que juntos podem proporcionar um ganho total de 1 à 256. Cada estágio pode ser programado, através de 4 bits, para proporcionar um ganho de 1 à 16, como representado na Figura 7.6. O primeiro estágio pode funcionar de maneira diferencial ou unipolar. No caso de unipolar, pode-se aplicar uma tensão de ajuste de nível cc, gerada pelo bloco VR1, programável em 4 bits. O segundo estágio de condicionamento é unipolar e a tensão de ajuste de nível cc, gerada pelo bloco VR2, pode ser programada em 5 bits. A chave SDIFF tem a finalidade de selecionar a conexão do primeiro estágio diferencial ou unipolar com o segundo estágio unipolar. Esse circuito possibilita a aferição de cada estágio independentemente e possui também detectores de saturação positiva e negativa na saída de cada amplificador, que permitem verificar se um determinado valor de ganho foi sobre-dimensionado.



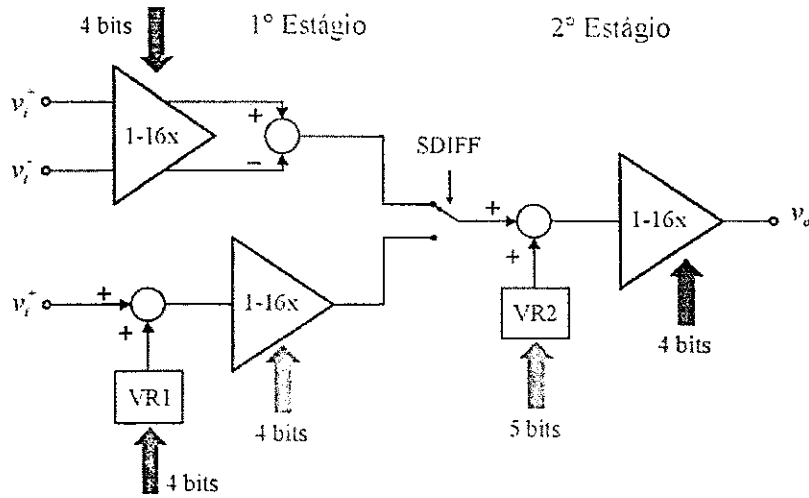


Figura 7.6. Diagrama do circuito por estágios de condicionamento.

### Relógios para comutação das chaves

O circuito gera duas fases internas,  $\phi_1$  e  $\phi_2$ , de relógio não recorrentes a partir de um relógio externo de frequência máxima de 500 kHz. A frequência máxima é limitada pelo desempenho dos amplificadores operacionais e constantes de tempo  $RC$  dos conjuntos chaves de comutação e capacitores de amostragem. Nos diagramas esquemáticos apresentados nesta seção as chaves que comutam na fase  $\phi_1$  são representadas por um bloco com o número “1” e as que comutam na fase  $\phi_2$  por um bloco com o número “2”. Na Figura 7.7, apresenta-se o diagrama temporal de cada fase e a representação das chaves comutadas em cada uma das fases.

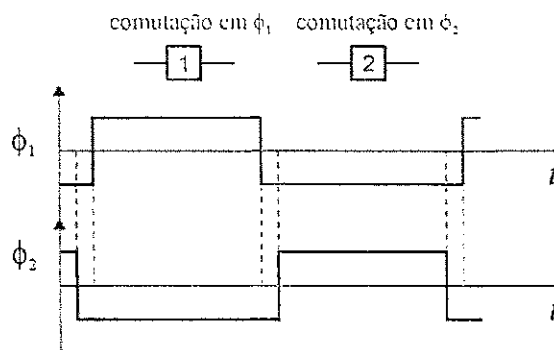


Figura 7.7. Diagrama temporal das fases de comutação.

O diagrama esquemático do circuito para geração das fases de comutação é apresentado na Figura 7.8. Os inversores dentro da malha de realimentação servem para proporcionar o atraso desejado entre as fases, e os inversores nas saídas para proporcionar

uma corrente suficientemente alta para que os sinais possam ser utilizados em todo o circuito.

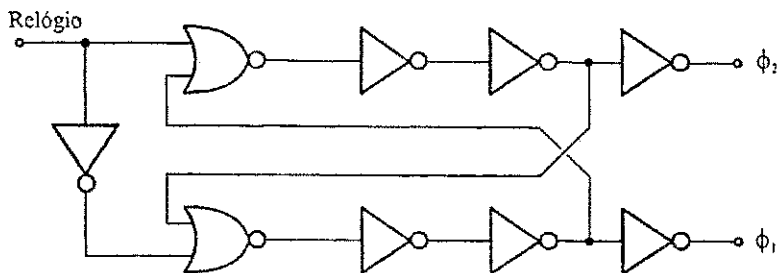


Figura 7.8. Circuito gerador de fases de comutação não recorrentes.

**Circuito de ganho e soma**

Os circuitos de ganho e soma devem realizar a soma das tensões de entrada e de ajuste de nível cc e proporcionar um ganho de 1 a 16, podendo ser realizado utilizando apenas um amplificador operacional. Na Figura 7.9, mostra-se o diagrama esquemático do circuito de ganho e soma unipolar, utilizando capacitores chaveados. Todos os valores dos capacitores são dados em pF.

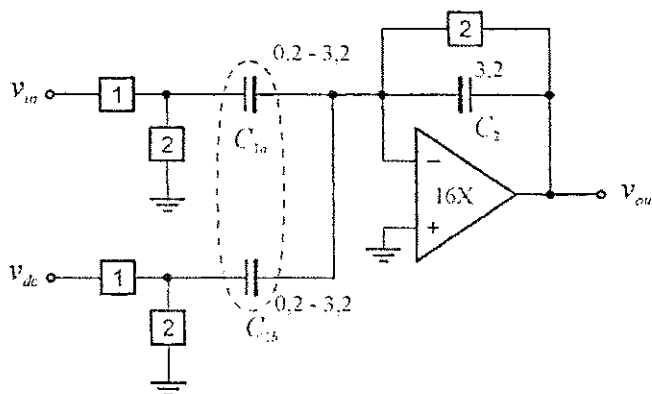


Figura 7.9. Diagrama esquemático do circuito de ganho e soma unipolar.

Os capacitores  $C_{1a}$  e  $C_{1b}$ , destacados pela linha tracejada, têm valores iguais e são programados em conjunto, através de linhas de 4 bits. Idealmente, durante a fase  $\phi_1$ ,  $C_{1a}$  e  $C_{1b}$  se carregam com as tensões de entrada  $v_{in}$  e  $v_{dc}$ , respectivamente. Na fase  $\phi_2$  os capacitores são conectados ao terra e a suas cargas são transferida para o capacitor de realimentação  $C_2$  e a tensão de saída e dada pela relação entre os dois capacitores multiplicado pela soma das duas tensões de entrada (configuração não inversora). Entretanto, a tensão de desvio do amplificador pode ser diferente de zero e aparece na tensão de saída, sendo dada por:

$$v_{out} = \frac{C_2}{C_{1a}}(v_{in} + v_{dc}) + v_{off}, \quad (7.14)$$

em que  $v_{off}$  é a tensão de desvio do amplificador.

Essa configuração foi escolhida entre outras [Allen e Sanchez-Sinencio, 1983] por apresentar menor sensibilidade à injeção de cargas das chaves CMOS, segundo observações feitas através de simulação. A injeção de cargas das chaves CMOS foi reduzida utilizando-se chaves “dummy”. Entretanto, o valor de tensão introduzida no circuito, considerando toda a faixa de utilização de tensão de entrada e variações paramétricas dos transistores, pode ser maior que a tensão de desvio do amplificador operacional para outras configurações. Na Figura 7.10, apresenta-se o diagrama esquemático do circuito de amplificador diferencial.

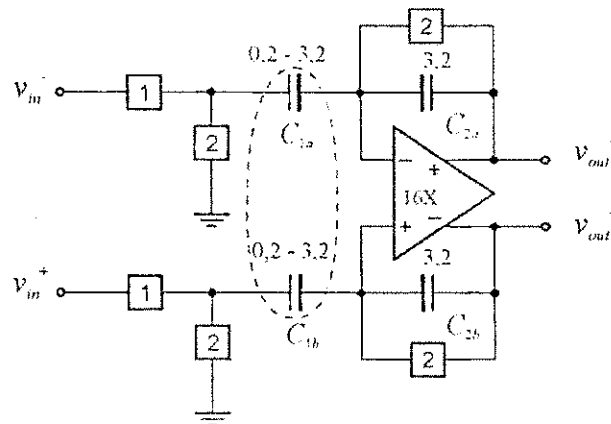


Figura 7.10. Diagrama esquemático de um circuito amplificador diferencial.

Esse circuito realiza uma amplificação, numa configuração não inversora, do sinal de entrada diferencial, e o sinal de saída é dado por:

$$v_{out}^+ - v_{out}^- = \frac{C_2}{C_1}(v_{in}^+ - v_{in}^-). \quad (7.15)$$

Entretanto a simetria das duas tensões de saída depende da eficiência do circuito de modo comum, que deve controlar o valor médio dessas duas tensões de saída em zero.

### Circuito para geração da tensão de ajuste de nível cc

As tensões de ajuste de nível cc são geradas a partir de uma referência fixa externa de  $-1$  V, utilizando um amplificador com ganho programável de 1 a  $1/2^{N_{dc1}}$ , em que  $N_{dc1}$  e  $N_{dc2}$  são iguais a 4 e 5, para o primeiro e segundo estágios unipolares, respectivamente. Dessa forma, as tensões de ajuste podem ser programadas de  $-62,5$  mV a  $-1$  V com passo de

62,5 mV para o primeiro estágio e de  $-31,25$  mV à  $-1$  V com passo de 31,25 mV para o segundo estágio. Outro sinal de referência foi introduzido, podendo ser utilizado no lugar da referência de  $-1$  V de forma a promover mais valores para aferição dos estágios de condicionamento. O valor dessa referência pode ser de 1 V.

Na Figura 7.11, mostra-se o diagrama esquemático do circuito para gerar a tensão de ajuste cc do primeiro estágio,  $v_{dc1}$ . As chaves designadas por “C”, são chaves de configuração e não possuem compensação de injeção de cargas, uma vez que não é necessário comutá-las constantemente. As tensões de referência  $v_{ref}^+$  e  $v_{ref}^-$  são iguais a 1 V e  $-1$  V, respectivamente, e a escolha para geração da tensão de ajuste de nível cc é feita através do sinal de comando SREF1 (SREF2 para o segundo estágio). Os valores de  $C_1$  podem ser programados de 0,2 pF a 3,2 pF com passo de 0,2 pF. Para o segundo estágio,  $C_1$  pode ser programado de 0,2 pF a 6,4 pF com passo de 0,2 pF e o valor de  $C_2$  é 6,4 pF.

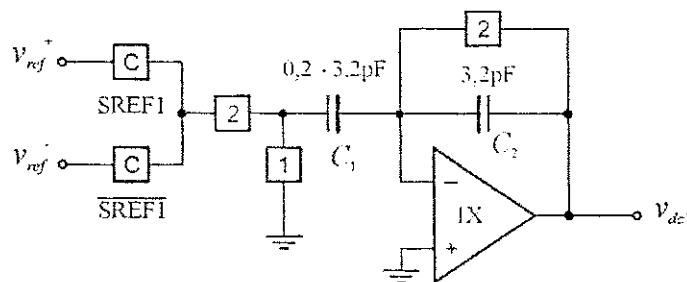


Figura 7.11. Diagrama esquemático do circuito para gerar a tensão de ajuste de nível cc do primeiro estágio de condicionamento.

Esse circuito utiliza um amplificador a capacitores chaveados numa configuração não inversora. Os requisitos desse amplificador, quanto à banda passante e ganho de malha aberta, são menores do que o amplificador de ganho e soma (representado por 16X) apresentado na subseção anterior, e apresenta conseqüentemente um consumo e dimensões menores.

### Circuito de detecção de saturação

Os circuitos de detecção de saturação têm como função verificar se a saída de um determinado estágio de condicionamento se encontra fora da faixa linear de funcionamento do amplificador de ganho e soma, que para todo o circuito é de  $-1$  a  $+1$  V. A detecção é feita através de comparadores que utilizam as tensões de referência  $v_{ref}^+$  e  $v_{ref}^-$  para comparação com o sinal de saída dos amplificadores “16X”.

### **Aferição**

No projeto do primeiro protótipo do circuito de condicionamento programável não foram previstas todas as possibilidades de aferição discutidas na seção 7.2.5. A seguir, discute-se as possibilidades de implementação mostradas no primeiro projeto.

A aferição dos estágios de ganho pode ser realizada independentemente através de chaves de configuração, que conectam a entrada do amplificador em questão à tensão de ajuste de nível cc. As tensões de saída dos amplificadores estão disponíveis em saídas independentes no circuito, para cada estágio. A aferição do circuito de ganho diferencial é feita, conectando-se a entrada negativa do amplificador operacional diferencial ao terminal terra e a entrada positiva à tensão de ajuste de nível cc do primeiro estágio. O circuito ainda possibilita a aferição dos dois estágios em conjunto.

A aferição da tensão de ajuste de nível cc do segundo estágio é realizada conectando-se o bloco gerador desta tensão à saída de sinal do circuito. No primeiro estágio, o bloco gerador de tensão de ajuste de nível cc não pode ser isolado do amplificador somador, podendo apenas ser calibrado através deste. Essa escolha foi feita supondo-se que os dois circuitos de geração de tensão  $v_{ck}$  são semelhantes e os erros devido ao descasamento entre componentes têm pouca influência no desempenho total do circuito. Entretanto, a possibilidade de aferição separadamente desse circuito no primeiro estágio seria uma melhor opção.

### **Circuito completo**

Na Figura 7.12, apresenta-se o diagrama do circuito completo de condicionamento. A utilização do primeiro estágio em modo diferencial ou unipolar é definida pelo sinal de controle SDIFF. No caso de utilização diferencial, o primeiro estágio promove um ganho diferencial de 1 à 16 ao sinal de entrada,  $v_i^+$  e  $v_i^-$ . Depois, a saída diferencial negativa  $v_{od}^-$  é invertida e somada com a saída diferencial positiva  $v_{od}^+$  no segundo estágio, transformando o sinal em unipolar. No caso de utilização unipolar, apenas a entrada  $v_i^+$  é utilizada.

A aplicação da tensão de ajuste de nível cc é controlada através do sinal SOFF1 para o primeiro estágio e SOFF2 para o segundo. O valor dessa tensão de ajuste é definido pelo sinal de controle SREF1 e SREF2, para o primeiro e segundo estágios, respectivamente. A aferição do primeiro estágio é realizada através do sinal de controle SCAL1 em conjunto com o sinal SDIFF, que define a utilização do estágio diferencial ou unipolar. A aferição da tensão de ajuste de nível cc do segundo estágio é feita através do sinal de controle SCALR2 e do

segundo estágio de ganho através de SCAL2. As saídas de tensão de cada bloco podem ser verificadas separadamente nos sinais  $v_{test1}$ ,  $v_{test2}$  e  $v_o$ .

Os estágios do circuito funcionam em diferentes fases do relógio, de forma a evitar a acumulação das constantes de tempo de carga dos capacitores, no caminho do sinal. As fases em que os sinais estão disponíveis na saída de cada estágio é representada em sombreado no diagrama da Figura 7.12. A detecção de saturação na saída de cada bloco de condicionamento é realizada através da comparação da tensão de saída dos amplificadores com as tensões de referência positiva e negativa, nos blocos COMPP e COMPN, representada na Figura 7.12 pelas setas na saída dos amplificadores. Foram utilizados seguidores de tensão (“buffers”) nas entradas, de forma a não se carregar o sinal de entrada, que pode ser gerado por um sensor de alta impedância de saída, e nas saídas, para não se carregar os estágios de saída dos amplificadores de soma e ganho.

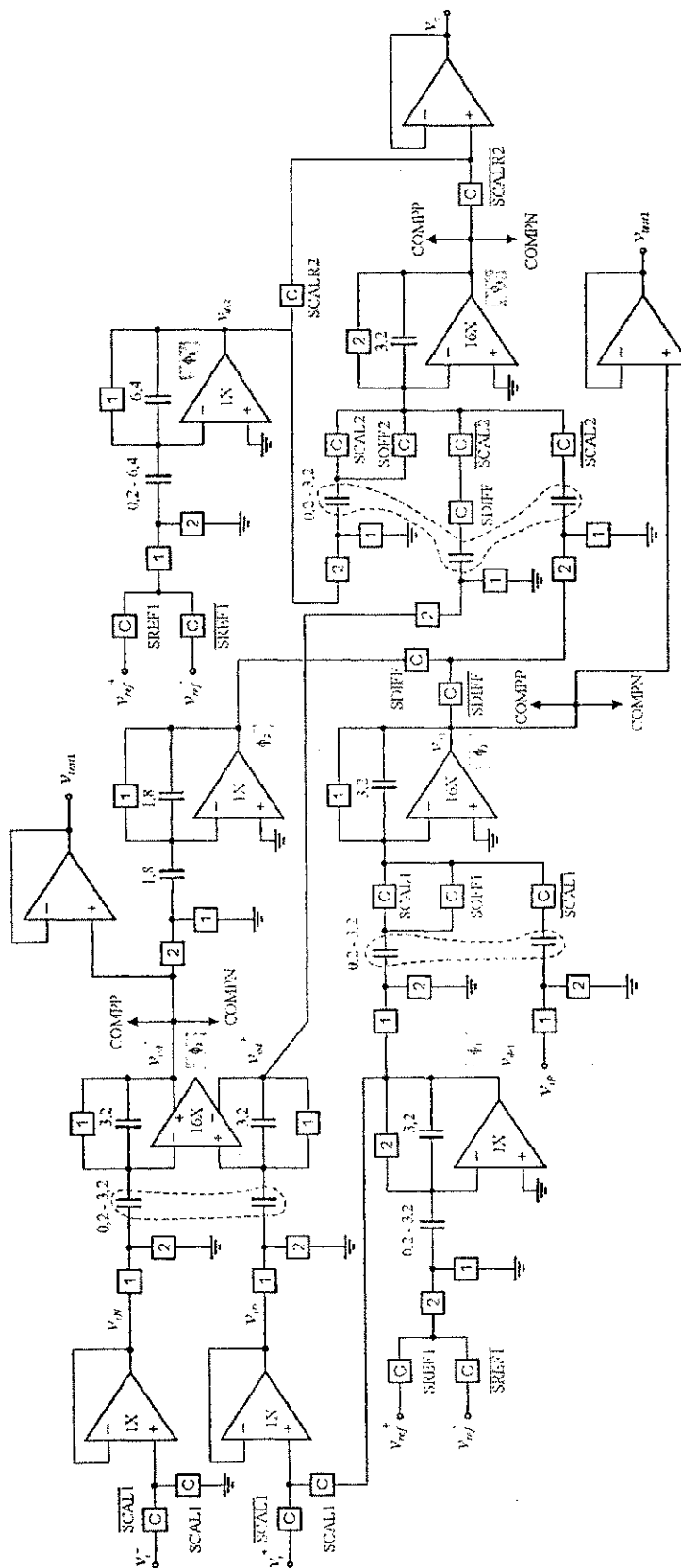


Figura 7.12. Diagrama esquemático do circuito para gerar a tensão de ajuste de nível cc do primeiro estágio de condicionamento.  $v_{IP}$   $v_{o1}$

### 7.3.2. Resultados de simulação

Nesta seção, apresenta-se alguns resultados de simulação do circuito projetado, utilizando-se os modelos dos transistores NMOS e PMOS BSIM3.3, com parâmetros típicos médios, e o simulador ELDO. Os resultados de simulação foram obtidos do circuito extraído a partir do leiaute, incluindo os capacitores parasitas. As simulações foram feitas para o primeiro estágio unipolar e diferencial com a tecnologia CMOS 0,6  $\mu\text{m}$  da AMS.

#### *Geração da tensão de ajuste de nível cc*

Na Figura 7.13, mostram-se os resultados de simulação da tensão de ajuste de nível cc do primeiro estágio, representados por pontos, em função do valor de programação, e a reta obtida utilizando regressão linear a partir destes pontos. Os valores de programação negativos indicam a utilização de uma referência negativa. Os valores de referência utilizados são +1 V e -1 V.

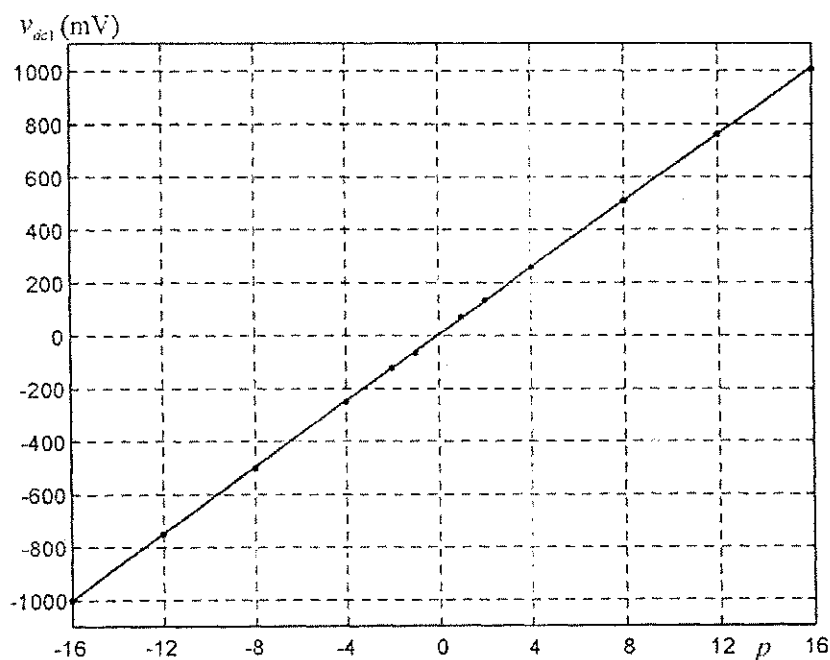


Figura 7.13. Valores de ajuste de nível cc do primeiro estágio unipolar de condicionamento em função do valor de programação  $p$ .

Os coeficientes angular e linear da reta obtida a partir de regressão linear são 1000,6 mV e 0,2 mV, respectivamente, com desvio padrão de 3 mV. Essa disparidade não é muito importante, uma vez que os valores de tensão de ajuste podem ser aferidos diretamente, com a resolução do conversor A/D.



**Ganho unipolar**

O circuito de condicionamento do primeiro estágio foi simulado sem o ajuste de nível cc e os resultados estão apresentados na Figura 7.14. Mostra-se em: (A) o gráfico da tensão de saída do primeiro estágio de condicionamento unipolar em função da tensão de entrada e a reta ajustada utilizando-se regressão linear e em (B), o gráfico do erro entre os valores simulados e a reta ajustada, para valores de ganho de 1, 2, 4, 8 e 16. Para o valor de ganho 1, observa-se que a tensão de saída (representada por pontos) satura para valores da tensão de entrada acima de 700 mV, que se deve a saturação dos transistores de entrada diferencial do seguidor de tensão de entrada, como poderá ser observado mais adiante. Nesse caso, a reta foi ajustada por regressão linear utilizando-se os valores simulados com a tensão de entrada até 700 mV. Os valores de ganho, tensão de desvio e desvio padrão dos pontos simulados (com relação à reta ajustada) são mostrados na Tabela 7.3.

Tabela 7.3. Valores estimados de ganho e tensão de desvio do primeiro estágio unipolar de condicionamento.

Ganho programado	Ganho obtido	Tensão de desvio	Desvio padrão	Erro máximo
1*	1,044	0,33 mV	0,89 mV	1,42 mV
2	2,024	-0,07 mV	0,77 mV	1,97 mV
4	3,983	-1,01 mV	0,36 mV	3,30 mV
8	7,923	-0,92 mV	0,41 mV	3,64 mV
16	15,74	0,64 mV	0,55 mV	4,84 mV

\* Considerando a tensão de entrada até 700 mV.

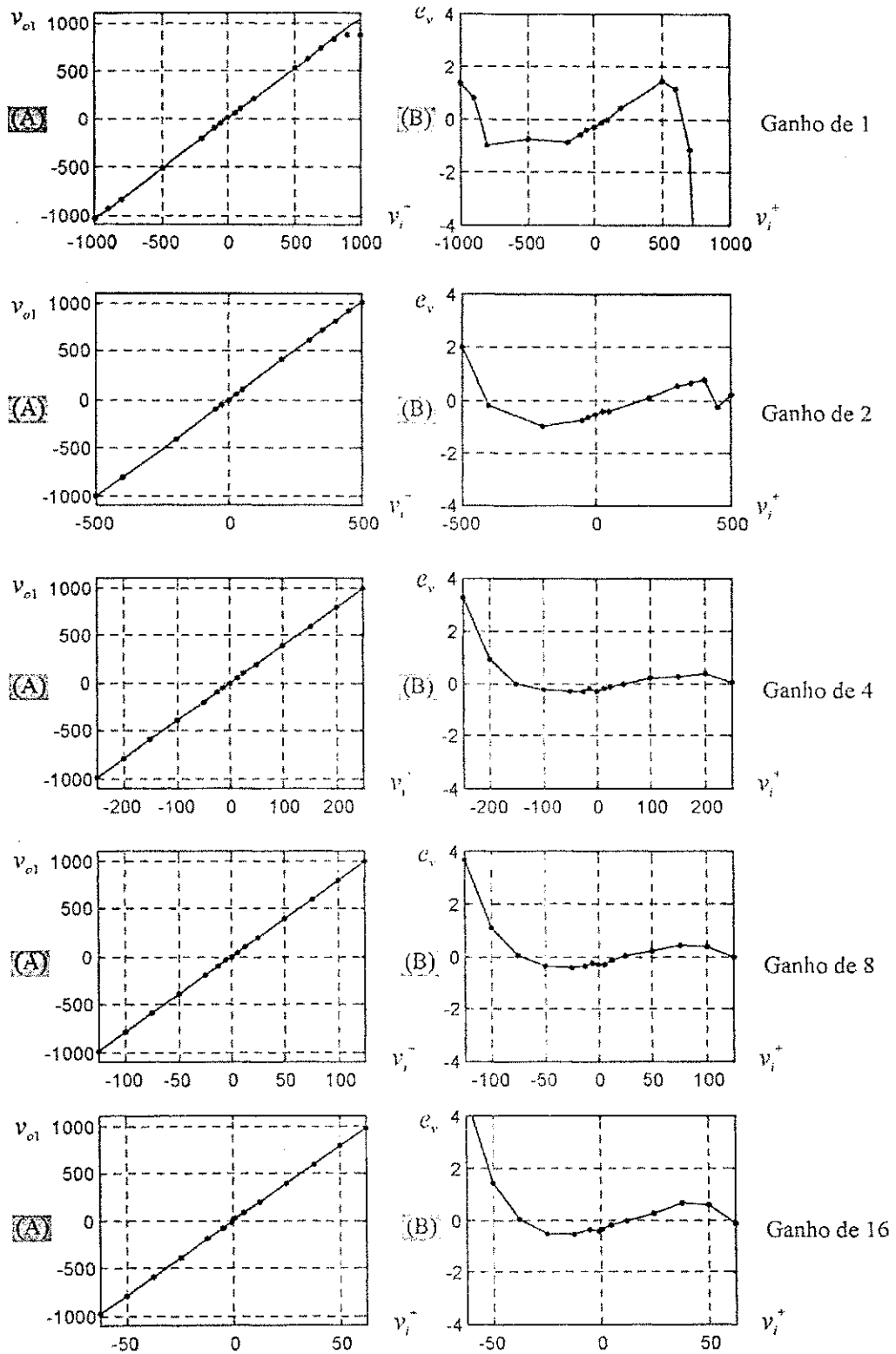


Figura 7.14. Resultados de simulações do primeiro estágio de ganho unipolar (em mV), em função da tensão de entrada, para diversos valores de ganho: (A) tensão de saída representada por pontos e reta ajustada por regressão linear; (B) diferença entre valores simulados e reta ajustada.

### Ganho diferencial

O circuito de ganho diferencial do primeiro estágio foi simulado para alguns valores de ganho e de tensão de entrada. Os resultados de simulação estão apresentados na Figura 7.15: (A) tensão de saída simulada representada por pontos e uma reta ajustada através de regressão linear; e (B) erro entre os valores simulados e a reta ajustada e tensão de modo comum  $v_{CM}$ , para valores de ganho de 1, 2, 4, 8 e 16. O valor de  $v_{CM}$  diferente de zero se deve à eficiência do circuito de ajuste de modo comum do amplificador diferencial e não se relaciona à rejeição de modo comum do amplificador. Para o valor de ganho 1, observa-se que a tensão de saída (representada por pontos) satura para valores de entrada acima de 1400 mV e abaixo de -1400 mV, devido à saturação dos transistores na entrada diferencial do seguidor de tensão (“buffer”), tal como ocorre para o estágio unipolar. Nesse caso a reta foi encontrada por regressão linear, utilizando-se os pontos simulados entre -1400 e 1400 mV. Os valores de ganho, tensão de desvio e desvio padrão dos pontos simulados (com relação à reta ajustada) são mostrados na Tabela 7.4.

Tabela 7.4. Valores estimados de ganho e tensão de modo comum do primeiro estágio diferencial de condicionamento.

Ganho programado	Ganho obtido	Tensão de desvio	Desvio padrão	Erro máximo
1*	-1,049	0,57 mV	0,33 mV	0,52 mV
2	-2,032	0,51 mV	1,11 mV	2,55 mV
4	-3,998	0,60 mV	1,00 mV	1,88 mV
8	-7,954	0,61 mV	1,18 mV	2,23 mV
16	-15,798	0,60 mV	1,55 mV	2,91 mV

\* Considerando a tensão de entrada entre -1400 mV até 1400 mV.

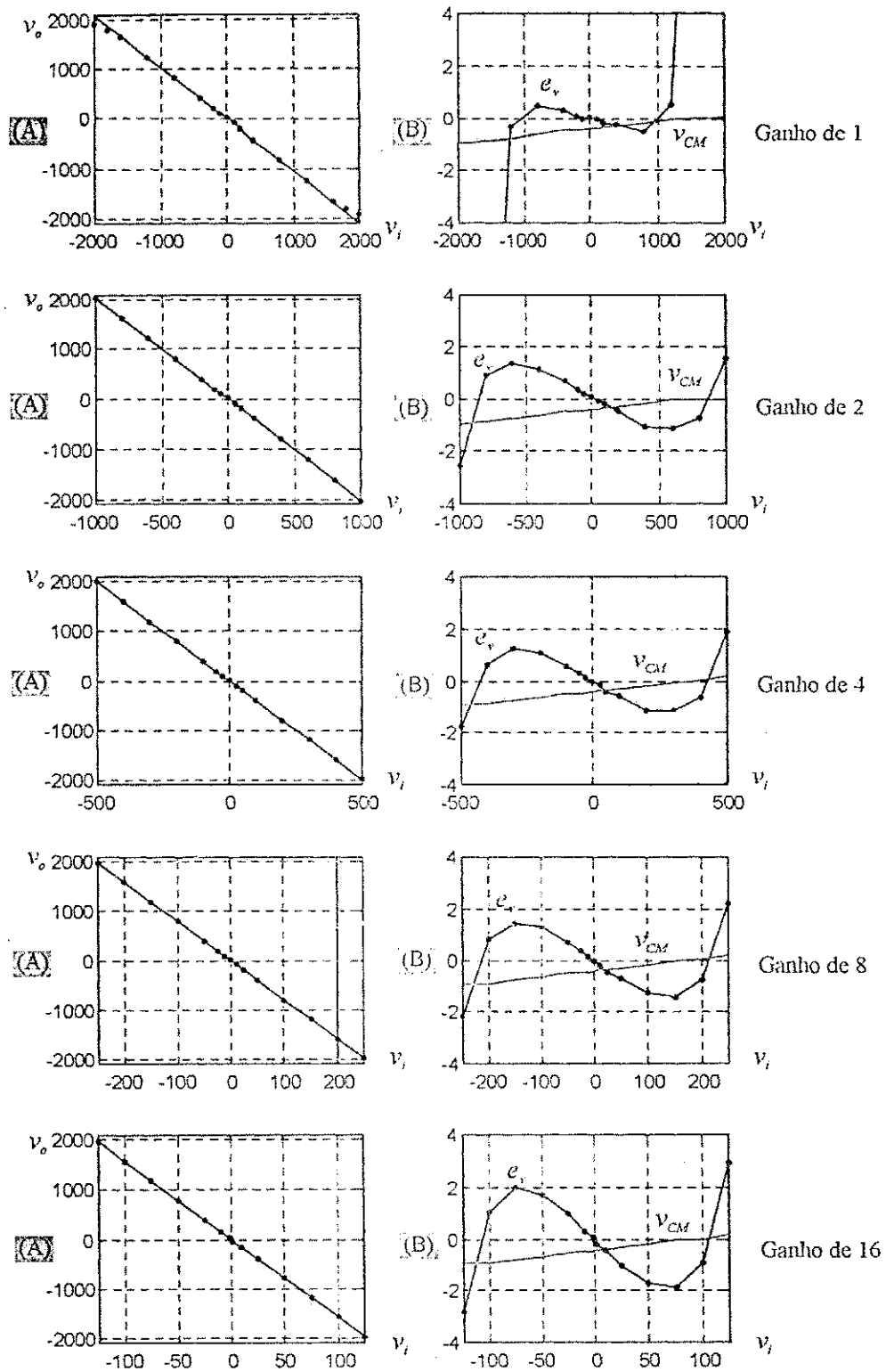


Figura 7.15. Resultados de simulação do primeiro estágio de ganho diferencial (em mV) em função da tensão de entrada, para diversos valores de ganho: (A) tensão de saída representada por pontos e reta ajustada por regressão linear; (B) diferença entre valores simulados e reta ajustada e tensão de modo comum  $v_{CM}$ .

### Circuito inversor da saída diferencial

O circuito inversor da saída diferencial tem como finalidade inverter a saída positiva  $v_{od}^+$  do primeiro estágio do amplificador diferencial para que seja somada com a saída negativa e com a tensão de ajuste de nível cc. Os valores de ganho e de tensão de desvio desse amplificador são  $-0,9988$  e  $0,46$  mV, com desvio padrão de  $0,1$  mV.

### Seguidores de tensão

Os circuitos seguidores de tensão têm a finalidade de fornecer corrente necessária para o circuito que o segue, de forma a não carregar a fonte geradora de sinal, que no caso pode ser um sensor ou amplificador de condicionamento. Esse circuitos são constituídos de um amplificador de tensão em configuração de ganho unitário. Na Figura 7.16, apresenta-se o gráfico da tensão de saída desse amplificador para uma entrada variando de  $-1$  V a  $1$  V. Verifica-se que a tensão de saída do circuito satura para valores da tensão de entrada acima de  $700$  mV, que se deve à saturação do estágio de entrada diferencial. Os valores obtidos de ganho e tensão de desvio (através de regressão linear) são  $0,9994$  e  $0,191$  mV com desvio padrão de  $0,227$  mV.

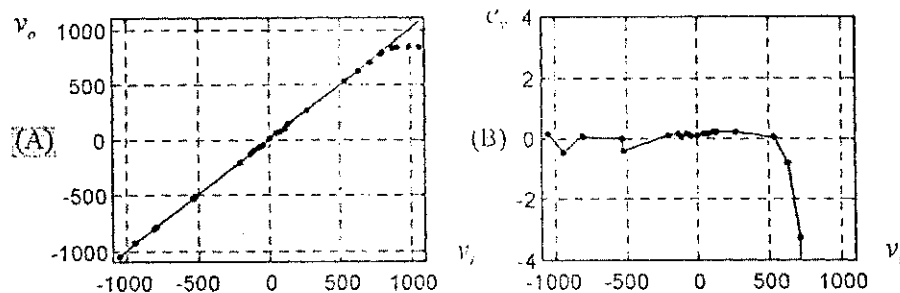


Figura 7.16. Resultados de simulação do seguidor de tensão(em mV) em função da tensão de entrada: (A) tensão de saída representada por pontos e reta ajustada por regressão linear, considerando os valores de tensão de entrada menores que  $700$  mV; (B) diferença entre valores simulados e reta ajustada.

### 7.3.3. Conclusões a respeito do circuito

O circuito que foi projetado é um primeiro protótipo de um circuito de condicionamento reconfigurável e apresenta diversas limitações práticas, que são discutidas a seguir e que não foram consideradas na teoria. Entretanto, essas limitações podem ser eliminadas ou reduzidas em um segundo protótipo.

A injeção de cargas das chaves MOS não é totalmente compensada com o uso de chaves “dummy”, que é o principal fator de erro na tensão de saída dos estágios de amplificação. A configuração do amplificador a capacitores chaveados escolhida não realiza a compensação de tensão de desvio do amplificador, que aparece adicionada à tensão de saída. Entretanto, essa configuração se apresentou menos sensível à injeção de cargas em relação a outras configurações que realizam a compensação, que foi observado durante simulações. Com a redução ou eliminação do efeito de injeção de cargas, pode-se optar por uma configuração que cancele a tensão de desvio na saída do estágio de amplificação.

O amplificador utilizado para seguidor de tensão apresenta uma saturação do sinal de saída para um sinal de entrada acima de 700 mV. Isso ocorre porque os transistores da entrada diferencial do amplificador saturam neste limite. Com isso, a faixa útil de tensão do circuito passa a ser de -1 V a 700 mV. Pode-se modificar o projeto deste amplificador para que a faixa de variação do sinal de entrada seja a desejada, de -1 V a 1 V.

O leiaute do circuito introduz diversas capacitâncias parasitas que modificam as características do circuito. O leiaute deve ser feito cuidadosamente e iterativamente com simulações do circuito, para que a característica do circuito não seja alterada.

# Capítulo 8

## Conclusões e perspectivas futuras

---

### 8.1. Conclusões

Nesta trabalho foram apresentadas algumas considerações e procedimentos para o projeto de circuitos mistos reconfiguráveis para medição. As considerações foram feitas de forma mais genérica possível, para que possa ser aplicada a diferentes tipos de sistema, independentemente da tecnologia ou técnicas utilizadas. Analisa-se o efeito da utilização de tais sistemas na qualidade final de medição e propõe-se procedimentos para dimensionar alguns dos blocos constituintes desse sistema. As principais contribuições deste trabalho estão contidas nos capítulos de 3 a 7.

No Capítulo 3, apresenta-se uma análise da propagação do erro de quantização e o seu efeito na degradação da qualidade de medição em um sistema de medição digital para medição de uma grandeza de interesse e compensação de uma grandeza de interferência, que pode utilizar sensores com característica de transferência não lineares. Apresenta-se uma metodologia para a determinação da resolução necessária dos conversores A/D do sistema de medição de forma a garantir uma resolução de medição desejada.

No Capítulo 4, faz-se uma análise de circuitos programáveis de condicionamento que proporcionam um ganho e um ajuste de nível cc ao sinal de saída de sensores e o efeito da programação na resolução de medição e faixa de medição. Apresenta-se uma metodologia para o projeto de tais circuitos que é independente de uma técnica ou tecnologia específica e

pode ser aplicada a um circuito com um ou mais estágios de condicionamento.

No Capítulo 5, discute-se uma forma de reconstrução dos valores de medição de uma grandeza de interesse utilizando tabelas de equivalência e interpolação linear, que é adequado para implementação em sistemas de medição digitais embarcados que utilizam aritmética de ponto fixo. Apresenta-se um procedimento para o dimensionamento de tal tabela de forma a garantir uma resolução de medição especificada.

No Capítulo 6, faz-se considerações do modo de medição com realimentação e sua influência na qualidade de medição, dada pelo tempo de resposta de medição e condicionamento dos resultados. Discutem-se alguns aspectos importantes que devem ser levados em consideração durante o projeto destes.

No Capítulo 7, apresenta-se uma arquitetura de um sistema de medição misto reconfigurável, discutindo-se os principais blocos deste. Discute-se alguns aspectos de projeto de circuitos a capacitores chaveados para o condicionamento de sinais. Apresenta-se o projeto e simulações de um primeiro protótipo de um circuito de condicionamento integrado programável para proporcionar um ganho e um ajuste de nível cc ao sinal de saída de sensores.

O intuito de se projetar um sistema de medição que seja reconfigurável é o de tentar abranger uma grande área de aplicações, que utilizem diversos sensores com características diferentes e vários modos de operação. Entretanto, essa generalidade implica numa perda de desempenho que pode ser verificada pela perda de qualidade de medição. Dessa forma, nesse trabalho, tentou-se verificar quais são as limitações de tais sistemas e de como definir seus diversos blocos funcionais de forma a se minimizar as perdas de desempenho.

## 8.2. Perspectivas futuras

O tema de estudo apresentado neste trabalho é bastante vasto e conseqüentemente foram abordados apenas alguns aspectos de configuração de alguns blocos de um sistema de medição reconfigurável. Entretanto, o trabalho apresentado proporciona uma análise inicial de tais sistemas que pode ser estendida e aplicada a outros blocos. Dessa forma, estudos complementares podem ser desenvolvidos, dentre os quais pode-se destacar:

- o estudo do efeito da configuração da frequência de corte de filtros passa-baixas que podem ser utilizados para eliminar as interferências de frequência superior à do sinal útil, no bloco de condicionamento do sistema de medição;



- o estudo da possibilidade de se configurar a resolução do conversor A/D e como consequência o tempo de conversão, de forma que se possa optar entre vários valores de resolução e de tempo de conversão.
- a análise do efeito de se utilizar um conversor A/D e um conversor D/A com resoluções fixas ou programáveis na qualidade de medição do sistema de medição com realimentação;
- o estudo do efeito de se utilizar um sistema misto reconfigurável de medição em outros parâmetros da qualidade de medição, além da resolução e faixa de medição.

## Referências bibliográficas

---

- Allen, P. E. e Sanchez-Sinencio, E. (1983) , *Switched capacitor circuits*. New York, N.Y.: Van Nostrand Reinhold Company Inc.
- Anonymous, "4500-O Oxygen (Dissolved)," in *Standard Methods for Examination of Water and Wastewater*, 17th ed: APHA - AWWA, 1989, pp. 4-149.
- Anonymous, "Cole Parmer Catalog," , 1999, pp. 598-645.
- Baker, R. J., Li, H. W., e boyce, D. E. (1997) , *CMOS circuit design, layout, and simulation*. New york: IEEE Press
- Brignell, J. e White, N. (1996) , *Intelligent Sensor Systems*, Revised Edition ed. Bristol and Philadelphia, USA: Institute of Physics Publishing Ltda
- Catunda, S. Y. C., (1996) , Sistemas para Detecção de Elementos Tóxicos em Sistemas de Tratamento de Águas Residuárias, in *Departamento de Engenharia Elétrica - DEE*. Campina Grande: Universidade Federal da Paraíba, pp. 98.
- Catunda, S. Y. C., Deep, G. S., e Freire, R. C. S. (1998a), Compensação da Temperatura na Medição de Concentração de Oxigênio Dissolvido, *Proceedings of XII Congresso Brasileiro de Automática*, Uberlandia, MG - Brazil, pp. 9-14
- Catunda, S. Y. C., et al. (2000a), Considerações Gerais sobre Sistemas Realimentados de Medição, *Proceedings of Congresso Brasileiro de Automatica - CBA*, Florianopolis - SC, Brasil, pp.

- Catunda, S. Y. C., Deep, G. S., Haandel, A. C. v., e Freire, R. C. S. (1998b), Métodos alternativos para medição da taxa de consumo de oxigenio em sistemas de lodo ativado, *Controle & Automação*, 9(2): 57-64
- Catunda, S. Y. C., Deep, G. S., Haandel, A. C. v., e Freire, R. C. S. (1999a), Feedback Control Method for Estimating the Oxygen Uptake Rate in Activated Sludge Systems, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 48(4): 864-869
- Catunda, S. Y. C., Naviner, J.-F., Deep, G. S., e Freire, R. C. S. (1999b), Quantization Effects in the Resolution of the Measurand in a Measurement System, *Proceedings of Midwest Conference on Circuits and Systems*, Las Cruces, NM, USA, pp.
- Catunda, S. Y. C., Naviner, J.-F., Deep, G. S., e freire, R. C. S. (2000b), Look-up Table otimizada para reconstrução de valores de medição utilizando sensores não lineares, *Proceedings of Congresso Brasileiro de Automatica - CBA*, Florianopolis - SC, Brasil, pp.
- Catunda, S. Y. C., Naviner, J.-F., Deep, G. S., e Freire, R. C. S. (2000c), Measurement System Gain and DC Level Shift Programming, *Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Baltimore, Maryland, U.S.A., pp. 507-512
- Catunda, S. Y. C., Naviner, J.-F., Freire, R. C. S., e Deep, G. S. (2000d), Système de Mesure Reconfigurable Intégré, *Proceedings of Taisa - Colloque sur le Traitement Analogique de l'Information, du Signal et ses Applications*, Toulouse - France, pp. 141-143
- Chua, L. O. e Deng, A.-C. (1986), Canonical Piecewise-Linear Modeling, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, CAS-33(5): 511-525
- Ciubotaru, A. A. (1996), A Precision Control Circuit for Variable-Gain Amplifiers, *IEEE Trans. on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, 43(9): 779-782
- Clemens, J. T. (1997), Silicon Microelectronics Technology, *Bell Labs Technical Journal*, 2(4): 76-102
- Degrauwe, M., Vittoz, E., e verbauwhede, I. (1985), A Micropower CMOS-Instrumentation Amplifier, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-20(3): 805-807
- Doebelin, E. O. (1976) , *Measurement systems: application and design*. Tokyo: McGraw-Hill
- Dorf, R. C. (1993) , *The Electrical Engineering Handbook*. New York, USA: IEEE Press

- Eichenberger, C. e Guggenbuhl, W. (1990), On Charge Injection in Analog MOS Switches and Dummy Switch Compensation Techniques, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, **37**(2): 256-264
- Flammini, A., Marioli, D., e Taroni, A. (1999), Application of an Optimal Look-Up Table to Sensor Data Processing, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **48**(4): 813-816
- Frank, R. (1996) , *Understanding Smart Sensors*. Norwood, MA: Artech House, Inc.
- GULAK, P. G. (1995), Field-Programmable Analog Arrays: Past, Present and Future Perspectives, *Proceedings of International Conference on Microelectronics and VLSI, TENCON '95*, , pp. 123-126
- John, P. W. M. (1990) , *Statistical Methods in Engineering and Quality Assurance*: John-Wiley and Sons
- Johns, D. A. e Martin, K. (1997) , *Analog Integrated Circuit Design*: John Wiley & Sons Inc.
- Julian, P., Jordan, M., e Desages, A. (1998), Canonical piecewise-linear approximation of smooth functions, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, **45**(5): 567 - 571
- Lakshmikumar, K. R., Hadaway, R. A., e Copeland, M. A. (1986), Characterization and Modeling of Mismatch in MOS Transistors for Precision Analog Design, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-21**(6): 1057-1066
- Lee, E. K. F. e Gulak, G. (1991), A CMOS Field-Programmable Analog Array, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **26**(12): 1860-1867
- Lee, h.-S., Hodges, D. A., e Gray, P. R. (1984), A Self-Calibrating 15 bit CMOS A/D Converter, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-19**(6): 813-819
- Li, P. W., Chin, M. J., e Gray, P. R. (1984), A ratio-Independent Algorithmic Analog-to-Digital Conversion Technique, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-19**(6): 828-836
- Lindberg, C. F., (1995) , *Control of Wastewater Treatment Plants*, . Uppsala, Swaden: Uppsala University.
- Mahama, P. N. e Trofimenkoff, F. N. (1986), Transducer Output Signal Processing Using an Eighth-Bit Microcomputer, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **IM-35**(2): 182-186

- Morawski, R. Z. (1994), Unified Approach to Measurand Reconstruction, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, 43(2): 226-231
- Motorola (1998), Página Web, "<http://mot-sps.com/fpga/index.html>"
- Oliveira, A., Deep, G. S., Lima, A. M. N., e Freire, R. C. S. (1998), A Feedback I<sup>2</sup>-Controlled Constant Temperature Solar radiation Meter, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, 43(2): 226-231
- Pierzchala, E., Perkowski, M. A., e Grygiel, S., (1994) , A Field Programmable Analog Array for Continuous, Fuzzy, and Multi-Valued Logic Applications, in *Analogic Corporation and Department of Electrical Engineering, Protland State University, USA.*
- Putten, A. F. P. v. (1996) , *Electronic Measurement Systems - Theory & Practice*, Second Edition ed. Bristol and Philadelphia, USA: Institute of Physics Publishing Ltda
- Sheu, B. J., Shieh, J.-H., e Patil, M. (1987), Modeling Charge Injection in MOS Analog Switches, *IEEE Transactions on Circuit and Systems*, 34(2): 214-216
- Shieh, J.-H., Patil, M., e Sheu, B. J. (1987), Measurement and Analysis of Charge Injection in MOS Analog Switches, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-22(2): 227-281
- Shyu, J.-B., Temes, G. C., e Krummenacher, F. (1984), Random Error Effects in Matched MOS Capacitors and Current Sources, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-19(6): 948-955
- SIDSA (1998), Página Web, "<http://www.sidsa.es/fipsoc.html>"
- Spanjers, H., (1993) , *Respirometry in Activated Sludge*, . Wageningen, The Netherlands: Wageningen Agricultural University.
- Sze, M. S. (1994) , *Semiconductor Sensors*: John Wiley & Sons, Inc.
- Temes, G. C., Huang, Y., e Paul F. Ferguson, J. (1995), A high-Frequency Track-and-Hold Stage with Offset and Gain Compensation, *IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing*, 42(8): 559-561
- Trezequet, H. (1994), L'Analogique devient programmable, *Electronique*, 43:11
- Webster, J. G. (1999) , *The measurement, instrumentation, and sensors handbook*: CRC Press
- Wilson, W. B., et al. (1985), Measurement and Modeling of Charge Feedthrough in n-Channel MOS Analog Switches, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-20(6): 1206-1213

- Yamaji, T. e Itakura, T. (1997), An Offset-Compensated CMOS Programmable Gain Amplifier, *IEICE Trans. Fundamentals*, E80-A(2): 353-354
- Yen, R. C. e Gray, P. R. (1982), A MOS Switched-Capacitor Instrumentation Amplifier, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-17(6): 1008-1013
- Yick, P., White, N., e Brignell, J. (1994), Reconfigurable ASIC Front End, *The Institute of Electrical Engineers*,
- YSI, , YSI 5700 Series Dissolved Oxtgen Probes, in *Yellow Springs Instrument Co., Inc.* Ohio, USA.
- ZETEX (1998), Fast Analog Solutions Ltd. Zetex Group Company, Página Web, "<http://www.fas.co.uk/>"

# Apêndice A

## Circuitos Analógicos Básicos

---

Apresenta-se neste Apêndice o diagrama esquemático e alguns resultados de simulação de alguns circuitos analógicos básicos projetados que foram utilizados no projeto do circuito de condicionamento.

Todas as dimensões são dadas em  $\mu\text{m}$ . As dimensões do canal dos transistores MOS são representadas pela largura  $W$  e pelo número de terminais porta  $G$  (que indica o número de vezes que o transistor é dobrado)  $W/G$  da forma quando se é utilizado um mesmo comprimento  $L$ , indicado para o circuito. Nos casos em que o comprimento de um determinado transistor é diferente do utilizado no circuito, as dimensões deste componente são representadas da forma  $W:L/G$ . Todos os terminais substrato dos transistores NMOS são conectados à tensão de alimentação negativa  $V_{ss}$  e todos os dos transistores PMOS à tensão de alimentação positiva  $V_{dd}$ .

Os resultados de simulação foram obtidos utilizando o simulador ELDO utilizando os modelos dos transistores MOS BSIM3.3 da tecnologia CMOS 0,6  $\mu\text{m}$  AMS ("Austrian Micro Systems") e o circuito extraído a partir do leiaute. Essa tecnologia permite um tamanho mínimo de canal dos transistores de 0,6  $\mu\text{m}$  e capacitores polisilício-substrato de no mínimo 0,1 pF.

### A.1. Amplificador operacional unipolar 1X

Esse amplificador é do tipo em cascata dobrado com diodos de aceleração. Ele é

utilizado como seguidor de tensão e nos circuitos de ganho menor que 1. O diagrama esquemático deste amplificador é mostrado na Figura B.1. As simulações de resposta em frequência do ganho e fase foram feitas com a saída do amplificador conectada a um capacitor de 3,2 pF. A corrente de polarização através do transistor M3 é de 50  $\mu$ A, que resulta em um consumo total de 0,33 mW para este amplificador.

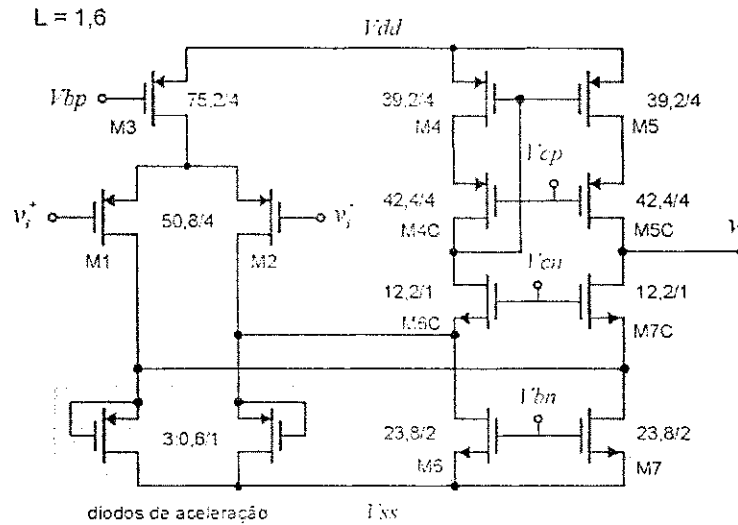


Figura A.1. Diagrama esquemático do amplificador 1X.

Na Figura A.2, apresenta-se o gráfico de resposta em frequência do ganho de malha aberta desse amplificador, que apresenta uma frequência de transição de em torno de 9 MHz e ganho cc de 65 dB.

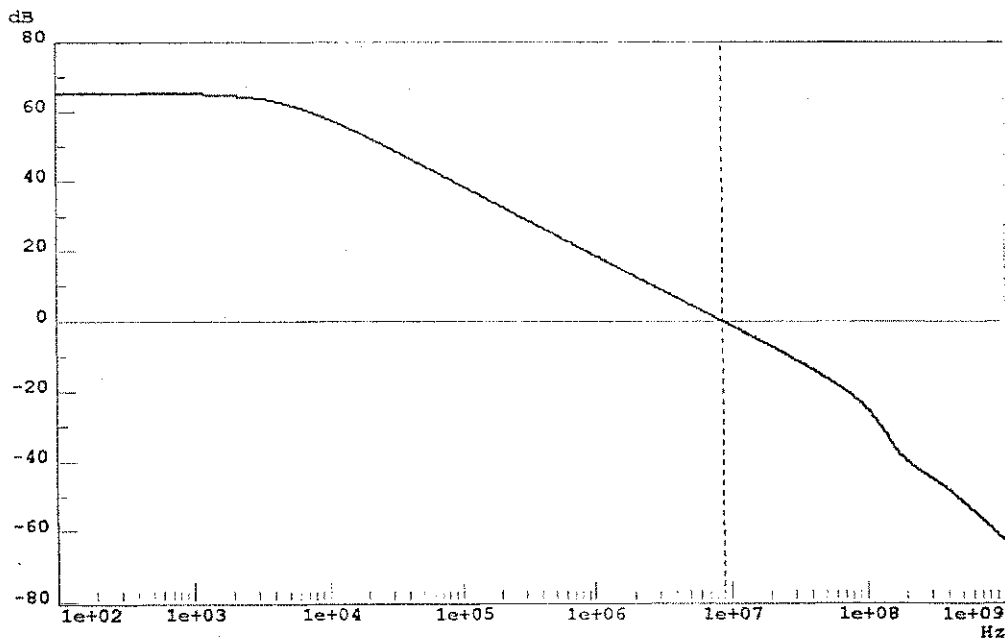


Figura A.2. Resposta em frequência do ganho do amplificador 1X.



Na Figura A.3, apresenta-se o gráfico de resposta em frequência de fase em malha aberta do amplificador 1X, que apresenta uma margem de fase de  $83,5^\circ$  na frequência de transição.

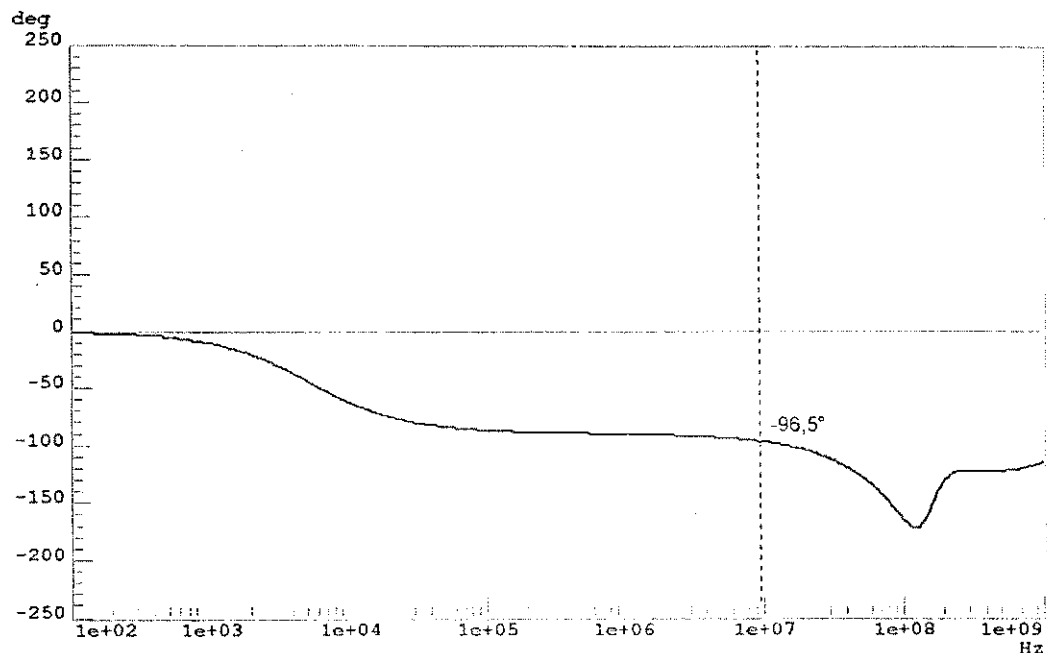


Figura A.3. Resposta em frequência de fase do amplificador 1X.

## A.2. Amplificador operacional unipolar 16X

Esse amplificador é do tipo em cascata dobrado com diodos de aceleração. Ele é utilizado nos circuitos de ganho de até 16 vezes. O diagrama esquemático deste amplificador é mostrado na Figura A.4. As simulações de resposta em frequência do ganho e fase foram feitas com a saída do amplificador conectada a um capacitor de 3,2 pF. A corrente de polarização através do transistor M3 é de 250  $\mu\text{A}$ , que resulta em um consumo total de 1,65 mW para este amplificador.

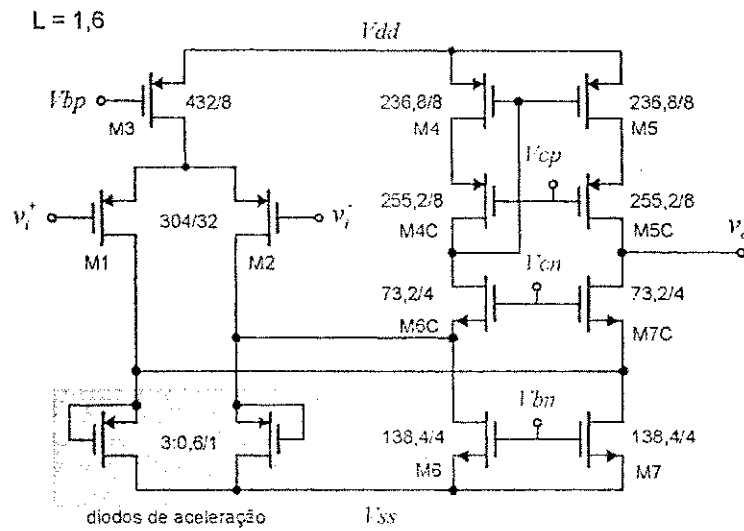


Figura A.4. Diagrama esquemático do amplificador unipolar 16X.

Na Figura A.5, apresenta-se o gráfico de resposta em frequência do ganho de malha aberta desse amplificador, que apresenta uma frequência de transição de 48,3 MHz e ganho cc de 66 dB.

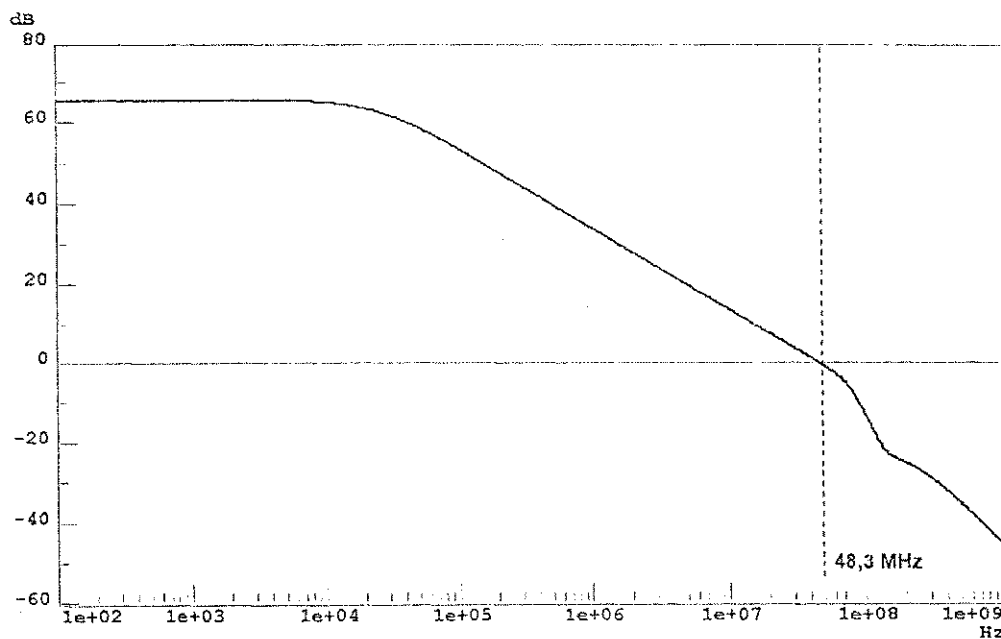


Figura A.5. Resposta em frequência do ganho do amplificador unipolar 16X.

Na Figura A.6, apresenta-se o gráfico de resposta em frequência de fase em malha aberta do amplificador 16X, que apresenta uma margem de fase de 64° na frequência de transição.

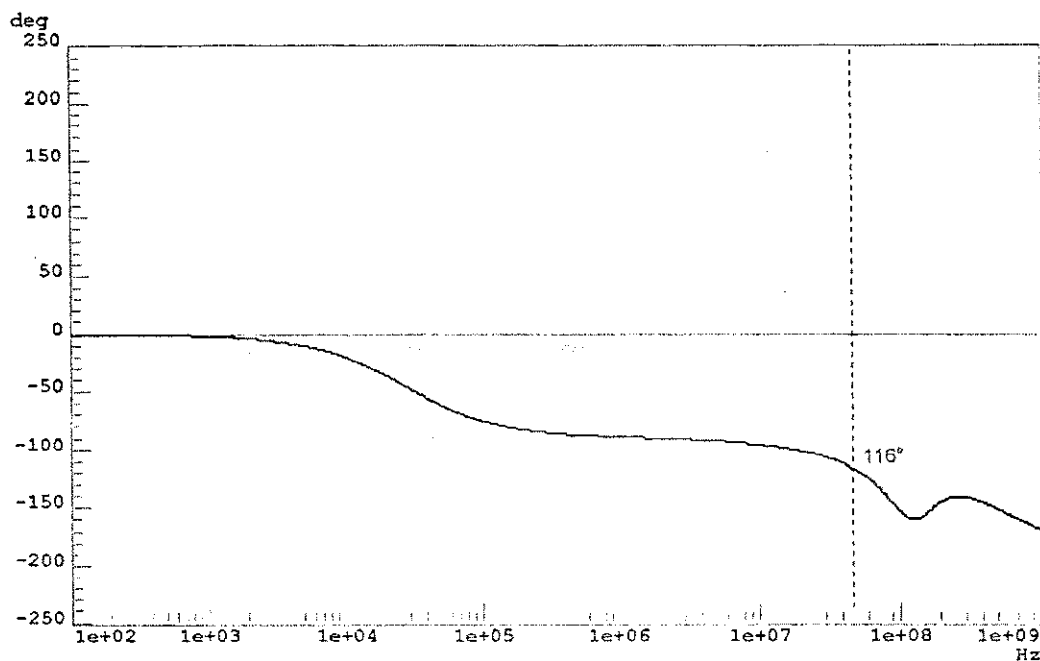


Figura A.6. Resposta em frequência de fase do amplificador unipolar 16X.

### A.3. Amplificador operacional diferencial 16X

Esse amplificador é do tipo diferencial em cascata dobrado com diodos de aceleração. Ele é utilizado no circuito de ganho diferencial de até 16 vezes. O diagrama esquemático deste amplificador é mostrado na Figura A.7. As simulações de resposta em frequência do ganho e fase foram feitas com as saídas do amplificador conectadas a capacitores de 3,2 pF. A corrente de polarização através do transistor M3 é de 250  $\mu$ A, que resulta em um consumo total de 1,65 mW para este amplificador.

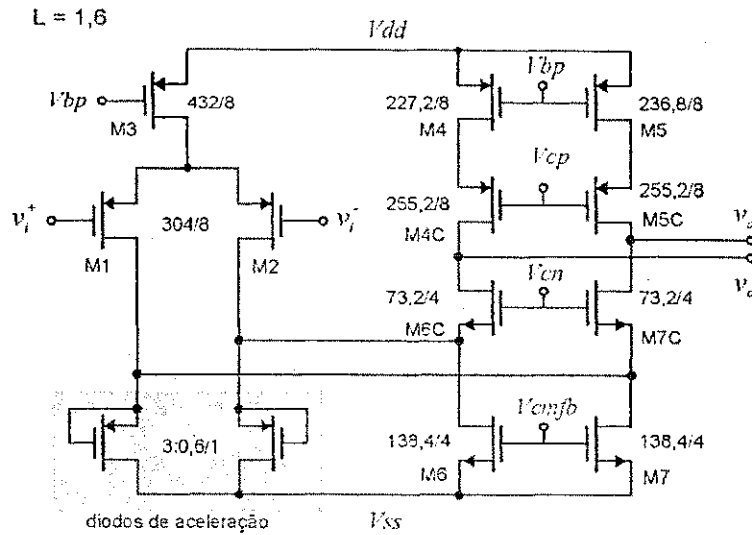


Figura A.7. Diagrama esquemático do amplificador diferencial 16X.

Na Figura A.8, apresenta-se o gráfico de resposta em frequência do ganho de malha aberta desse amplificador, que apresenta uma frequência de transição de 51,3 MHz e ganho cc de 66 dB.

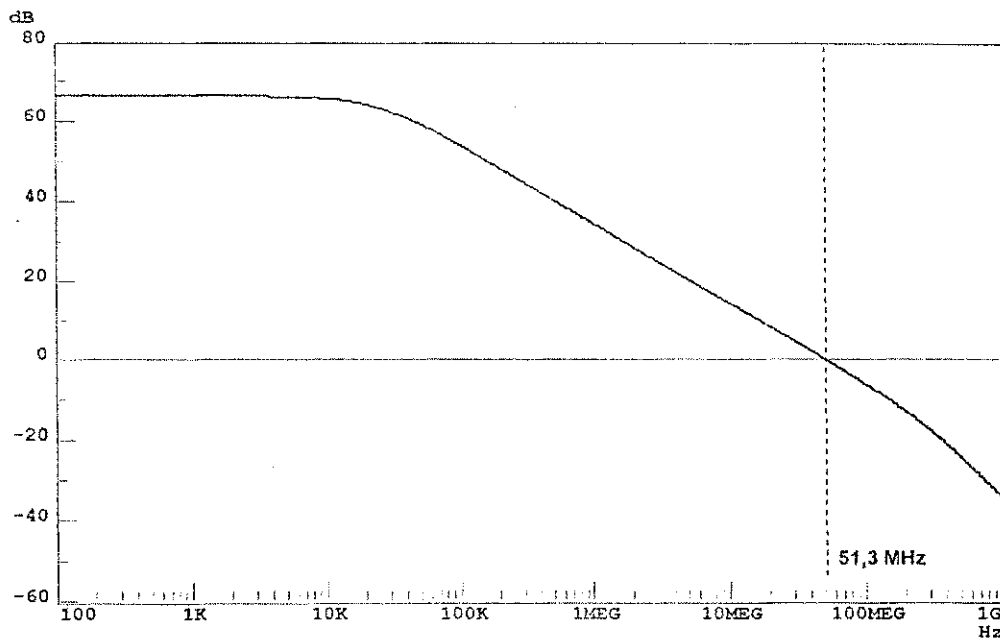


Figura A.8. Resposta em frequência do ganho do amplificador diferencial 16X.

Na Figura A.9, apresenta-se o gráfico de resposta em frequência de fase em malha aberta do amplificador diferencial 16X, que apresenta uma margem de fase de 80,3° na frequência de transição.

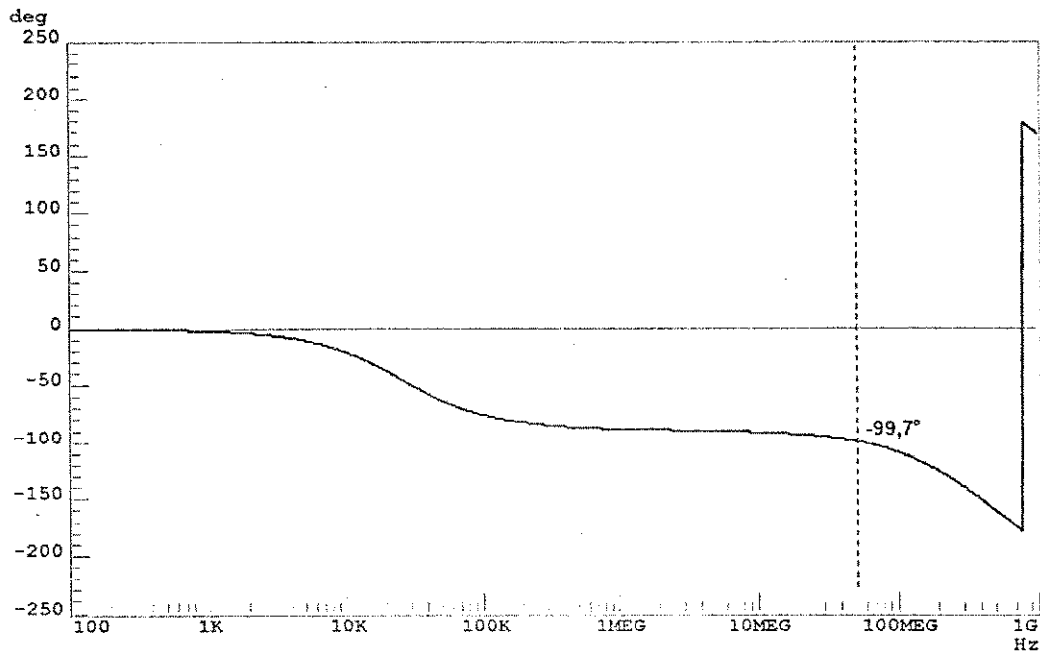


Figura A.9. Resposta em frequência de fase do amplificador diferencial 16X.

#### A.4. Circuito de realimentação de modo comum

O diagrama esquemático do circuito de realimentação de modo comum é apresentado na Figura A.10. Esse circuito é utilizado em conjunto com o amplificador operacional diferencial para ajustar o nível comum de saída para a tensão  $V_{cm}$ , que no caso é zero. As simulações desse circuito apresentaram os seguintes resultados: o circuito necessita de aproximadamente 12 ciclos de relógio para o ajuste da tensão de modo comum, que atinge um valor final em torno de 0,6 mV.

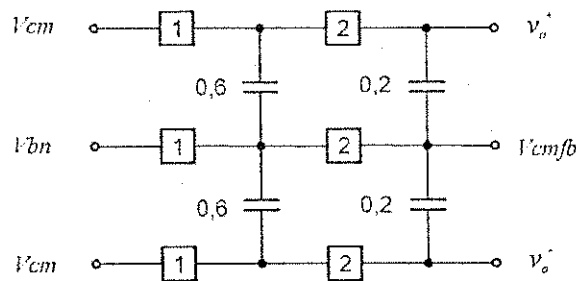


Figura A.10. Diagrama esquemático do circuito de realimentação de modo comum.

#### A.5. Circuito de polarização

O circuito de polarização gera as tensões de polarização dos amplificadores

operacionais utilizados no circuito e é apresentado na Figura A.11. As tensões de polarização e consequentemente as correntes de polarização dos amplificadores operacionais, podem ser ajustadas pelos resistores R1 e R2 externos. Os valores dos resistores são indicados nessa figura, para as correntes de polarização dos amplificadores apresentadas nas seções anteriores.

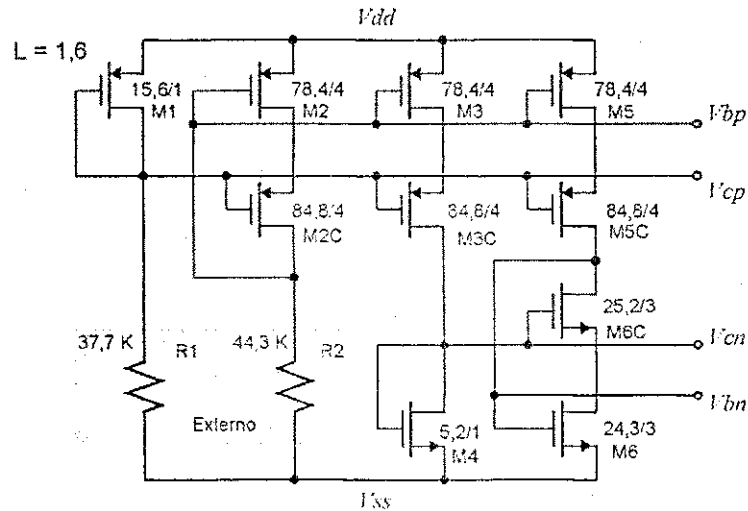


Figura A.11. Diagrama esquemático do circuito de polarização.

### A.6. Circuito de detecção de saturação positiva

O diagrama esquemático do circuito de detecção de saturação positiva do primeiro estágio é apresentado na Figura A.12. Esse circuito realiza a comparação da tensão entrada  $v_i$  com a tensão de referência  $V_{ref}^+$ . O resultado da comparação é dado pela tensão de saída  $v_o$  que é disponível na fase 1 do relógio e será igual ao nível lógico 1 se  $v_i > V_{ref}^+$  ou igual ao nível lógico 0 caso contrário. Para o segundo estágio, esse circuito é utilizado com as fases intercambiadas e o resultado de comparação é disponível na fase 2 do relógio.

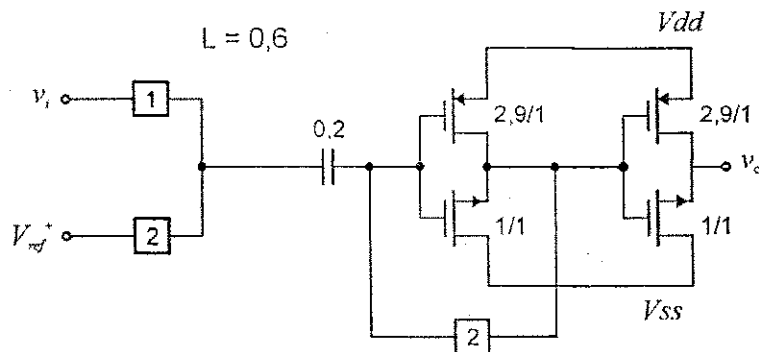


Figura A.12. Diagrama esquemático do circuito de detecção de saturação positiva.

### A.7. Circuito de detecção de saturação negativa

O diagrama esquemático do circuito de detecção de saturação negativa do primeiro estágio é apresentado na Figura A.13. Esse circuito realiza a comparação da tensão entrada  $v_i$  com a tensão de referência  $V_{ref}$ . O resultado da comparação é dado pela tensão de saída  $v_o$  que é disponível na fase 1 do relógio e será igual ao nível lógico 1 se  $v_i < V_{ref}$  ou igual ao nível lógico 0 caso contrário. Para o segundo estágio, esse circuito é utilizado com as fases intercambiadas e o resultado de comparação é disponível na fase 2 do relógio.

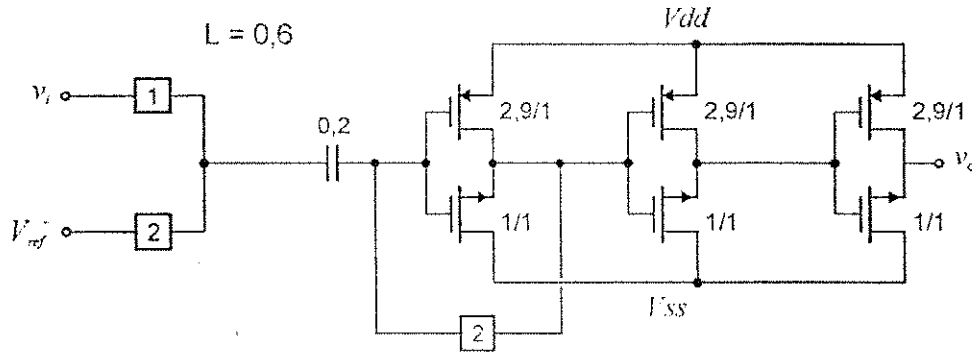


Figura A.13. Diagrama esquemático do circuito de detecção de saturação negativa.

# Apêndice B

## Leiaute do circuito de condicionamento

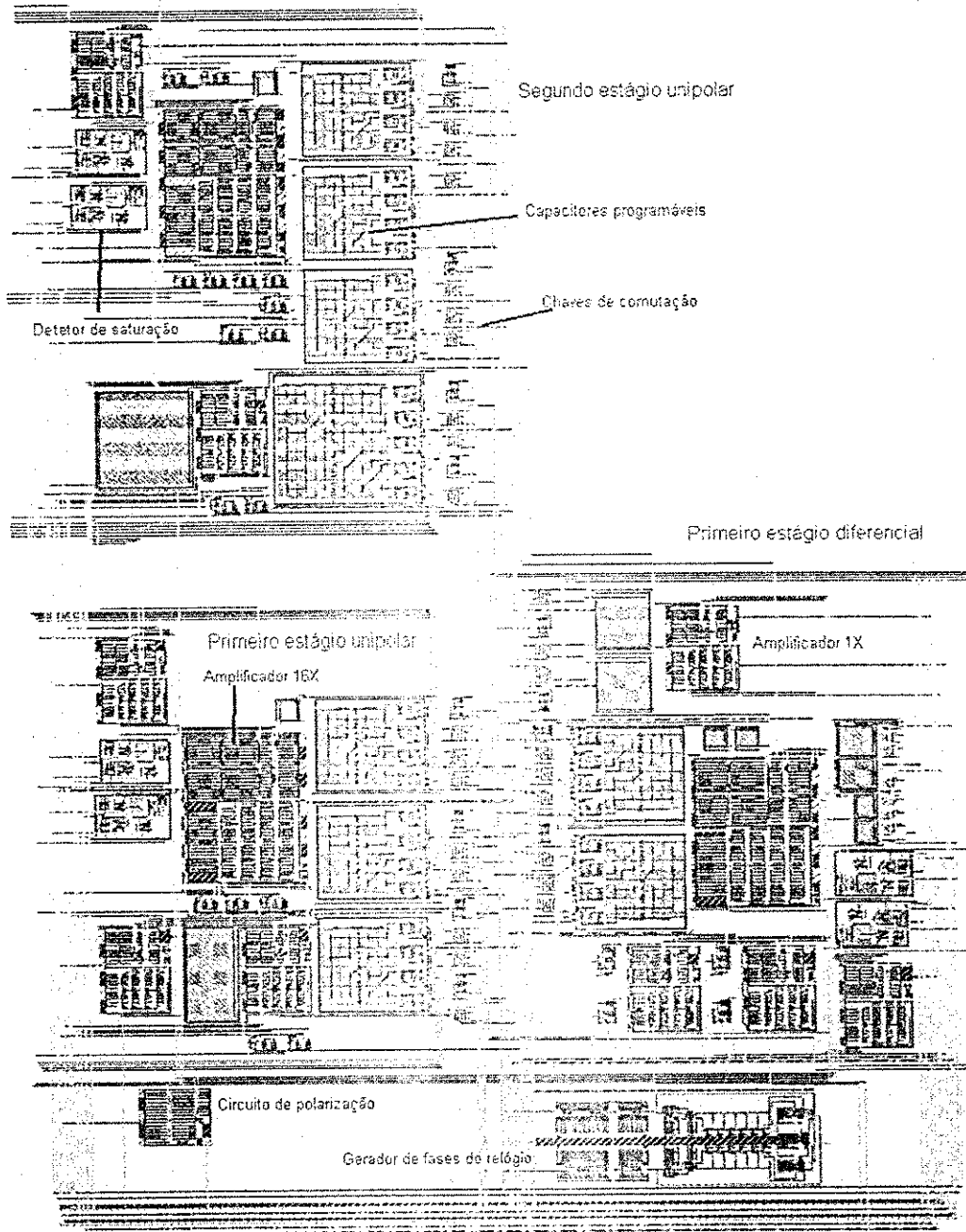


Figura B.1. Leiaute do circuito de condicionamento