# ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA DE MODO COMUM USANDO BALANCEAMENTO DINÂMICO DE IMPEDÂNCIA APLICADO EM BIOSENSORES E SENSORES ELETRORESISTIVOS.

JOÃO FRANCISCO RIBEIRO NEGRÃO

TD: 11 / 2013

UFPA / ITEC / PPGEE Campus Universitário do Guamá Belém-Pará-Brasil 2013

JOÃO FRANCISCO RIBEIRO NEGRÃO

# ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA DE MODO COMUM USANDO BALANCEAMENTO DINÂMICO DE IMPEDÂNCIA APLICADO EM BIOSENSORES E SENSORES ELETRORESISTIVOS.

TD: 11 / 2013

UFPA / ITEC / PPGEE Campus Universitário do Guamá Belém-Pará-Brasil 2013

# JOÃO FRANCISCO RIBEIRO NEGRÃO

# ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA DE MODO COMUM USANDO BALANCEAMENTO DINÂMICO DE IMPEDÂNCIA APLICADO EM BIOSENSORES E SENSORES ELETRORESISTIVOS.

Tese submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Doutor Em Engenharia Elétrica na área de Instrumentação Eletrônica.

UFPA / ITEC / PPGEE Campus Universitário do Guamá Belém-Pará-Brasil 2013

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Negrão, João Francisco Ribeiro, 1967-Estudo e desenvolvimento de um protótipo para redução da interferência de modo comum usando balanceamento dinâmico de impedância aplicado em biosensores e sensores eletroresistivos. / João Francisco Ribeiro Negrão. - 2013.

Orientador: Carlos Tavares da Costa Júnior; Coorientador: Guilherme Augusto Limeira Araújo. Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2013. 1. Engenharia biomédica - instrumentos. 2. Interferência eletromagnética. I. Título.

CDD 22. ed. 610.28

IV

# **"ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA DE MODO COMUM USANDO BALANCEAMENTO DINÂMICO DE IMPEDÂNCIA APLICADO EM BIOSENSORES E SENSORES ELETRORESISTIVOS"**

#### AUTOR: JOÃO FRANCISCO RIBEIRO NEGRÃO

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMA DE ENERGIA ELÉTRICA.

#### APROVADA EM: 25 / 10 / 2013

#### **BANCA EXAMINADORA:**

overes to bota n Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior (Orientador - PPGEE/UFPA) Prof. Dr. Guilherme Augusto Limeira Araújo (Orientador – FEE/UFPA) Prof. Dr. Daniel Cardoso de Souza (Membro - FEE/UFPA) Prof. Dr. Marcelo de Oliveira Silva (Membro - FEM/UFPA) Prof. Dr. José Luiz da Silva Neto (Membro Externo - COPPE/UFRJ)

VISTO:

**Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes** (Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

#### AGRADECIMENTOS

Ao Programa ALBAN pelo suporte financeiro durante os três primeiros anos (11/2004 à 09/2007) de realização deste trabalho e à Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado do Pará (FAPESPA) pelo suporte financeiro entre os anos de (01/2009 à 30/2011), pois sem esses suportes seria impossível a realização deste trabalho.

Aos meus queridos pais, Dona Clara Ribeiro Negrão e Seu Raimundo dos Santos Negrão – ele analfabeto e ela semianalfabeta – são mais inteligentes que algumas pessoas com nível de Doutorado.

Foram capazes de me educar, intelectual e moralmente, e implantaram e plantaram a semente da sede do conhecimento e respeito pelo semelhante em mim.

Hoje estou colhendo mais este fruto.

SINTO-ME ORGULHOSO DE REPARTIR MAIS ESSA VITÓRIA. NÓS SOMOS DOUTORES MEUS PAIS!

# SUMÁRIO

LIST	A DE FIGURASXII
LIST	A DE TABELASXV
LIST	A DE ABREVIATURAS E SIGLASXVI
TRAF	BALHOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS PELO AUTORXVIII
RESU	JMOXIX
ABST	TRACT
CAPÍ	TULO 1 - INTRODUÇÃO1
1.1	PROBLEMATIZAÇÃO1
1.2	OBJETIVOS
1.3	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO
CAPÍ	TULO 2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESTADO DA ARTE 5
2.1	ENGENHARIA BIOMÉDICA E SINAIS DE BIOPOTENCIAL6
	Estudo de Algumas Características Inerentes aos Sinais de ECG7
2.2	PRINCIPAIS TIPOS DE INTERFERÊNCIA QUE GERAM OS DISTURBIOS8
	2.2.1 Interferências de Origem Biológica9
	2.2.2 Interferências de Origem Instrumental10
	2.2.3 Interferência de Origem Eletromagnética em Biomédica11
	2.2.4 Interferência de Origem Eletromagnética em Linhas de Dados12
	2.2.5 Interferência devido a Impedância de Terra em Modo Comum12
2.3	CONCEITO DE BALANCEAMENTO DE IMPEDÂNCIA14
	Medidas, Métodos e Técnicas para Redução do Desbalanceamento

	2.3.1 Primeir	o Método (Físico)	
	2.3.2 Segund	o Método (Eletrônico)	17
2.4	ARQUITETU	JRAS DE AMPLIFICADORES	
	2.4.1 Amplif	icador Operacional	
	2.4.1.1	Impedância de entrada (R <sub>i</sub> )	19
	2.4.1.2	Impedância de entrada diferencial (Z <sub>d</sub> )	20
	2.4.1.3	Impedância de modo comum (Z <sub>mc</sub> )	20
	2.4.1.4	Tensão de <i>ofsset</i> de entrada (V <sub>os</sub> )	
	2.4.1.5	Corrente de polarização de entrada (I <sub>B</sub> )	
	2.4.1.6	Variação da tensão de entrada	
	ANALISA	ANDO OS RESULTADOS	
	2.4.2 Arquite	tura com Dois Amplificadores Operacionais	
	2.4.3 Arquite	tura com Três Amplificadores Operacionais	
	2.4.4 Arquite	tura com Supressão de Nivel Dc	
	2.4.5 Tecnica	ı de Estabilização Chopper	
2.5	AMPLIFICA	DORES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA	
2.6	FILTROS		
	2.6.1 Filtros	a Capacitores Chaveados	
	Integrac	lor a capacitor chaveado	
2.6.2	FILTROS PA	RA USO EM SINAIS BIOMÉDICOS	40
2.7	SISTEMAS N	MULTIFÁSICOS	
	2.7.1 Método	s de Identificação de Padrões de Escoamento	
	2.7.2 Sensore	es Eletroresistivos	
	Funcion	amento do Sensor	
	2.7.3 Método	s de Calibração do Sistema	47
	Calibraç	ão Usando Sensor Eletroresistivo	50
2.8	PROPOSTA	DE TRABALHO	55
CAPÍ	TULO 3 - I	MODELAGEM E SIMULAÇÕES	

3.1	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	56
	Função de Transferência (FT)	59
3.2	DESCRIÇÃO E SIMULAÇÃO EM VHDL_AMS	60
	3.2.1 Protocolo de Simulação	62
	3.2.2 Resultados de Simulação da Modelagem	63
3.3	MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO SOFTWARE PROTEUS	64
	3.3.1 Funcionamento	65
	3.3.2 Resultados de Simulações	68
3.4	ANÁLISE DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	72
CAPÍ	TULO 4 - PROTOTIPAGEM E ENSAIOS EXPERIMENTAIS	73
4.1	CIRCUITO EXPERIMENTAL	73
4.2	ENSAIOS EXPERIMENTAIS	74
	4.2.1 Resultados em Ambientes Controlados	74
	4.2.2 Resultados em Ambientes não Controlados	76
4.3	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
4.3 CAPÍ	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	79 <b>80</b>
4.3 <b>CAPÍ</b> 5.1	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO	79 <b>80</b> 80
4.3 <b>CAPÍ</b> 5.1 5.2	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS <b>TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS</b> ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS	79 80 80 83
4.3 CAPÍ 5.1 5.2 CAPÍ	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS <b>TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS</b> ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS <b>TULO 6 - CONCLUSÃO E PROPOSTAS FUTURAS</b>	79 80 83 85
4.3 CAPÍ' 5.1 5.2 CAPÍ' CAPÍ'	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS TULO 6 - CONCLUSÃO E PROPOSTAS FUTURAS TULO 7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	79 80 83 83 85 87
4.3 CAPÍ 5.1 5.2 CAPÍ CAPÍ	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS TULO 6 - CONCLUSÃO E PROPOSTAS FUTURAS TULO 7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS KO A – CÓDIGO FONTE VHDL-AMS	79808385878791
4.3 CAPÍ 5.1 5.2 CAPÍ CAPÍ ANEX	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79808385879191
4.3 CAPÍ' 5.1 5.2 CAPÍ' CAPÍ' ANEX ANEX B.1 BAL	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS <b>TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS</b> ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS <b>TULO 6 - CONCLUSÃO E PROPOSTAS FUTURAS</b> <b>TULO 7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> <b>KO A – CÓDIGO FONTE VHDL-AMS</b> <b>KO B. ANÁLISES ADICIONAIS</b> PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO (AI) USAN ANCEAMENTO DE IMPEDÂNCIAS	79808385879191107107
4.3 CAPÍ 5.1 5.2 CAPÍ CAPÍ ANEX ANEX B.1 BAL	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS <b>TULO 5 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS</b> ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO CONFRONTO ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS <b>TULO 6 - CONCLUSÃO E PROPOSTAS FUTURAS</b> <b>TULO 7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> <b>TULO 7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> <b>KO A – CÓDIGO FONTE VHDL-AMS</b> PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO (AI) USAN ANCEAMENTO DE IMPEDÂNCIAS B.1.1 Outra Arquitetura de Balanceamento	79808385879191107107107

B.2	ANÁ	LISE GI	RÁFICA	110
B.3	TAB	ELA DE	BIOSINAIS	112
ANEX	0 C.	DADO	S DO PROJETO	113
C.1	LEIA	UTE DO	O CIRCUITO DESENVOLVIDO NO PROTEUS	113
	C.1.1	Configu	rrações do Circuito	114
		C.1.1.1	Bloco de Impedância Variável	114
		C.1.1.2	Bloco Amplificador (AI)	115
		C.1.1.3	Bloco dos Filtros Passa Baixa/Passa Banda	116
		C.1.1.4	Bloco de Controle (Controle)	118
C.2	LEIA	UTE DO	O CIRCUITO PROTÓTIPO	119

# LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Forma de onda de um sinal de ECG normal. Fonte: (Adaptado de Northrop, 2004).	7
Figura 2.2 - Tipos de acoplamento. Fonte: (Cassiolato, 2014)	9
Figura 2.3 - Interferências causadas pelo campo eletromagnético da rede de energia. Fonte: (Silva, 2003).	11
Figura 2.4 - Interferência EMI em linhas de dados. Fonte: (Adaptado de Internet, 2005).	12
Figura 2.5 - Acoplamento da impedância de terra em modo comum. Fonte: (Adaptado de Internet, 2005)	13
Figura 2.6 - Sinal de ECG influenciado por ruído v <sub>mc</sub> , sem balanceamento (a) e com balanceamento (b). Fonte: (Dobrev e Daskalov, 2009)	17
Figura 2.7 - Modelo do amplificador operacional real simplificado	19
Figura 2.8 - Modelo da impedância do AOP, realimentado	20
Figura 2.9 - Amplificador diferencial	23
Figura 2.10 - Amplificador com dois amplificadores operacionais	28
Figura 2.11 - Amplificador de instrumentação com três AOP's	29
Figura 2.12 - Topologia com supressão de nível DC. Fonte: (Spinelli et al., 2004)	32
Figura 2.13 - Circuito prático aplicado na leitura de ECG Fonte: (Spinelli et al., 2004)	34
Figura 2.14 - Amplificador de Instrumentação [Differential Difference Amplifier (DDA)]. Fonte: (NG e Chan, 2005)	36
Figura 2.15 - Bandas de frequência dos principais sinais de biopotencial. Fonte: (Adaptado de Webster, 2009)	37
Figura 2.16 - Filtro integrador	39
Figura 2.17 - Esquema de construção de um sensor eletroresistivo. Fonte: (Silva, 2007)	44
Figura 2.18 - Representação ideal da condutividade do sensor. Fonte: (adaptado de Rezende et al., 2008).	45
Figura 2.19 - Resposta da resistividade de um líquido de duas fases Fonte: (adaptado de Angeli e Hewitt, 2000).	46

Figura 2.20	) - Resposta da resistividade em função de dois sensores. Fonte: (adaptado de Kim et al., 2000).	46
Figura 2.21	- Diagrama experimental usando sensor duplo e câmera de vídeo. 1-tanque de água, 2-bomba d'agua, 3-medidor de fluxo, 4-compressor, 5-válvula de controle de fluxo, 6-misturador, 7-seção de teste, 8-caixa de compensação de luz, 9-câmera de vídeo, 11-sensor eletroresistivo, 13-computador. Fonte: (adaptado de Dongjian et al., 2005)	48
Figura 2.22	2 - Diagrama de blocos resumindo a figura 2.21. Fonte: (Dongjian et al., 2005).	. 49
Figura 2.23	- Diagrama esquemático representativo de dois sensores. Fonte: (adaptado de Dongjian et al., 2005)	49
Figura 2.24	- Diagrama esquemático representativo de quatro sensores. Fonte: (adaptado de Kim et al., 2000)	. 50
Figura 2.25	5 - Aparato de calibração experimental. Fonte: (adaptado de Silva, 2007)	. 51
Figura 2.26	5 - Circuito analógico. Fonte: (Silva, 2007; Rezende et al., 2008)	. 51
Figura 2.27	<ul> <li>Medida experimental (a) figura da passagem da bolha pelo sensor. (b)</li> <li>gráfico dos dados medidos. Fonte: (Silva, 2007; Rezende et al., 2008)</li> </ul>	. 53
Figura 2.28	3 - Medidas de velocidade das bolhas. Fonte: (Silva, 2007)	. 54
Figura 2.29	- Medidas das cordas das bolhas. Fonte: (Silva, 2007)	. 55
Figura 3.1	- Nova arquitetura proposta. Fonte: [adaptado de Silva, 2003]	. 57
Figura 3.2	- Visão gráfica global do sistema: modelo em diagrama de blocos	. 60
Figura 3.3	- Diagrama em blocos do circuito descrito em VHDL_AMS	.61
Figura 3.4	- Simulação em VHDL_AMS, com controle de realimentação	. 63
Figura 3.5	- Simulação em VHDL_AMS, sem controle de realimentação	. 64
Figura 3.6	- Algoritmo do circuito	. 66
Figura 3.7-	Resultados de simulação do sistema biomédico: sem realimentação (a); com realimentação (b).	70
Figura 3.8	- Resultados de simulação do sistema eletroresistivo sem realimentação	71
Figura 3.9	- Resultados de simulação do sistema eletroresistivo com realimentação	71
Figura 4.1	- Protótipo em placa de circuito impresso	73
Figura 4.2	- Caixa do circuito protótipo	.74

Figura 4.3 - Resultados obtidos com oscilócópio, circuito sem realimentação (a) e com realimentação (b).	75
Figura 4.4 - Resultados obtidos com eletrodo de ecg: (a) circuito sem realimentação; (b) circuito com realimentação	76
Figura 4.5 - Aparato experimental	77
Figura 4.6 - Pulso gerado pela passagem da bolha pelo sensor, com e sem o balanceamento de impedância.	78
Figura 4.7 - Redução do ruído com e sem o uso do filtro realimentado	78
Figura 4.8 - Sinal encoberto pela EMI.	79

FIgura B. 1 - Circuito proposto por Silva e Naviner. Fonte: (Silva e Naviner, 2003)	. 108
FIgura B. 2 - Projeto proposto nesta Tese Fonte: (Negrao et al., 2006)	. 109
FIgura B. 3 - Modelo gráfico da envoltória de onda representativo da interferência	.110

Figura C. 1 - Leiaute do circuito desenvolvido no PROTEUS	113
Figura C. 2 - Impedância dinâmica (ou variável)	115
Figura C. 3 - Circuito de amplificação com filtro HPF	115
Figura C. 4 - Estrutura genérica de <i>RAUCH</i>	116
Figura C. 5 - Filtro LPF de 2ª ordem (Rauch).	117
Figura C. 6 - Filtro BPF de 4 <sup>a</sup> ordem (Rauch)	117
Figura C. 7 - Diagrama em blocos do Controle com o microprocessador PIC	118
Figura C. 8 - Leiaute do circuito protótipo	119

# LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Configurações do modelo em VHDL_AMS.	62
Tabela 3.2 - Relação e descrição dos componentes do circuito protótipo	65
Tabela 3.3 - Tabela de conversão do A/D de 8 bits	68
Tabela 3.4 - Configurações usadas no simulador proteus.	68
Tabela 4.1 - Configurações do circuito protótipo em ambiente controlado.	75
Tabela 5.1 - Resumo de todas as perdas na saída em relação aos sinais de testes na entrada	83

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LC :	Indutor-capacitor.
RC :	Resistor-capacitor.
MEMS :	Microeletromecânico.
$\mathbf{V}_{\mathrm{i}}$ :	Velocidade atingida pela bolha.
$\Delta t$ :	Erro de interpretação da bolha.
t <sub>1</sub> , t <sub>2</sub> , t <sub>3</sub> e t <sub>4</sub> :	Posições atingidas pela bolha.
T <sub>ki</sub> :	Base da onda quadrada gerada pela bolha.
CCD :	Câmera de vídeo.
R <sub>x</sub> :	Representação do sensor eletroresistivo.
$\mathbf{V}^+$ :	Entrada não-inversora do AI.
V <sup>-</sup> :	Entrada inversora do AI.
$R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ :	Resistências do banco de resistores.
AOP :	Amplificador operacional.
$A_1, A_2 e A_3$ :	Denominações dos AOP's.
$G, G_1 e G_2$ :	Ganhos dos AOP's.
$Z_e$ :	Impedância de entrada.
$Z_d$ :	Impedância de entrada em modo diferencial.
$Z_c$ :	Impedância de entrada em modo comum.
$\Delta C$ :	Descasamento das impedâncias de entrada em modo
	comum.
ΔE :	Descasamento das impedâncias de entrada.
$\Delta R$ :	Descasamento entre as resistências.
V <sub>IDC</sub> :	Variação da tensão de entrada DC.
A <sub>DN</sub> :	Ganho diferencial em malha aberta.
V <sub>OD</sub> :	Tensão de saída diferencial.
V <sub>CC</sub> :	Tensão de alimentação.
BW:	Largura de banda.
G <sub>DC</sub> :	Ganho em modo comum.
G <sub>DD</sub> :	Ganho em modo diferencial.
PEA:	Potencial evocado auditivo.
LCK :	Lei de Kirchhoff das Correntes.
$V_a e V_b$ :	Tensões nos pontos a e b.
$S_1 e S_2$ :	Chaves analógicas.
CLK:	Sinal de relógio.
H(f) :	Função de transferência.
CR :	Circuito reconfigurável.
$Z_1, Z_2, Z_{C1}, Z_{C2}, Z_{C1a} e$	Impedâncias de entrada do AI.
$Z_{C2a}$ :	
V <sub>cm</sub> :	Tensão em modo comum.
V <sub>dif</sub> :	Tensão em modo diferencial.
A <sub>d</sub> :	Ganho em modo diferencial.

V <sub>BIO</sub> :	Tensão de biopotencial.
R <sub>ctrl-1</sub> e R <sub>ctrl-2</sub> :	Resistências de controle.
V <sub>ref</sub> :	Tensão de referência.
RV_a0 RV_an :	Resistências variáveis do banco de resistores.
V <sub>out</sub> :	Tensão de saída.
$A_0, A_1, A_2 e A_3$ :	Amplitude dos pontos de amostragem.
t <sub>AN</sub> :	Tempo genérico de amostragem.
$A_N$ :	Amplitude genérica de amostragem.
f <sub>a</sub> :	Frequência de amostragem.
W:	Velocidade angular (rad/s).
N :	Número de pontos amostrados.
RET :	Bloco retificador.
Control_Step2 :	Bloco de controle de amplitude.
A/D :	Conversor Analógico/Digital.
ASIC's :	Circuitos Integrados de Aplicação Específica.
CI :	Circuito Integrado.
VHDL_AMS :	Linguagem de Descrição de Hardware – Sistema Misto
	Analógico-Digital.
FPAA :	Field Programmable Analog Array.
FPGA :	Field Programmable Gate Array.
FPMA :	Field Programmable Mixed Array.
RRMC :	Razão de Rejeição em Modo Comum.
IMRR :	Razão de Rejeição em Modo Isolado.
CMRR <sub>f</sub> :	Razão de Rejeição em Modo Comum final.
QRS :	Parte do sinal de ECG.
PTAV's :	Potencial Tardio de Ação Ventricular.
DRL :	Driven Right Leg.

#### TRABALHOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS PELO AUTOR

- NEGRÃO, J.F.R.; NAVINER J.F, SILVA I.S. Circuit mixte d'inteface reconfigurable pour applications en instrumentation médicale. Journées nationales du réseau doctoral de microélectronique. In: JNRDM. France. 2006.
- NEGRÃO J. F. R. et al. Electromagnetic interference reduction by dynamic impedance balancing applied in biosensors. First Latin-American Conference on '. CLABIO; 2012. 6–9 November. Joinville, Brazil. 2012.
- NEGRÃO J. F. R. et al. Electromagnetic interference reduction by dynamic impedance balancing applied in biosensors. Journal of Physics.: IOP Conf. Ser. 407 012001. 2012.
- NEGRÃO J. F. R. et al. Redução da Interferência de Modo Comum dos Sinais Obtidos de Sensores Eletroresistivos Usando Balanceamento Dinâmico de Impedância. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automação, CBA, Pag. 1219-1226, Campina Grande, Brasil. 2012
- NEGRÃO J. F. R. et al. Electromagnetic interference reduction by dynamic impedance balancing applied in biosensors. 2013 Revista Brasileira de Engenharia Biomédica (RBEB). 2013.
- NEGRÃO J. F. R. et al. Collection of Engineering: Computer Application in Electrical Engineering. Nova Publisher, Series: Electrical Engineering Developmens Computer Science, Technology and Applications. <u>ISBN: 978-1-62417-394-3. 2013. Cap:</u> <u>5 and 6.</u>

#### **RESUMO**

A interferência eletromagnética causada pela linha de energia elétrica afeta negativamente os sinais de instrumentos eletrônicos, especialmente aqueles com baixos níveis de amplitude. Este tipo de interferência é conhecida como interferência de modo comum. Existem muitos métodos e arquiteturas utilizadas para minimizar a influência deste fenômeno de interferência em instrumentos eletrônicos, o mais comum dos quais é a utilização de filtros rejeita banda. Este trabalho apresenta: a análise, desenvolvimento, protótipo e teste de uma nova arquitetura de filtro com característica reconfigurável para instrumentos biomédicos e medição de dados de fluxo em fluido de alta complexidade, com objetivo de reduzir a interferência de modo comum e preservar as componentes do sinal útil na mesma faixa de frequência do ruído, utilizando a técnica de equilíbrio dinâmico de impedância. Além disso, este trabalho pode ser usado em qualquer sistema de medição que também sofra interferência na frequência da linha de alimentação (50/60 Hz, no Brasil e na França, 60 Hz nos Estados Unidos da América). Os blocos de circuitos foram modelados matematicamente e a função de transferência global do circuito fechado foi gerada. Em seguida, o projeto foi descrito e simulado na língua VHDL AMS e também em um software de simulação eletrônica, usando blocos de componentes discretos, com e sem realimentação. Após análise teórica dos resultados da simulação, um circuito protótipo foi construído e testado usando como entrada um sinal obtido a partir de eletrodos de ECG e Eletrodos Eletroresistivos. Os resultados experimentais do circuito condizem com os da simulação: uma redução de ruído de 98,7% foi obtida em simulações utilizando um sinal sinusoidal, e uma redução de 92% foi realizada utilizando eletrodos de ECG em testes experimentais. Os mesmos testes em eletrodos Eletroresistivos, obtendo o maior valor de 80,3% de redução (durante análise de 3 casos). Em ambos os casos, o sinal útil foi preservado. O método e a sua arquitetura pode ser aplicado para atenuar as interferências que ocorrem na mesma banda de frequência das componentes do sinal útil, preservando ao mesmo tempo estes sinais.

**Palavras-Chave:** Instrumentação Biomédica; Interferência Eletromagnética; Amplificadores de Instrumentação (AI's); Balanceamento dinâmico de Impedância; Sensores Resistivos.

#### ABSTRACT

Electromagnetic interference caused by the electric power line adversely affects the signals of electronic instruments, especially those with low amplitude levels. This type of interference is known as common-mode interference. There are many methods and architectures used to minimize the influence of this kind of interference on electronic instruments, the most common of which is the use of band-reject filters. This paper presents the analysis, development, prototype and test of a new reconfigurable filter architecture for biomedical instruments and measuring data of high complexity fluid flow, such as two phase flows, interference in the measurement circuit may affect the measured data, aiming to reduce the common-mode interference and preserve the useful signal components in the same frequency range as that of the noise, using the technique of dynamic impedance balancing. Also, any measurement system also suffers interference in the power line frequency (50/60 Hz in Brazil and France, 60Hz in United States of America). The circuit blocks were mathematically modeled and the overall closed-loop transfer function was derived. Then the project was described and simulated in the VHDL\_AMS language and also in an electronics simulation software, using discrete component blocks, with and without feedback. After theoretical analysis and simulation results, a prototype circuit was built and tested using as input a signal obtained from ECG electrodes and Resistivity Needle Probes. The results from the experimental circuit matched those from simulation: a 97.6% noise reduction was obtained in simulations using a sinusoidal signal, and an 86.66% reduction was achieved using ECG electrodes in experimental tests. In both cases, the useful signal was preserved. The method and its architecture can be applied to attenuate interferences, which occur in the same frequency band as that of the useful signal components, while preserving these signals.

**Keywords**: Biomedical Instruments; Electromagnetic Interference; Instrumentation Amplifier; Dynamic Impedance Balancing; Resistive Probe.

Em todos os ramos de atuação da Engenharia Elétrica, fenômenos de interferência afetam em maior ou menor intensidade, o funcionamento dos aparelhos eletroeletrônicos. Em geral, nos grandes centros urbanos, este problema torna-se mais evidente, devido à alta concentração das principais fontes de ruído elétrico. Interferências são definidas como "sinais espúrios que, durante o percurso de transmissão de um sinal - por exemplo, em telecomunicações - a este se superpõem, perturbando ou mascarando o seu entendimento (Ferreira, 2008)".

#### 1.1 PROBLEMATIZAÇÃO

Neste trabalho, será enfatizada a necessidade de combater o ruído eletromagnético agregado aos circuitos eletrônicos. Dois campos distintos do conhecimento foram escolhidos para demonstrar como estes sistemas são afetados por tais interferências.

No primeiro exemplo de aplicação, será abordado o estudo de sinal de Eletrocardiograma - ECG- (utilizado na instrumentação biomédica). O estudo do exame de um ECG, do ponto de vista eletrofisiológico, fornece inúmeras informações ao profissional médico, como a alteração dos batimentos cardiovasculares (aumento ou diminuição das frequências das pulsações do coração), que pode causar, desde a uma simples arritmia cardíaca, até a um infarto do miocárdio. Nestes casos, qualquer interpretação incorreta dos relatados resultados, causada por interferência eletromagnética, pode comprometer seriamente a saúde do paciente. Entre as formas e tipos de interferência que afetam os aparelhos médicos é possível destacar: interferência de origem biológica (como atividade muscular, vibração e movimento ventilatório dos pulmões); interferência oriunda dos instrumentos eletroeletrônicos (como aquecimento dos componentes, fontes de alimentação com isolamento elétrico inadequado, mau contato entre os eletrodos e a pele do paciente); interferência provocada por ruídos eletrocirúrgicos (que são ruídos gerados dentro das salas de operação, provenientes de instrumentos cirúrgicos); e finalmente, o ruído gerado pelo acoplamento elétrico da rede de energia elétrica (Kandaswamy et al., 2002). Este, e todos os outros tipos de ruídos são conhecidos como *interferências de modo comum* ( $V_{mc}$ ), que se agregam ao sinal útil, denominado sinal de *modo diferencial* ( $V_d$ ). Normalmente, a amplitude  $V_{mc}$  é muito maior que a amplitude  $V_d$ , entre os sinais pertencentes à banda de biopotencial, portanto o sinal de ECG tende a sofrer mais o efeito de  $V_{mc}$ , pois quanto maior o número de sensores (tal como um exame de ECG), mais vulnerável é o sinal ao ruído (Northrop, 2004).

Assim, como na Instrumentação Biomédica, os ruídos também estão presentes nos medidores eletrônicos de escoamento. O estudo de escoamentos é importante principalmente em sistemas multifásicos para mediação de velocidade de escoamento. No entanto, são usados para discriminação de fases gasosas, que apresentam comportamento variante ao longo do duto; tais fluidos são compostos por múltiplas fases ou substâncias como o petróleo (onde as fases presentes são óleo e gás), sendo que a atuação das forças aplicadas nos fluidos têm efeito direto, por exemplo, na medicina e na interação de fluxos entre diferentes fases (Angeli e Hewitt, 2000). Essa interação entre os fluidos constitui os chamados **padrões de escoamento**.

Existem inúmeros métodos de identificação de fases, onde os padrões de escoamento podem ser caracterizados (Rezende et al., 2008; Angeli e Hewitt, 2000; Dongjian et al., 2005). Ao exemplificarmos alguns erros introduzidos por sensores eletroresistivos (transdutores responsáveis pela aquisição dos sinais em meio multifásico), temos o erro de interpretação de tamanho e determinação da velocidade das diferentes fases. Este fato advém, principalmente, do ruído  $V_{mc}$  que aparece durante a passagem das diferentes fases de líquido e gás pelo sensor em estudo. Trabalhos foram propostos com o intuito de reduzir esta interferência (Angeli e Hewitt, 2000), destacando-se entre eles as propostas do aumento do número de sensores (Kim, et al., 2000) e do uso de fibras ópticas, ou ainda, a combinação entre diferentes métodos. Em relação ao uso de fibras ópticas, tal prática é limitada somente para aplicação em líquidos transparentes, enquanto que a adoção de múltiplos sensores melhora a resolução de cada fase como forma de análise multidimensional, além de poder ser usado, mesmo em meios translúcidos. De qualquer forma, o erro devido à interferência V<sub>mc</sub> permanece não negligenciável.

Os processos de eliminação de ruído eletromagnético são limitados, seja pela característica técnica e/ou pelo aspecto logístico do projeto (Manolakis, 2000; Junior, 2003). Existem inúmeras técnicas para a minimização de sinais indesejados, como por exemplo, o

uso de cabos de par trançado em redes de computadores; a utilização de cabos blindados eletromagneticamente em telecomunicações; um correto dimensionamento e posicionamento de antenas e o uso de filtros eletrônicos (Manolakis, 2000). O uso de filtros, sejam analógicos ou digitais, deve ser rigorosamente analisado e projetado (Junior, 2003), caso contrário eles podem, inclusive, destruir ou mascarar informações úteis do sinal sob estudo (Nunes, 2004).

#### 1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem por objetivo apresentar a análise matemática, desenvolvimento, prototipagem e testes de uma nova arquitetura de filtro, com aplicação em Instrumentação Biomédica e escoamentos multifásicos de fluidos, como outra forma de aproximação para redução do ruído eletromagnético. Resultados de testes com a nova arquitetura confirmaram a redução das interferências em modo comum e a conservação das componentes do sinal útil, através do princípio de balanceamento dinâmico de impedância.

#### 1.3 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

Esta Tese está dividida em capítulos, dispostos da seguinte forma:

<u>CAPÍTULO 2</u>: aborda a revisão bibliográfica e o estado da arte de sinais biomédicos, instrumentação eletrônica, filtros e sensores eletroresistivos. Neste capítulo são apresentados os principais sinais que compõem a banda de biomédica (Anexo B.3), assim como as principais interferências, mas enfatizando o impacto provocado pelas interferências  $V_{mc}$  em sinais de ECG, assim como em sensores eletroresistivos; exemplifica o motivo da utilização destes sensores em sistemas de medição de fase, e apresentando as dificuldades que acometem este tipo de circuito durante a medição de fração de vazio em escoamento (ou fração de vapor presente em um escoamento bifásico). Especifica ainda, como este tipo de circuito é influenciado pela interferência em modo comum (V<sub>mc</sub>).

<u>CAPÍTULO 3</u>: aborda a modelagem ideal e a simulação de um circuito, usando a plataforma mista (analógica/digital) de simulação eletrônica VHDL\_AMS (*AMS ADVANCE da Mentor Graphics*), além de apresentar o projeto de um protótipo, empregando modelos de componentes discretos existentes no simulador PROTEUS (*ISIS Professional v7.0*). Nesta

parte será detalhado o método de utilização de uma linguagem de descrição de *hardware* (VHDL\_AMS) para projetar um circuito misto, capaz de proporcionar a redução da interferência de  $V_{mc}$ , explicando o desenho (em diagrama de blocos), e a simulação do mesmo circuito, usando o simulador PROTEUS. Deste modo, comprova-se que o circuito poderia ser construído discretamente, relatando a sua aplicação prática.

<u>CAPÍTULO 4</u>: descreve a implementação de um circuito prático, com o aporte de todos os resultados teóricos dos capítulos anteriores, considerando os problemas encontrados e as soluções propostas. Usando circuitos integrados (CI's) e componentes discretos disponíveis no mercado de eletrônicos, construiu-se um protótipo dotado de uma parte analógica e de outra digital, construídos em placa de circuito impresso. Ensaios experimentais foram realizados e os resultados são apresentados em gráficos.

<u>CAPÍTULO 5</u>: aborda e discute os resultados obtidos através de simulações ou de ensaios experimentais com o protótipo, fazendo uma análise crítica dos objetivos propostos, das dificuldades encontradas durante o trabalho e dos resultados obtidos.

<u>CAPÍTULO 6</u>: este capítulo vem a concluir o trabalho de Tese em estudo, fazendo uma breve descrição do estado da arte, discutindo quais as necessidades e as razões motivadoras desta pesquisa, finalizando com a proposição de possíveis trabalhos futuros nesta linha de estudo, visando contornar ou minimizar a influência das interferências em modo comum principalmente as eletromagnéticas em sistemas que trabalhem com sinais de baixas amplitudes, como equipamentos biomédicos (biosinais) ou aplicados a sistemas multifásicos (eletroresistivos).

A concretização deste trabalho contou com o apoio financeiro das instituições ALBAN (*Programa Alßan "bolsas de estudo de alto nível para América Latina"*) e FADESPA (*Fundação de Amparo Desenvolvimento da Pesquisa*), e apoio logístico das instituições *Télécom ParisTech* e UFPA (Universidade Federal do Pará), através de um acordo de cotutela.

A instrumentação é "*a ciência que estuda técnicas e métodos para a observação e o controle de grandezas físicas de um sistema*" (Ferreira, 2008). A característica principal que diferencia um sistema de Instrumentação Biomédica de outros, é a fonte das grandezas físicas, que é tecido vivo ou que é aplicada ao tecido vivo. A grandeza, propriedade ou condição física que o sistema de instrumentação biomédica mede, é chamada de mensurando. As condições de acesso ao mensurando, através de estímulos, são de grande importância, porque este pode ser interno (pressão sanguínea), estar na superfície do corpo (biopotencial), ser emanado pelo corpo (radiação infravermelha) ou ser extraído de tecido (sangue ou biópsia). A maioria dos mensurandos médicos podem pertencer a uma das seguintes categorias: biopotencial; pressão; fluxo; dimensão; deslocamento; impedância; temperatura e concentrações químicas. Os instrumentos utilizados para a aferição dessas grandezas necessitam ser rigorosamente dimensionados (Schwanke, 2000), pois, dependendo da aplicação, como em implantes cocleares (Hersh, 2003), aparelhos respiratórios (Kandaswamy et al., 2002) ou aparelhos de **ECG** (Bulke e Gleeson, 2000), podem influenciar diretamente os resultados da análise, como forma de ruído ou interferência.

Um tipo de interferência, que pode afetar diretamente o resultado, é a interferência eletromagnética, que dá origem a uma tensão de modo comum  $V_{mc}$ , proveniente do acoplamento entre a rede elétrica e um equipamento eletrônico, não dependente da área de aplicação em que esse equipamento é utilizado. Exemplificando, temos a instrumentação eletrônica aplicada em medição de vazão de fluidos bifásicos, onde os sinais provenientes de sensores eletroresistivos são afetados por tensões  $V_{mc}$  captadas na saída do equipamento.

Neste capítulo, é apresentado o estado da arte sobre o assunto desta Tese. Na seção 2.1, fazemos um comentário sobre Engenharia Biomédica e uma breve descrição sobre sinais de biopotencial, enfatizando os sinais de ECG; na seção 2.2, discute-se as principais interferências que afetam esses sinais; na seção 2.3, além de definirmos o conceito de balanceamento de impedância, apresentamos alguns métodos usados para combater essas interferências. Na seção 2.4, define-se como algumas arquiteturas de Amplificadores de

Instrumentação (AI's) podem influenciar os valores de Razão de Rejeição em Modo Comum **RRMC**<sup>1</sup> (do inglês **CMRR**) (seção 2.5); e/ou o uso de filtros (na seção 2.6) pode vir afetar a mensuração de um sinal em aplicações específicas em Instrumentação Biomédica. Na seção 2.7, são realizadas definições iniciais do estudo de fluidos em sistemas multifásicos e suas principais aplicações. Entre elas: os métodos de identificação de padrões de escoamento; definição de sensor eletroresistivo, seu funcionamento básico e as principais fontes de erro de que são acometidos (principalmente a eletromagnética); descrição dos principais métodos de calibração do sistema; abordagem e descrição de um experimento usando o princípio da técnica eletroresistivo em vazão de escoamentos bifásicos, indicando quais as ferramentas adotadas e apresentando os resultados alcançados.

## 2.1 ENGENHARIA BIOMÉDICA E SINAIS DE BIOPOTENCIAL

A Engenharia Biomédica é uma das vertentes do conhecimento direcionadas à área da Medicina e das tecnologias médicas (Texas Instruments, 2004). Ela é multidisciplinar, contando com conhecimentos oriundos das Engenharias, da Matemática, da Física, da Química e de todas as outras áreas da Biologia e, inclusive, das Ciências Humanas.

Esta Tese de Doutorado também enquadra-se na área de Engenharia Biomédica, pois utiliza os sinais elétricos provenientes da excitação das células (sinais de biopotencial) para o estudo e aperfeiçoamento de instrumentos eletrônicos usados na redução das interferências de modo comum ( $V_{mc}$ ) (Silva, 2003).

Os sinais de biopotencial resultam de diferenças nas concentrações iônicas dentro e fora das células, quando essas células são excitáveis. Esses sinais podem ser usados como meio de informação para o estudo de funções normais ou patológicas dos órgãos humanos (Tarvainem et al., 2001; Wang et al., 2002; Clancy et al., 2002; Valchinov e Pallikarakis, 2004). Os referidos sinais apresentam níveis de amplitude muito baixos (µV a mV) (Berbari, 2000) e estão situados em uma faixa de frequência de DC a 3000 Hz, podendo ser

 $<sup>^1</sup>$  Uma boa definição para o RRMC seria a propriedade que um amplificador tem de rejeitar ou atenuar sinais idênticos aplicados simultaneamente em suas entradas ( $V_{mc}$ ).

classificados como: eletrocardiograma (ECG), eletroencefalograma (EEG), eletromiograma (EMG), eletrooculograma (EOG) (Anexo B.3) (Bulke, 2000).

#### ESTUDO DE ALGUMAS CARACTERISTICAS INERENTES AOS SINAIS DE ECG

Os médicos, quando estudam os sinais de biopotencial, procuram encontrar certas características (ou anomalias), que normalmente não deveriam estar presentes ou que não são inerentes ao biosinal em estudo; e a partir desta análise, levantam hipóteses e argumentos como forma de atacar e solucionar essas anomalias que acometem os sinais de ECG. A função deste trabalho não é analisar todo o espectro de biopotencial (Anexo B.3), mas somente a banda de eletrocardiograma (ECG).

O ECG registra a atividade elétrica do coração relacionada à ação do músculo cardíaco, gerando correntes elétricas que, à medida que se disseminam pelos tecidos que circundam o coração, também se propagam até a superfície do corpo em uma pequena proporção. Através do uso de eletrodos, colocados em pontos predeterminados conhecidos como derivações, é possível o registro desses sinais, através do exame de ECG (Figura 2.1). O eletrocardiograma é composto por três ondas principais: P, complexo QRS e onda T. O complexo QRS é composto por outros três segmentos de onda (Q, R e S) (Northrop, 2004). A faixa de frequência do sinal de ECG está situada entre 0,05 a 150 Hz.



Valores Normais de Amplitude e Duração de Parâmetros de ECG

Amplitude:	Onda P         0.25           Onda R         1.60           Onda Q         25%           Onda T         0.1 a	mV <b>Despolarização Atrial</b> mV da onda R 0.5 mV Repolarização Ventricular
Duração:	Intervalo P-R Intervalo Q-T Segmento S-T Intervalo onda P Intervalo QRS	0.12 a 0.20 seg 0.35 a 0.44 seg 0.05 a 0.15 seg 0.11 seg 0.09 seg Despolarização Ventriculai

Figura 2.1 - Forma de onda de um sinal de ECG normal.

Fonte: (Adaptado de Northrop, 2004).

O estudo do sinal de ECG (do ponto de vista eletrofisiológico) fornece aos médicos inúmeras informações, que irão auxiliá-los na melhor forma de tratamento de uma enfermidade. Dentre elas estão os distúrbios de ritmo cardíaco, como: distúrbios somente de frequência: taquicardias e bradicardias sinusais que significam, respectivamente, aumento ou diminuição dos batimentos cardíacos; distúrbios primários da ordem de ativação: mudanças de marcapasso dominante ou bloqueio de condução, significando que o nodo sinusal, que marca o passo natural do coração, começa a "desafinar", levando a necessidade de implante de um marcapasso artificial; arritmias cardíacas: extrassístoles, *flutter* e fibrilação, que são batimentos desordenados; e infarto do miocárdio: que é a interrupção ou má irrigação do sangue para uma área específica do coração.

## 2.2 PRINCIPAIS TIPOS DE INTERFERÊNCIA QUE GERAM OS DISTURBIOS

São várias as origens e os tipos de acoplamento que geram interferências (Figura 2.2), que afetam, por exemplo, os aparelhos médicos; variando desde a descargas elétricas, até a ruídos de origem mecânica ou elétrica, gerando distúrbios em exames de ECG. As principais interferências que afetam a banda de biopotencial (Anexo B.3) são de **origem biológica**, **instrumental ou eletromagnética** (Figura 2.3). Esses sinais elétricos indesejáveis podem aparecer nos terminais de entrada de qualquer dispositivo eletrônico, e podem ter origem externa (Figura 2.4), como em linhas de transmissão (ondas eletromagnéticas), ou origem interna (Figura 2.5), como na própria junção ou interligação dos componentes (Kandaswamy, 2002). A seguir, serão enfatizadas as principais fontes de interferência: biológica, instrumental e eletromagnética (Kandaswamy, 2002; Barbosa, 2003; Bulke, 2000).



Figura 2.2 - Tipos de acoplamento.

Fonte: (Cassiolato, 2014).

Sendo que:

- Acoplamento condutivo representa a interferência causada pela impedância comum;
- Acoplamento capacitivo é interferência causada pelo campo elétrico;
- Acoplamento indutivo interferência causada pelo campo magnético;
- Indução eletromagnética (EMI) é interferência causado devido ao campo eletromagnético.

2.2.1 Interferências de Origem Biológica

As interferências de origem biológica são provenientes da própria atividade celular. Entre elas destacam-se:

 a) Atividade muscular (ruído eletromiográfico): gera potenciais elétricos (mV) com componentes de frequência na faixa de 20 Hz a 2500 Hz. Por exemplo, os potenciais tardios de ação ventricular (PTAV's), provenientes de regiões lesadas do organismo (Barbosa, 2003), contêm componentes de frequência entre 25 e 30 Hz. Isso significa que o aumento na atividade muscular causa um aumento da quantidade de energia na região acima de 40 Hz, portanto na faixa do espectro de batimento cardíaco.

- b) Vibração: devido ao posicionamento do eletrodo de captação próximo ao ápex (extremidade do coração), desencadeando interferência periódica (ou quase periódica) não estacionária de segunda ordem, sincronizada ao batimento. Roncos podem causar essas vibrações dos eletrodos, provocando ruídos.
- c) Movimento ventilatório: provoca afastamento e aproximação dos eletrodos de captação, localizados na superfície do tórax.

#### 2.2.2 Interferências de Origem Instrumental

As interferências de origem instrumental são causadas pelos próprios circuitos internos dos aparelhos médicos, ou por outros aparelhos próximos, como por exemplo:

- a) Aquecimento: provoca flutuações da linha de base, aparecimento de energias espúrias e/ou alteração da resposta em frequência do equipamento;
- b) Fonte de alimentação: circuito de alimentação mal projetado, o que leva a um isolamento elétrico inadequado e à presença de ruídos da rede elétrica (50 ou 60 Hz), que podem contaminar o sinal.
- c) Mau contato: falta de um contato efetivo e permanente do eletrodo com a região da pele, ocasionado principalmente pelo ressecamento da pele no local de implantação do eletrodo, ou por movimento involuntário do paciente (Degen e Jackel, 2008).
- d) Ruído eletrocirúrgico: causado por bisturi elétrico, capaz de destruir completamente o sinal de ECG. É representado por uma onda senoidal de grande amplitude (Bulke, 2000);
- e) Ruído no eletrocardiograma fetal: tipo de ruído que interfere na visualização dos batimentos cardíacos do feto, e é causado pelos batimentos cardíacos da mãe, que normalmente são de amplitude duas vezes maior que os do feto (Barbosa, 2003).

#### 2.2.3 Interferência de Origem Eletromagnética em Biomédica

A interferência causada pelo campo eletromagnético (EMI), gerado pela rede de energia elétrica, é o principal fator que leva a ineficácia dos filtros de ruídos em modo comum  $V_{mc}$  (Chimeno e Areny, 2000; Yamamoto et al., 2000). Esta característica se agrava quando existe a necessidade de uso de múltiplos biosensores (Bulke, 2000; Prutchi e Norris, 2004; Northrop, 2004). Na Figura 2.3, é possível visualizar a modelagem de todas as interferências eletromagnéticas que incidem no conjunto homem, sensores e instrumentos eletrônicos, durante a mensuração de um sinal de ECG.



Figura 2.3 - Interferências causadas pelo campo eletromagnético da rede de energia.

Fonte: (Silva, 2003).

Sendo que:

- C<sub>c1</sub> e C<sub>c2</sub> modelam as interferências da rede elétrica nos cabos de medição;
- Ce1 e Ce2 modelam interferências da rede elétrica nos eletrodos e conectores;
- C<sub>P</sub> modela a interferência da rede elétrica sobre o paciente;
- C<sub>b</sub> é o modelo de acoplamento capacitivo entre paciente e terra;
- Z<sub>e1</sub>, Z<sub>e2</sub> e Z<sub>e3</sub> são as impedâncias dos eletrodos;
- Z<sub>C1</sub> e Z<sub>C2</sub> são as impedâncias de entrada em modo comum;
- Z<sub>ISO</sub> e SW\_Isolamento representam a impedância e a chave de isolamento do equipamento, respectivamente;

- C<sub>s</sub> é o modelo da interferência ocasionada pela fonte de alimentação interna do equipamento (pode ser negligenciada se o circuito for alimentado por baterias);
- i<sub>P</sub>, i<sub>e1</sub>, i<sub>e2</sub>, i<sub>c1</sub>, i<sub>c2</sub> e i<sub>S</sub> são correntes de interferência que circulam, em sua maior parte, através dos eletrodos até o paciente e do paciente ao referencial de terra através de C<sub>b</sub>.

#### 2.2.4 Interferência de Origem Eletromagnética em Linhas de Dados

A interferência causada pela EMI, em uma linha supostamente equilibrada de dados é modelado como na Figura 2.4. Este acoplamento pode vir a perturbar (interferir) em sinais que trafegam entre um mesmo trecho de circuito ou entre diferentes módulos do sistema.



Figura 2.4 - Interferência EMI em linhas de dados.

Fonte: (Adaptado de Internet, 2005).

Sendo que:

- R<sub>s</sub> representam as impedâncias de entrada da linha;
- R representam as resistências de polarização do AOP;
- C modela a interferência da rede elétrica sobre os cabos.

2.2.5 Interferência devido a Impedância de Terra em Modo Comum

Normalmente conhecido como "**acoplamento de impedância em modo comum**", trata-se de um dos principais problemas de realimentação de terra em acoplamento capacitivo,

gerando uma instabilidade no sistema. Na Figura 2.5, observamos o surgimento do laço ABCD; onde a corrente induzida no sistema (i<sub>g</sub>), conhecida como "**corrente de realimentação de terra**" produz um diferencial com o fio terra de resistência não negligenciável, essa diferença de potencial aparece, efetivamente, como uma fonte de tensão em cada uma das duas linhas de sinal (Internet, 2005 e Cassiolato, 2014). Como a RRMC da arquitetura é finita, então uma componente desta tensão aparece somada ao sinal diferencial, e será reproduzido (amplificado) pelo sistema seguinte, neste caso um amplificador diferencial.



Figura 2.5 - Acoplamento da impedância de terra em modo comum.

Fonte: (Adaptado de Internet, 2005).

Sendo que:

i<sub>g</sub> e i'<sub>g</sub> representam, respectivamente a corrente de terra e corrente remanescente de terra.

A causa mais comum de  $(i_g e i'_g)$  é a conexão de um sistema de dois, ou mais pontos de terra (A, B, C e D) de diferentes potenciais.

Mesmo que não haja impedância de acoplamento comum (neste caso, a linha é considerada flutuante) as correntes de terra ainda podem entrar no circuito. O fio, mesmo que blindado, pode atuar como primário de um transformador, enquanto as linhas de sinal atuariam como secundários. Neste caso, se o campo magnético a partir da blindagem do fio não for exatamente uniforme, então uma tensão diferencial de ruído aparecerá entre os pares de sinal que será amplificada como se fosse um sinal verdadeiro (ou sinal útil). Este efeito é muitas vezes chamado de "**corrente induzida por ruído** (CIN)".

Portanto, existem dois efeitos principais para se proteger contra acoplamento eletrostático: um é o surgimento de tensões indesejadas, seja via acoplamento magnético ou correntes da malha de terra; outro é a Interferência Eletrostática que pode ser representado por fontes de correntes nominais, ambos ligados a linhas de sinal; estas só serão, efetivamente, canceladas se as impedâncias das linhas para a terra forem iguais, e/ou através do uso do fator de rejeição (RRMC) de valor elevado (Berbari, 2000).

As duas principais ações contra acoplamento eletrostático ou interferência eletromagnética são: **uso de blindagens físicas** ou **adoção de circuitos com baixa impedância**. Ou, quando se trata de interferência em cabos (ou linhas de transmissão) podemos usar a técnica de minimização da área física entre os dois fios de sinal, geralmente girando-os firmemente entre si, o que provoca um auto cancelamento de suas fases ou tentar aumentar a RRMC.

Um método prático para minimizar as fontes de ruídos consiste em fazer um bom aterramento do próprio circuito, e dos circuitos pertencentes ao mesmo ambiente. No caso dos circuitos integrados (CI's) com Amplificadores Operacionais (AOP), que geralmente têm alimentação simétrica, uma proteção consistiria em introduzir um capacitor de baixo valor (em torno de 0,1  $\mu$ F) entre o terra e a alimentação do CI; esses capacitores funcionam como capacitores de passagem para as correntes parasitas, normalmente de alta frequência (Sedra, 2000). Existem outros métodos, porém este trabalho abordará o método do balanceamento dinâmico de impedância para redução da tensão de modo comum (V<sub>mc</sub>) devido a EMI, mas antes é necessário compreender o conceito de "Balanceamento de Impedância".

#### 2.3 CONCEITO DE BALANCEAMENTO DE IMPEDÂNCIA

Define-se como balanceamento de impedância, o grau de simetria (em termos de impedância) existente entre dois ou mais circuitos, ou entre diferentes partes de um mesmo circuito. Quando esta relação de simetria não existe, então o circuito é dito **desbalanceado**. O termo *"fator de atenuação"* mede o grau de divergência, em relação à simetria elétrica ideal, do sistema em questão.

15

Fator de atenuação por desbalanceamento "*Measure of Commom Mode Supresion*", ou também conhecida como **medida de simetria**, mensura o grau de divergência em relação à simetria elétrica ideal de uma estrutura constituída de forma simétrica as suas imediações.

Entradas e saídas simétricas têm sido usados frequentemente em circuitos eletrônicos. No entanto, alcançar um balanceamento prático e equilibrado nunca é simples. Por exemplo, em sistemas de áudio, uma saída não é totalmente balanceada -Figuras (2.4 e 2.5)- na verdade, o sistema tem um terminal de saída configurado como uma entrada, com cancelamento do nível de terra. Apesar de sua natureza não balanceada, uma saída com cancelamento do nível de terra pode se tornar uma realimentação na entrada não balanceada; mesmo considerando que a entrada ainda funcione em equilíbrio ou balanceado.

O desbalanceamento é um dos fatores que levam ao aumento do ruído em circuitos eletrônicos, o qual se agrava quando o equipamento está sob ação direta, principalmente, da **Interferência Eletromagnética**, ou EMI (Yamamoto et al., 2000). Esse e outros ruídos podem ser atenuados usando diversas técnicas, algumas eletrônicas e outras físicas: uma delas, a mais usual, é o aumento da Razão de Rejeição em Modo Comum (RRMC ou CMRR em inglês) do circuito de tratamento do sinal (Spinelli et al., 2004); outra seria envolver os cabos entrelaçados de dados por uma malha de metal externa, além do uso de filtros rejeita faixa de ordem elevada (Spinelli et al., 2004; Spinelli et al., 2006; Degen e Jackel, 2004).

O Balanceamento eletrônico tem muitas vantagens em relação ao físico, como: eliminação de ruído e interferências; formação de interconexão equilibrada; baixo custo; tamanho e peso reduzidos; frequência de trabalho superior; boa resposta em frequência a transientes, além de evitar problemas de linearidade em baixa frequência como também o aparecimento de níveis de terra desconhecidos, evitando com isso a introdução de fios de ligação física ao ponto de terra físico. O que na maioria das vezes é mais que suficiente para a maioria das aplicações profissionais.

O Balanceamento físico (usando transformadores ou malhas de proteção) tem algumas vantagens próprias, especialmente: para o trabalho em ambientes de rádio frequência (RF) e/ou em ambientes com cargas eletromagnéticas, isso porque os transformadores são à prova de interferência eletromagnética. Mesmo nesses casos ele mantém constante seu desempenho em RRMC, além de não consumirem energia extra, mesmo em níveis de sinais elevados.

Infelizmente, este tipo de balanceamento também gera distorção em baixa frequência (LF), têm problemas de resposta em alta frequência (HF) devido à reatância de dispersão e capacitância distribuída, além de serem pesados e caros (Cassiolato, 2014).

#### MEDIDAS, METODOS E TECNICAS PARA REDUÇÃO DO DESBALANCEAMENTO

Não existe um método específico para medida de desbalanceamento, como já comentado nas seções anteriores. Por exemplo, em telecomunicações, as perdas de intensidade dos sinais devidas ao desbalanceamento em cabos ou terminais telefônicos, também conhecidas como "**perda por desbalanceamento longitudinal - BAL**", são mensuradas segundo normas de controle de qualidade, como a norma 473 da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). Segundo Volpato e Magalhães (Volpato e Magalhaes, 2009), através deste parâmetro, o valor calculado do desbalanceamento em cabos de telecomunicações fica em torno de 19,7061 dB (BAL = -19,7061 dB). Esse valor de desbalanceamento tende a aumentar com o aumento da distância entre os transdutores de entrada e os circuitos de recepção e tratamento do sinal.

Outras técnicas já haviam sido apresentadas para combater este aumento de ruído devido ao desbalanceamento, tais como: Degen e Jackel (2008), atuando em bioeletrônica, que propuseram a redução do desbalanceamento provocado pelo desacoplamento do sensor da pele de um paciente, através do monitoramento de uma tensão de referência gerada pelo circuito de realimentação negativa (*driven-right-leg*, DRL); enquanto que Spinelli (Spinelli et al. 2004) propôs o uso de uma nova arquitetura de instrumentação com supressão de nível DC (tópico 2.4.4); em outro artigo, Spinelli (Spinelli et al. 2006), atuando no mesmo desbalanceamento citado por Degen e Jackel, utilizou um circuito com um AI e um filtro passa-baixa, além de cabos blindados e par trançado, atuando diretamente na redução da RRMC. Ou a proposta de AI apresentada por Dobrev e Daskalov (Dobrev e Daskalov, 2009), com a qual eles obtiveram uma redução da amplitude de  $V_{mc}$  em torno de 200 vezes, quando usado um sinal de eletrocardiograma (Figura 2.6). O gráfico superior representa o ruído V<sub>mc</sub> (senoidal de 50 Hz) e o inferior, o sinal diferencial, antes e depois do balanceamento (Figuras 2.6(a) e 2.6(b)), respectivamente.


Figura 2.6 - Sinal de ECG influenciado por ruído  $v_{mc}$ , sem balanceamento (a) e com balanceamento (b).

Fonte: (Dobrev e Daskalov, 2009).

# 2.3.1 Primeiro Método (Físico)

O método físico de redução de V<sub>mc</sub> leva em consideração cinco possibilidades:

- O terminal de referência é conectado ao terra (acoplamento de impedância), nesse caso, tanto o circuito como os pacientes estão sem isolamento elétrico;
- O terminal de referência não é conectado ao terra (terra flutuante): provoca uma redução da V<sub>mc</sub>, e neste caso é essencial que a **Razão de Rejeição em** Modo Isolado (RRMI) seja mantida entre os valores de 120 e 150 dB (Berbari, 2000);
- 3) Isolamento dos cabos pelo uso de malhas metálicas entrelaçadas;
- Isolamento óptico (analógico ou digital) do circuito em relação ao resto do sistema.

# 2.3.2 Segundo Método (Eletrônico)

O método eletrônico leva em consideração três casos:

- Amplificadores de Instrumentação (AI's) com alta impedância de entrada; na prática, o mínimo valor para provocar a redução de V<sub>mc</sub> deve ser de 1 MΩ, mas o valor ideal é de 80 MΩ (Bulke, 2000);
- 2) Utilização de circuitos *Driven Right Leg* (DRL) no terminal de referência. Essa configuração vai impor ao paciente a mesma tensão de referência do AI (Silva, 2003), criando um caminho de baixa impedância entre o paciente e a referência terra. Obtém-se, assim, uma redução de V<sub>mc</sub> em torno de 10 a 50 dB. No entanto, em certas situações clínicas (como em ECG), esse método não é indicado, pois coloca o paciente em risco de choque elétrico;
- Filtros rejeita-faixa (FRF) especificamente construídos para aplicações onde a eliminação da componente de 50 ou 60 Hz não representaria um problema no projeto.

### 2.4 ARQUITETURAS DE AMPLIFICADORES

Existem inúmeras arquiteturas de amplificadores direcionados a redução de interferência em modo comum. Normalmente, um amplificador é formado por dois ou mais Amplificadores Operacionais AOP (Fiore, 2001), cuja forma de configuração vai depender da aplicação desejada, o que pode variar com uso da topologia elementar, com apenas um ou mais amplificadores operacionais, passando com o uso de Amplificadores de Instrumentação (AI's), arquitetura com supressão de nível DC até o uso da técnica "*chopper*" conhecidos como amplificadores de diferencial de diferença (*Differential Difference Amplifier* **DDA**) (Huang e Oberle, 2000).

### 2.4.1 Amplificador Operacional

O modelo simplificado de um amplificador operacional AOP real é apresentado na Figura 2.7.



Figura 2.7 - Modelo do amplificador operacional real simplificado.

### Sendo que:

- V<sub>a</sub> e V<sub>b</sub> representam as tensões nas entradas, inversora e não inversora, respectivamente;
- Ib1 e Ib2 representam as correntes de polarização;
- Vos tensão de *offset* de entrada;
- R<sub>i</sub> resistência de entrada;
- Avo ganho de tensão em circuito aberto;
- V<sub>d</sub> tensão diferencial;
- R<sub>d</sub> resistência diferencial equivalente;
- V<sub>0</sub> tensão na saída.

Entre as principais imperfeições ou limitações de um AOP real, que gera ou afeta o desbalanceamento natural do circuito, citamos a não-linearidade da arquitetura de amplificação, como as características de entrada, entre elas: **impedância de entrada**; **impedância diferencial**; **impedância de modo comum**; **tensão de** *offset* **de entrada**; **corrente de polarização e variação da tensão de entrada**.

# 2.4.1.1 Impedância de entrada (Ri)

A impedância de entrada R<sub>i</sub> é visualizada na entrada do AOP (Figura 2.7). Além de R<sub>i</sub> o modelo possui um estágio diferencial em sua entrada (Figura 2.8), conhecido como estágio de amplificação diferencial, e que devido a esse estágio, outras características importantes do AOP, como a própria impedância de entrada juntamente com a razão de rejeição em modo comum RRMC influenciarão na rejeição ao ruído. O estágio em questão também é conhecido como impedância de entrada diferencial, pois está relacionada à tensão diferencial e impedância de entrada em modo comum ou tensão de modo comum, Figura 2.7.

# 2.4.1.2 Impedância de entrada diferencial (Z<sub>d</sub>)

O valor da impedância de entrada diferencial, na prática, depende da tecnologia usada para construir o AOP. Se forem usados transistores bipolares, ela fica entre algumas centenas de k $\Omega$  e algumas dezenas de M $\Omega$ ; no entanto se a tecnologia for JFET, a impedância fica em torno de 10<sup>12</sup> $\Omega$  e se for MOSFET esse valor é mais elevado ainda 10<sup>15</sup> $\Omega$  (Sedra, 2000).

# 2.4.1.3 Impedância de modo comum (Z<sub>mc</sub>)

A impedância  $Z_{mc}$  apresenta também um valor muito elevado, pelos mesmos motivos citados anteriormente para o bloco de impedância diferencial. Utilizando como exemplo o AOP não inversor da Figura 2.8, o procedimento para encontrar as impedâncias de entrada  $Z_{in}$  e saída  $Z_{out}$  são descritas em seguida.



Figura 2.8 - Modelo da impedância do AOP, realimentado.

Sendo que:

- V<sub>d</sub> representa a tensão diferencial na entrada;
- R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>d</sub>, R<sub>c</sub> e R<sub>o</sub> representam as resistências de polarização interna do AOP;
- Ib<sub>1</sub>, I<sub>b2</sub>, I<sub>n,0</sub>, I<sub>p,0</sub> representam as correntes de polarização;

- C<sub>C</sub> representam os capacitores de acoplamento.

Para efeito de cálculo considerou-se que: as correntes  $I_p$  e  $I_n$  são diferentes de zero e elas podem ser decompostas em fontes de tensão dependente das correntes  $I_{p,o}$  e  $I_{n,o}$ , da impedância diferencial  $Z_d$  (Equação 2.1) e da impedância em modo comum  $Z_{mc}$  (Equação 2.2), onde podem ser visualizadas como nas equações (Equações 2.1 a 2.4).

$$Z_d \equiv \frac{\partial V_d}{\partial I_p} \tag{2.1}$$

$$Z_{mc} \equiv \frac{\partial Vc}{\partial \left(I_p + I_n\right)} \tag{2.2}$$

Para o cálculo de Z<sub>in</sub> (Equação 2.3), considerou-se que V<sub>in</sub> = V<sub>b</sub> e V<sub>a</sub> = 0. Supõem-se que  $(2.R_c \gg (R_1//R_2))$  para uma frequência (f=0), então temos:

$$Z_{in} = \left(\frac{\partial V_{in}}{\partial I_p}\right)_{f=0} = \frac{1}{\frac{1}{2.R_c} + \frac{1}{(R_1 / R_2) + R_d \frac{A_{vo}}{A_{vf}}}}$$
(2.3)

Sendo que:

- Avo representa o ganho sem realimentação;
- Avf representa o ganho com realimentação.

Onde o ganho Avf é dado pela Equação 2.4:

$$A_{vf} = \frac{A_{vo}}{1 + A_{vo} \cdot B} = \frac{A_{vo}}{1 + A_{vo} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)}$$
(2.4)

Sendo que:

- B representa o circuito de polarização externa do AOP.

## 2.4.1.4 Tensão de *ofsset* de entrada (Vos)

A tensão de *ofsset* de entrada V<sub>os</sub> (Figura 2.7), é um dos principais problemas do AOP. Esta não idealidade do AOP, deve-se essencialmente em função do descasamento do par diferencial de entrada do AOP. Esse desbalanceamento provoca o aparecimento de uma tensão na saída diferente de zero volts, mesmo se as entradas ( $v_a \ e \ v_b$ ) estiverem aterradas (sem sinal). Ou seja, a função de transferência é representada pela Equação (2.5)

$$V_o = A_{vo} \cdot (V_d + V_{os}) \tag{2.5}$$

## 2.4.1.5 Corrente de polarização de entrada (I<sub>B</sub>)

A corrente de polarização de entrada  $I_B$ , representa a média das correntes de entrada, em função de  $i_{b1}$  e  $i_{b2}$ . Elas são de valores próximos e diferentes de zero ( $I_{b1} \approx I_{b2} \neq 0$ ) e são representadas pela Equação 2.6. Essa desigualdade é devido ao par diferencial de entrada.

$$I_B = \frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} \tag{2.6}$$

Um exemplo de amplificador comercial AOP (CA 741) com um valor típico de ( $I_B=80$  nA), ainda, é considerado indesejável, principalmente quando usado para aplicações em medidas de sinais de biopotenciais (Fiore, 2001). Na prática, para se minimizar a interferência de  $I_B$ , usam-se os componentes externos, como as resistências, para manter o circuito polarizado.

## 2.4.1.6 Variação da tensão de entrada

A variação da tensão de entrada é a mínima e a máxima tensão possível usada na entrada do AOP. Elas permitem que o amplificador funcione dentro dos parâmetros lineares, e esses parâmetros vão depender, diretamente, da tecnologia usada para construir o bloco diferencial e o bloco de alimentação do AOP.



Figura 2.9 - Amplificador diferencial.

Sendo que:

- V<sub>e1</sub> e V<sub>e2</sub> representa as tensões na entrada diferencial;
- R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> e R<sub>4</sub> representam as resistências de polarização do AOP;
- Vo tensão na saída.

Para análise, considerou-se que o AOP da Figura 2.9, seja ideal, como tal ele deve obedecer as seguintes propriedades:

- Ganho em tensão diferencial infinito;
- Ganho em modo comum nulo;
- Impedância de entrada infinita.

As equações (Equação 2.7 a 2.28) serão usadas para descrever todas as propriedades inerentes ou que norteiam o funcionamento de um AOP, como da Figura 2.9. Aborda-se, inicialmente, o cálculo do ponto de divisor de tensão na entrada não inversora  $V_{e+}$  (Equação 2.7):

$$V_{e+} = V_{e1} * \frac{R_4}{R_3 + R_4} \tag{2.7}$$

Calculo do divisor de tensão na entrada inversora V<sub>e-</sub> (Equação 2.8):

$$V_{e-} = \frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_{e2} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$
(2.8)

Para efeito de cálculo, ainda considerando perfeito o AOP da Figura 2.9, então poderemos afirmar que ( $V_{e+} = V_{e-}$ ), onde obteremos as Equações (2.9, 2.10 e 2.11):

$$\frac{V_o \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_{e2} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_{e1} * \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$
(2.9)

$$V_{o} = \frac{\frac{1}{R_{1}} \cdot (R_{1} + R_{2})}{\frac{1}{R_{4}} \cdot (R_{3} + R_{4})} * V_{e1} - \frac{R_{2}}{R_{1}} * V_{e2}$$
(2.10)

$$V_{o} = \frac{1 + \frac{R_{2}}{R_{1}}}{1 + \frac{R_{3}}{R_{4}}} * V_{e1} - \frac{R_{2}}{R_{1}} * V_{e2}$$
(2.11)

Supondo que as resistências estão rigorosamente balanceadas, temos que o ganho diferencial (A<sub>vdo</sub>) é dada pela Equação (2.12):

$$A_{vdo} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$
(2.12)

Então, substituindo ganho em modo diferencial  $A_{vdo}$  na Equação (2.5), e realizando as devidas transformações, obtemos a Equação (2.13):

$$V_o = A_{vdo} * (V_{e1} - V_{e2})$$
(2.13)

Lembrando que a equação (2.13) representa a função de transferência genérica de um amplificador diferencial, e pode ser escrita em função das equações (2.14, 2.15 ou 2.16):

$$V_o = a^* e_1 + b^* e_2 \tag{2.14}$$

$$V_{0} = \left(\frac{a-b}{2}\right) \cdot \left(e_{1}-e_{2}\right) + \left(a+b\right) \cdot \left(\frac{e_{1}+e_{2}}{2}\right)$$
(2.15)

$$V_0 = A_{vd} \cdot V_d + A_{vmc} \cdot V_{mc}$$
(2.16)

Levando em consideração o resultado da Equação (2.7) e supondo que as resistências estejam perfeitamente balanceadas e mesmo que exista uma variação de tolerância dos resistores representados por:  $R_1=r(1+\Delta)$ ,  $R_2=R(1-\Delta)$ ,  $R_4=R(1+\Delta)$ ,  $R_3=r(1-\Delta)$ .

Onde:

- R, r valor nominal das resistências;
- $-\Delta$  tolerância em torno do valor nominal.

Substituindo a variação das resistências em função dos coeficientes da Equação (2.12), e considerando essa variação de tolerância muito pequena, por exemplo, entre 0 e 5%, então é possível afirmar que existe uma relação de variação das resistências representada por ( $K_1$  e  $K_2$ ) na Equação 2.17:

$$\begin{cases} K_1 = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R.(1-\Delta)}{r.(1+\Delta)} \approx A_{vdo}.(1-2\Delta) \\ K_2 = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R.(1+\Delta)}{r.(1-\Delta)} \approx A_{vdo}.(1+2\Delta) \end{cases}$$

$$(2.17)$$

Substituindo o resultado da Equação (2.17) na Equação (2.11), obtemos as Equações (2.18 e 2.19):

$$V_o = a^* e_1 + b^* e_2 \tag{2.18}$$

$$V_o = \frac{1+K_1}{1+\frac{1}{K_2}} * V_{e1} - K_1 * V_{e2}$$
(2.19)

Então, comparando as Equações (2.15 e 2.16) é possível afirmar que o ganho diferencial  $A_{vd}$  é dado pela Equação (2.11), e o ganho em modo comum ( $A_{vmc}$ ) pela Equação 2.23:

$$A_{vd} = \frac{1}{2}(a-b)$$
(2.20)

$$A_{vd} = \frac{1}{2} \left( \frac{K_1 + K_2 + 2K_1 \cdot K_2}{K_2 + 1} \right)$$
(2.21)

$$A_{vmc} = (a+b) \tag{2.22}$$

$$A_{vmc} = \frac{K_2 - K_1}{K_2 + 1}$$
(2.23)

Expressando as Equações (2.21 e 2.23) em função das variáveis da Equação 2.17, levando-se em consideração o desprezo dos termos tolerância ( $\Delta$ ) de segunda ordem, temos as novas equações representativas dos ganhos A<sub>vd</sub> (Equações 2.24 e 2.25) e A<sub>vmc</sub> (Equação 2.27), respectivamente representadas pelas Equações (2.26 e 2.28):

$$A_{vd} = \frac{1}{2} \left( \frac{A_{vdo}(1-2\Delta) + A_{vdo}(1+2\Delta) + 2A_{vdo}^{2}(1-2\Delta)(1+2\Delta)}{1+A_{vdo}(1+2\Delta)} \right)$$
(2.24)

$$A_{vd} = \frac{A_{vdo} \cdot (1 + A_{vdo})}{2.A_{vdo} \cdot \Delta + (1 + A_{vdo})}$$
(2.25)

$$A_{vd} \cong A_{vdo} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{2 \cdot A_{vdo} \cdot \Delta}{1 + A_{vdo}}}\right)$$
(2.26)

$$A_{vmc} = \frac{A_{vdo}.(1+2.\Delta) - A_{vdo}.(1-2.\Delta)}{1 + A_{vdo}.(1+2.\Delta)}$$
(2.27)

$$A_{vmc} \cong \frac{4.A_{vdo}.\Delta}{1+A_{vdo}}$$
(2.28)

#### ANALISANDO OS RESULTADOS

Para análise dos resultados obtidos é levado em consideração o parâmetro ganho diferencial ( $A_{vd}$ ) na Equação 2.26. Para exemplificação de casos, se adotarmos o melhor valor para a tolerância ( $\Delta$ =0) ou seja, sem variação, então temos que o ganho diferencial é igual ao ganho do circuito em malha aberta ( $A_{vd} = A_{vdo}$ ) mas para o pior dos casos de tolerância, um progressivo aumento de  $\Delta$ , o ganho diferencial vai decrescendo de acordo com aumento de  $\Delta$ .

Sendo assim, a função V<sub>0</sub> pode ser representada em função dos parâmetros (V<sub>0</sub> = f[V<sub>e1</sub>, V<sub>e2</sub>, A<sub>vd</sub>, f(R, r),  $\Delta$ ]). Utilizando a Equação 2.16, podemos reescrevê-la como na Equação 2.29:

$$V_{0} = A_{vd} \cdot V_{d} + A_{vmc} \cdot V_{mc} = A_{vdo} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{2 \cdot A_{vdo} \cdot \Delta}{1 + A_{vdo}}}\right) * V_{d} + \frac{4 \cdot A_{vdo} \cdot \Delta}{1 + A_{vdo}} * V_{cm}$$
(2.29)

Usando por definição a RRMC (Equação 2.30). Podemos redefinir a equação  $V_0$  em função da Equação 2.31, onde temos:

$$RRMC = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vmc}} \right|$$
(2.30)

$$V_o = A_{vd} \left( V_d + \frac{V_{mc}}{RRMC} \right)$$
(2.31)

A Equação 2.31 apresenta a função de transferência do amplificador diferencial em função do ganho diferencial  $A_{vd}$  e da tensão diferencial de entrada  $V_d$ , aumentada de um sinal de erro; tal sinal é composto pela componente de entrada em modo comum  $V_{mc}$  dividido pelo RRMC. Esse valor de RRMC pode ser calculado pela seguinte relação, em função do ganho  $A_{vd}$  e da tolerância  $\Delta$ , (Equação 2.32 e 2.33). Que também pode ser expressa em decibéis (dB), Equação 2.34:

$$RRMC(dB) = \left|\frac{A_{vd}}{A_{vmc}}\right| = \frac{A_{vdo}\left(1 - \frac{2.A_{vdo}.\Delta}{1 + A_{vdo}}\right)}{\frac{4.\Delta.A_{vdo}}{1 + A_{vdo}}}$$
(2.32)

$$RRMC(dB) = \frac{1 + A_{vdo}}{4\Delta}$$
(2.33)

$$RRMC(dB) = 20.\log\left[\frac{1+A_{vdo}}{4.\Delta}\right]$$
(2.34)

Ou seja, a RRMC aumenta com a diminuição da tolerância  $\Delta$  adotada para as resistências (R, r) e com o aumento do ganho diferencial do estágio sem realimentação (A<sub>vdo</sub>). Confirmando o que já era esperado, que a RRMC é diretamente dependente da tolerância dos resistores de polarização e dos ganhos em modo comum e diferencial.

## 2.4.2 Arquitetura com Dois Amplificadores Operacionais

Uma configuração de amplificador usando dois amplificadores operacionais é observado na Figura 2.10.



Figura 2.10 - Amplificador com dois amplificadores operacionais

Sendo que:

- V<sub>1</sub> e V<sub>2</sub> representam as tensões na entrada;
- R<sub>1</sub>,R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> e R<sub>4</sub> são as resistências de polarização;
- R<sub>G</sub> representa a resistência de ganho;
- V<sub>0</sub> a tensão de saída do circuito.

O ganho de cada estágio é dado pela relação da Equação 2.35. Onde V<sub>i</sub> representa a variação da tensão de entrada (Equação 2.36) e a função de transferência representada pela Equação (2.37).

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \tag{2.35}$$

$$Vi = V_1 - V_2, (2.36)$$

$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{2.R_2}{R_G}$$
(2.37)

Com esta arquitetura consegue-se uma alta resistência de entrada (correspondendo à resistência de entrada de um AOP isolado), diminuindo, assim, os efeitos do desequilíbrio das impedâncias das fontes dos sinais de entrada sobre as características da RRMC; além disso, o ganho pode ser alterado modificando-se apenas um resistor ( $R_G$ ), permitindo que a RRMC seja mantido constante. No entanto Silva (2003), completa afirmando que, com esta configuração, além da RRMC ficar dependente da relação entre os resistores ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_G$ ), onde a faixa de variação da  $V_{mc}$  de entrada ainda fica dependente do ganho.

### 2.4.3 Arquitetura com Três Amplificadores Operacionais

Arquitetura com três AOP's (Figura 2.11) é a configuração padrão de um AI.



Figura 2.11 - Amplificador de instrumentação com três AOP's.

Sendo que:

- Ze representa a impedância de entrada dos eletrodos;
- $-\Delta E$  a variação das impedâncias de entrada dos eletrodos;

- Zc a impedância em modo comum devido à influência da rede de alimentação;
- $\Delta C$  a variação das impedâncias em modo comum;
- Zd é a impedância em modo diferencial.

Para uma análise matemática do circuito, considerou-se que  $R_1=R_2$ ,  $R_3=R_4$  e  $R_5=R_6$ , onde a função de transferência é dada pela Equação (2.38).

$$V_{0} = (V_{1} - V_{2}) \left( \frac{2.R_{1}}{R_{G}} + 1 \right) \left( \frac{R_{5}}{R_{3}} \right)$$
(2.38)

O circuito da Figura 2.11 é composto por dois amplificadores AOP's, operando como buffers (A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub>) na entrada do amplificador. Além de funcionar como circuitos isoladores, eles proporcionam uma amplificação com ganho unitário do sinal em modo comum. Esses sinais são enviados ao bloco seguinte, que funcionam como subtrator ou diferenciador A<sub>3</sub>; nesse ponto o sinal resultante é amplificado com ganho menor que um ou unitário, enquanto que a amplitude de V<sub>mc</sub> é atenuada, tipicamente de 10.000:1 ou mais (Kitching e Counts, 2004).

A arquitetura da Figura 2.11 apresenta uma altíssima impedância de entrada, devido aos estágios não inversores (A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub>) (Bulke, 2000). O ganho e a RRMC nessa configuração ainda dependem do balanceamento dos resistores R<sub>3</sub>-R<sub>4</sub> e R<sub>5</sub>-R<sub>6</sub> e, portanto, o ganho desejado pode ser obtido através do valor estabelecido pela resistência R<sub>G</sub>, sem aumentar o erro provocado pelo sinal de modo comum (V<sub>mc</sub>). Isso resulta no aumento da RRMC total representado por (RRMC<sub>AI</sub>) o qual tem relação direta com as razões de rejeição (RRMC) dos amplificadores parciais (A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> e A<sub>3</sub>), conforme a Equação (2.39).

$$RRMC_{AI}(dB) = 20.\log\left[\frac{1}{\frac{1}{RRMC_{A1}} + \frac{1}{RRMC_{A2}} + \frac{1}{RRMC_{A3}}}\right]$$
(2.39)

Os pesquisadores (Bulke e Gleeson, 2000), trabalhando com sinais de ECG e utilizando a mesma topologia de três amplificadores operacionais chegaram à conclusão de que a **RRMC**, devido ao descasamento das impedâncias de entrada dos eletrodos  $\Delta E$ , pode levar ao pior dos casos de desbalanceamento das impedâncias dos cabos durante mensuração

de exames de ECG, dados por **RRMC** $\Delta z = 44$  dB (Equação 2.40), o que é um valor bem abaixo do considerado ideal segundo Júnior (Junior, 2003).

$$RRMC_{\Delta Z}(dB) = 20.\log\left[\frac{Z_C}{Z_E}\right] + 20.\log\left[\frac{1 - \Delta C^2}{20 * \Delta C + \Delta E}\right]$$
(2.40)

Enquanto que a **RRMC** devido ao desbalanceamento dos resistores internos do AI (**RRMC** $_{\Delta R}$ ) é descrito como na Equação 2.41:

$$RRMC_{\Delta R}(dB) = 20.\log\left[\left(1 + \frac{2.R_2}{R_G}\right)\left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{4.\Delta R}\right)\right]$$
(2.41)

Sendo que:  $\Delta R = R_G - R_4$ ,  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$  e  $R_5 = R_6$ .

Essa análise mostra, que o mau casamento entre os resistores também influencia no desbalanceamento do conjunto. Nesse caso ele pode ser compensado ou através do uso de resistores especiais e/ou através do ganho do bloco diferencial seguinte. Os mesmos pesquisadores (Junior, 2003), finalizam afirmando que essa **RRMC** final **RRMC**<sup>f</sup> é determinado pela soma dos inversos das **RRMCs** parciais, conforme demonstra a Equação 2.42, o que tornaria o circuito mais estável.

$$\frac{1}{RRMC_f} = \frac{1}{RRMC_{\Delta Z}} + \frac{1}{RRMC_{\Delta R}} + \frac{1}{RRMC_{OP}}$$
(2.42)

Essa é uma das configurações mais utilizadas em amplificadores de instrumentação (Burn-brown, 2009). No entanto, outras arquiteturas têm sido propostas com a intenção de alcançar uma **RRMC** acima de 80 dB, mas com baixa tensão de ruído (Bulke, 2000), através do uso de estágios de alto ganho na entrada. Considera-se que essa aproximação, do uso de AI's com ganhos elevados na entrada diferencial, não é aconselhável, pois por exemplo, para aplicações em biomédica, com nível DC casado, pode vir a sofrer saturação devido ao potencial de entrada da tensão de *offset* (Spinelli et al., 2004).

2.4.4 Arquitetura com Supressão de Nivel Dc

Uma nova topologia (Figura 2.12), com supressão de nível DC foi proposta por Spinelli (Spinelli et al., 2004); ou seja, um melhoramento em relação à topologia com 3 AOP's. (Figura 2.11)



Figura 2.12 - Topologia com supressão de nível DC.

Fonte: (Spinelli et al., 2004).

Onde:

- V<sub>iDC</sub> tensão de entrada diferencial;
- A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub> amplificadores diferenciais;
- $(\frac{1}{\beta})$  atenuador de entrada;
- $(1 + \frac{1}{f.S})$  estágio integrador;
- $(\frac{1}{\alpha})$  atenuador de saída;
- V<sub>oD</sub> tensão de saída diferencial.

Inicialmente, ambas as topologias com 3 amplificadores ou com a supressão do nível DC, apresentam as mesmas entradas diferenciais não inversoras (A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub>) que, além de operarem como *buffers*, proporcionam uma boa variação do nível DC e do controle de ganho do AI, mantendo baixo ruído e deixando a **RRMC** dependente somente dos componentes ativos. No entanto, o ganho individual de cada amplificador ( $GA_1 = GA_2 = G$ ) deve ser mantido com valores reduzidos, com o intuito de evitar a saturação do circuito. Sendo assim, usa-se o método de acoplamento AC, com circuitos ativos, no estágio de entrada. Este método

proporciona um controle do nível DC, com realimentação, rejeitando outros níveis não desejados. Isso só é possível com a atuação do estágio integrador  $(1 + \frac{1}{\pounds S})$ , com introdução de uma baixa frequência de corte (f<sub>L</sub>) e diminuição da constante de tempo (£); permitindo assim, que o amplificador alcance um valor apropriado para o nível DC e volte ao seu valor anterior, evitando distorções em baixas frequências (Equação 2.43); enquanto que através do bloco atenuador de entrada ( $\frac{1}{\beta}$ ), controla-se a variação da tensão de entrada DC (V<sub>iDC</sub>) (Equação 2.44); e através do bloco atenuador de saída ( $\frac{1}{\alpha}$ ), controla-se o ganho diferencial em malha aberta (A<sub>Dn</sub>), Equação 2.45.

$$G_{DD} = \frac{V_{DD}}{V_{iD}} = A_{Dn} \cdot \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2.\pi \cdot f_L \cdot \tau}} \right]$$
(2.43)

$$V_{iDC} = \frac{V_{CC}}{\beta} \tag{2.44}$$

$$A_{Dn} = \alpha.\beta \tag{2.45}$$

Onde:

- G<sub>DD</sub> o ganho diferencial do circuito;
- V<sub>CC</sub> a tensão de alimentação.

ŀ

Uma implementação prática foi proposta pelos autores (Spinelli et al., 2004) na Figura 2.13, para uso da leitura de um sinal de **ECG**.



Figura 2.13 - Circuito prático aplicado na leitura de ECG Fonte: (Spinelli et al., 2004).

Onde:

- A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub>, A<sub>4</sub> e A<sub>5</sub> são os amplificadores operacionais;
- R<sub>2</sub>, R<sub>1/2</sub>, R'<sub>1/2</sub> e R'<sub>2</sub> representam as resistências de polarização do circuito atenuador de entrada;
- R<sub>T</sub>, C<sub>T</sub>, R'<sub>T</sub> e C'<sub>T</sub> representam os capacitores e resistências de polarização do circuito integrador;
- R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R'<sub>4</sub> representam as resistências de polarização do circuito atenuador de saída.

O circuito, segundo o autor, é estável para tensões em modo diferencial devido o ganho realimentado ser atenuado pelos blocos atenuadores  $(\frac{1}{\alpha . \beta})$ . No entanto, ele pode vir a ser instável para tensões em modo comum. Sendo assim, para evitar uma degradação da **RRMC**, Equação 2.46, condiciona-se que o produto da largura de banda (BW) pelo ganho (G) dos amplificadores de realimentação (A<sub>3</sub> e A<sub>4</sub>) sejam maiores que dos amplificadores de entrada (A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub>), Equação 2.47. Ou seja, garante-se assim que não haverá fase adicional gerada pelos amplificadores (A<sub>3</sub> e A<sub>4</sub>); então não se corre o risco do circuito tornar-se instável. A RRMC

também é preservada, pois o amplificador (A<sub>5</sub>) não possui nenhuma conexão com a referência terra.

$$RRMC = \frac{D_{DD}}{G_{DC}}$$
(2.46)

Sendo que: G<sub>DC</sub> é o ganho em modo comum.

$$GBW_{A_{3,4}} > GBW_{A_{1,2}} \tag{2.47}$$

Com base no circuito genérico da Figura 2.13, são calculados todos os outros parâmetros necessários em função das resistências e capacitores, como: coeficiente de atenuação de entrada  $\alpha$  (Equação 2.48); coeficiente de atenuação de saída  $\beta$  (Equação 2.49); constante de tempo ( $\tau$ ), Equação 2.50 e frequência de corte passa baixa (f<sub>L</sub>), Equação 2.51.

$$\alpha = 1 + \frac{2.R_4}{R_3} \tag{2.48}$$

$$\beta = 1 + \frac{2.R_2}{R_1} \tag{2.49}$$

$$\tau = R_T . C_T \tag{2.50}$$

$$f_L = \frac{1}{2.\pi.\tau} \tag{2.51}$$

#### 2.4.5 Tecnica de Estabilização Chopper

A estabilização *chopper* consiste em separar, as componentes de alta frequência das componentes de baixas frequência. A técnica é utilizada na construção de uma nova arquitetura de AI conhecido como *Differential Difference Amplifier* **DDA** (Huang e Oberle, 2000). Um exemplo de aplicação (Figura 2.14) foi usado na mensuração de sinais de **EEG** e **ECG** (NG e Chan, 2005) e obtiveram excelentes resultados como: **RRMC**  $\geq$  **80 dB**, baixa tensão de offset (< 60 µV) e baixo ruído, alguns microvolts (µV). Essa topologia de controle de ganho, ao utilizar somente dois resistores (R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub>) afeta apenas o ganho deixando intacto a RRMC, além de proporcionar uma alta impedância de entrada.



Figura 2.14 - Amplificador de Instrumentação [Differential Difference Amplifier (DDA)].

Fonte: (NG e Chan, 2005)

#### Onde:

- V<sub>pp</sub>, V<sub>np</sub>, V<sub>nn</sub>, V<sub>pn</sub> representam, respectivamente, as entradas não-inversoras e inversoras;
- R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub> são as resistências de polarização.

A função de transferência do DDA é dada pela Equação (2.52):

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \tag{2.52}$$

Entre outras vantagens, os amplificadores DDA destacam-se pela simplicidade da configuração, além da baixa dissipação de potência, apesar do uso de dois amplificadores, necessita que somente um deles esteja funcionando de cada vez.

# 2.5 AMPLIFICADORES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA

O uso da topologia elementar, com apenas um amplificador diferencial, não é aconselhável para aplicação em biomédica, pois suas impedâncias de entrada são de baixo valor e apresentam diferenças significativas, como desbalanceamento, principalmente quando se trabalha com sinais de baixa amplitude como os biopotenciais (Figura 2.15), provocando

assim uma forte degradação da RRMC, que fica muito abaixo de um valor considerado ideal (~100 dB) para esse tipo de sinal (Kandanswamy et al., 2002).

Uma configuração de AI usando dois AOP's produz uma alta resistência de entrada (correspondendo a resistência de entrada do amplificador operacional), diminuindo assim, os efeitos do desequilíbrio das impedâncias das fontes dos sinais sobre a RRMC; além disso, o ganho pode ser alterado modificando-se apenas um resistor (**R**<sub>G</sub>), permitindo que a RRMC seja mantida constante. No entanto, Silva (Silva, 2003) completa afirmando que em relação a esta configuração, além da RRMC ficar dependente de uma relação entre os resistores, a faixa de variação da tensão de modo comum de entrada ainda fica dependente do ganho.



Figura 2.15 - Bandas de frequência dos principais sinais de biopotencial. Fonte: (Adaptado de Webster, 2009).

Uma solução segundo os autores consultados (Berbari, 2000; Bulke, 2000; Junior, 2003, entre outros já mencionados) usa amplificadores na configuração de um AI padrão (Razavi, 2001), ou outra arquitetura que proporcione, pelo menos, um aumento da RRMC para um valor, em média, acima de 120 dB, como afirma Berbari (Berbari, 2000 e Spinelli et al., 2004). Garantindo dessa forma uma redução da interferência V<sub>mc</sub>.

Um filtro eletrônico pode ser definido como "qualquer circuito de dois acessos (quadripolo), linear ou não-linear, concentrado ou distribuído, passivo ou ativo, invariante ou variante no tempo, capaz de processar sinais elétricos analógicos ou digitais em função de suas frequências" (Ferreira, 2008).

O registro de sinal é de grande importância em qualquer sistema de mensuração, mas durante sua aquisição, eles se encontram invariavelmente associados a algum tipo de interferência, que pode ter as mais diversas origens. O uso de filtros eletrônicos é capaz de atenuar determinadas frequências de interferência no espectro do sinal de entrada, e permitir a passagem das demais. Sua aplicação se estende desde cancelamento de eco e processamento de sinais de radar, até o controle de sistemas eletrônicos e/ou de potência (Manolakis, 2000). Esses sinais, geralmente, são representados em função de suas características, tanto no domínio do tempo como da frequência.

Entre as arquiteturas de implementação de filtros, destacam-se três: filtros passivos LC, filtros ativos RC e filtros a capacitores chaveados. Os filtros passivos são formados por indutores e capacitores. Devido ao grande volume dos indutores, se dá a impossibilidade de implementação em CI's, e por não terem características ideais, não são indicados para aplicação em baixas frequências (DC até 100 kHz). Os filtros ativos RC, com AOP's, resistores e capacitores, podem ser fabricados com tecnologia discreta e, podendo ainda, ser implementados em CI's. Quanto aos filtros a capacitores chaveados, estes são considerados a proposta mais viável para a produção de filtros inteiramente em CI's (Sedra, 2000).

Além das classificações genéricas, anteriormente mencionadas, os filtros devem ser dimensionados levando em consideração as aplicações específicas em instrumentação biomédica.

## 2.6.1 Filtros a Capacitores Chaveados

A arquitetura utilizando filtros a capacitores chaveados (Perreira, 2000; Cãnive, 2001; Gomes, 2003), tem sido uma das mais utilizadas, principalmente quando implementados dentro de CI's, por não necessitarem do uso de resistores, o que leva a diminuição do consumo de espaço e potência dentro da pastilha, além de possibilitar melhor calibração do circuito, que também podem ser efetuadas, externamente, usando componentes ativos.

De uma maneira geral, as resistências são substituídas por um conjunto de capacitores e chaves analógicas, de tal forma que simulam o funcionamento da ou das resistências equivalentes R<sub>eq</sub>, como visualizado na Figura 2.16(b). Um exemplo mais simples do uso de filtros a capacitores chaveados é a aplicação em integradores.

#### INTEGRADOR A CAPACITOR CHAVEADO

O integrador visualizado na Figura 2.16(a) é um exemplo básico de aplicação de um filtro usando capacitor chaveado, como visualizado na Figura 2.16(b).



Figura 2.16 - Filtro integrador.

Onde:

- V<sub>i</sub>, V<sub>o</sub> representam, respectivamente, o sinal de entrada e o sinal de saída;
- R representa a resistência de entrada;
- C, C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub> as capacitâncias de realimentação;
- S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub> são as chaves analógicas de comutação e *clk* o sinal de controle do relógio.

A função de transferência no tempo FT do circuito da Figura 2.16(a) é obtida depois de aplicada a lei de *kirchoff* LCK<sup>2</sup>, para as correntes nos pontos "a" e "b" (Equação 2.53) e depois de realizada as devidas considerações na Equação 2.54, surge então a Equação 2.55:

$$\sum i = 0 \Longrightarrow i + i_f = 0 \tag{2.53}$$

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> 1<sup>ª</sup> Lei de *Kirchhoff*, também conhecida como lei das correntes ou lei dos nós: define que em um nó, a soma das correntes que entram é igual a soma das correntes que saem.

$$V_a = V_b = 0 \tag{2.54}$$

$$V_0 = -\left(\frac{1}{R.C}\right) \int_0^t V_i dt$$
(2.55)

A FT no domínio da frequência, usando capacitor comutado, é representada por H(f). Isso, depois de serem feitas todas as substituições necessárias a partir das Equações (2.56 a 2.60), culminando na função de transferência da Equação 2.61.

$$\Delta Q = C_1 \cdot \Delta V = C_1 \cdot \left(V_i - V_a\right) \tag{2.56}$$

$$f_{clk} \Delta Q = f_{clk} C_1 (V_i - V_a)$$
(2.57)

$$i_{AVG} = f_{clk} \Delta Q \tag{2.58}$$

$$R_{eq} = \frac{(V_i - V_a)}{i_{AVG}} = \frac{1}{f_{CLK}.C_1}$$
(2.59)

$$f_o = \frac{1}{2.\pi . R_{eq}. C_2}$$
(2.60)

$$H(f) = \frac{V_0(f)}{V_i(f)} = -\frac{C_1}{2.\pi C_2} \left( \frac{1}{j\left(\frac{f}{f_{CLK}}\right)} \right)$$
(2.61)

## 2.6.2 Filtros para Uso em Sinais Biomédicos

A Engenharia Biomédica trabalha com registros de sinais bioelétricos. Tais sinais são as fontes de informação que serão captadas, amplificadas, tratadas e analisadas, sendo que o resultado de sua análise poderá ser responsável por diagnósticos, que ajudarão a combater uma enfermidade ou mesmo a salvar uma vida. Tais sinais, invariavelmente, como qualquer outro sinal elétrico que transporta uma informação, sofrem grande interferência, especificamente os sinais bioelétricos.

(2.58)

Neste sentido, a utilização correta dos filtros pode reduzir a quantidade de artefatos presentes no sinal de ruído, possibilitando melhorias dos ensaios individuais e a obtenção de respostas com razão sinal/ruído (SNR) desejada em um número menor de estímulos. Por exemplo, um filtro analógico passa banda FPB serve para prevenir erros por *aliasing* no processo subsequente de conversão analógico-digital (A/D), bem como para suavizar as formas de onda. Já o filtro passa alta FPA ajuda a reduzir a influência das fontes de energia (50/60 Hz) e minimiza as falhas de derivação, sendo as mais comuns o deslocamento dos eletrodos, escape do gel condutor e gel condutor insuficiente ou ressecado.

No entanto, também uma utilização inadequada de filtros pode alterar, indesejavelmente, parâmetros como latência, amplitude e a morfologia de componentes de sinais de biopotencial durante uma filtragem inadequada das respostas. Como a utilização de uma frequência de corte muito reduzida em um filtro FPB causa um atraso, ou prolongamento, de um pico além da resposta desejada, levando a possíveis resultados falsamente anormais. De forma análoga, um valor muito elevado para o filtro FPA poderá causar um adiamento de pico ou vale, indicando um resultado falso normal. A quantidade exata de deslocamento temporal não pode ser facilmente prevista porque é função tanto da frequência quanto das características do filtro.

Quanto ao uso inadequado dos filtros rejeita faixa FRB, para eliminação dos ruídos gerados pela frequência da rede de alimentação, denominados de *filtros notch*, não é aconselhada. Pois estes, além de poderem entrar em sintonia, quando ativados por algum transiente, também podem eliminar componentes de 50/60 Hz, que são importantes em certos diagnósticos de ECG ou na eletroestimulação para o fortalecimento muscular no EMG (Nunes, 2004).

Diferentes efeitos de filtragem analógica e digital foram estudados e catalogados na literatura. Segundo (Barbosa, 2003), descobriu-se que a banda de passagem e especialmente a distorção de fase dos filtros poderiam ter efeitos significativos na forma de onda do sinal. O mesmo autor (Barbosa, 2003) afirma que, para uma dada frequência de corte, a filtragem analógica causou mais distorção da resposta do que a digital, principalmente, devido à distorção de fase. Conclui-se então que as diferenças nas configurações da banda de passagem dos filtros, especialmente na frequência de corte mais baixa, constituem-se em fonte significativa de variabilidade de resultados entre diferentes investigadores. O referido autor (Barbosa,2003) descreve que filtros analógicos, de grande ordem, produzem distorção no sinal, mesmo com as frequências de corte afastadas da banda espectral de interesse, podendo tal distorção chegar a ponto de levar a identificação incorreta de picos.

Outros estudos de Potencial Evocado Auditivo PEA, relacionados a ECG (Barbosa, 2003), (Berbari, 2000) e hipoglicemia (Iaione, 2003), indicam que filtros FPB apresentam características de fase de Bessel, aproximadamente linear na banda de passagem; no entanto, existe uma não linearidade de fase significativa em um filtro FPA, presente inclusive na banda de passagem.

Em alguns casos, não só a melhor seleção da banda vai definir a melhor função de resposta do filtro, mas também a tecnologia de implementação que o filtro foi projetado, quer ele seja analógico ou digital, além de suas características operacionais terem papel relevante nos resultados.

# 2.7 SISTEMAS MULTIFÁSICOS

Sistemas multifásicos, também conhecidos como escoamentos de misturas multifásicas, são sistemas que apresentam comportamento fluidodinâmico, variando ao longo do duto, onde existe mais de uma fase ou substância (sólida, líquida ou gasosa), que são transportadas em um mesmo sistema, como por exemplo: tubos, encanamentos, canais abertos (Silva et al., 2007; Rezende et al., 2008).

A dinâmica dos fluidos é uma parte da Física que estuda o efeito resultante das forças aplicadas nos fluidos, seja ele estático ou dinâmico. Esses efeitos estão presentes no clima (furacões), no meio ambiente (poluição atmosférica), na medicina (sistemas de bombeamento de sangue), entre outros. Quando fluidos de diferentes massas específicas estão presentes em um mesmo sistema, ou seja, diferentes fases são encontradas em um mesmo meio, esse sistema é denominado de *sistema multifásico*.

O estudo dos sistemas multifásicos têm aplicação em inúmeros processos industriais, tais como o petrolífero, o nuclear e particularmente, onde o óleo e a água são transportados simultaneamente. É nesse contexto que os estudos de padrões de escoamento são importantes; principalmente os que abordam o escoamento simultâneo de dois ou mais fluidos de diferentes propriedades (diferentes fases) dentro do mesmo duto (Angeli e Hewitt, 2000).

Segundo Silva (2007), sob o ponto de vista matemático, os escoamentos multifásicos são extremamente complexos, devido à existência de fronteiras entre as diversas fases distintas e imiscíveis (duas interfaces). O autor conclui que esta dificuldade em lidar com sistemas multifásicos vem a impactar o parque industrial, quanto à detecção e quantificação de substâncias.

Quando se trata da real definição de detecção, monitoramento e medição de vários parâmetros, associados à concentração, velocidade e pressão, não existe um único método completo, ou totalmente eficaz, capaz de ser realizado em laboratório. Sendo assim, trabalhos baseados em monitoramento estático, e em processamento dinâmico - pressão, concentração e velocidade - têm sido implementados neste sentido.

## 2.7.1 Métodos de Identificação de Padrões de Escoamento

Existem inúmeros métodos de identificação de padrões de escoamento de fluidos (Angeli e Hewitt, 2000; Dongjian et al., 2005; Rezende et al., 2008). Os mais comuns utilizam a observação em canais transparentes ou janelas de observação, sendo que a observação visual, usando filmagem (imagens de vídeo de alta velocidade) e fotografias são técnicas que, cada vez mais frequentemente têm sido aprimoradas para um estudo detalhado de padrões de escoamento.

Desde os anos 60, a técnica dos **sensores de impedância** tem sido continuamente aprimorada. Os sensores de impedância são tipos de sensores de medida local (ou pontual) que apresentam a capacidade de detecção de diferentes tipos de propriedades físicas entre duas fases. Os sistemas de detecção de duas fases (bifásicos) são baseados na necessidade de processos de produção mais eficientes e limpos, aplicados em diversos sistemas, tais como os químicos, os biológicos e os nucleares, proporcionando um avanço tecnológico como os micro sistemas eletromecânicos (*MEMS*) e processos de bioengenharia.

Normalmente, um único método de trabalho experimental não é suficiente para validar os resultados de uma pesquisa (Angeli e Hewitt, 2000), como é o caso do uso dos sensores de impedância. Sendo assim, no intuito de uma melhor comprovação dos resultados alcançados, dois ou mais métodos concomitantes e independentes, são utilizados para medir um mesmo padrão de fluido, como, por exemplo, a concentração.

## 2.7.2 Sensores Eletroresistivos

Neste tópico vamos analisar como os sensores eletroresistivos são aplicados na medição da vazão de fluidos e na análise de sistemas multifásicos, observando como essa análise é auxiliada pelo processo computacional.

Os sensores eletroresistivos são dispositivos capazes de identificar uma mudança de fase, pela indicação de outros valores de resistividade do meio devido à impureza da solução, o que está diretamente ligada à condutividade da mistura. Basicamente, um sensor eletroresistivo é formado por um material condutor, preferencialmente metal, como uma agulha de aço inox ou platina, como visualizado na Figura 2.17 (Rezende et al., 2008).



Figura 2.17 - Esquema de construção de um sensor eletroresistivo.

Fonte: (Silva, 2007).

O sensor é revestido por um material isolante e impermeável, deixando somente a extremidade da ponta de prova em contato com a solução de teste.

### FUNCIONAMENTO DO SENSOR

O princípio físico de funcionamento do sensor eletroresistivo consiste em usar a propriedade de condutividade do sensor, que gera um sinal resultante da diferença de potencial entre os dois líquidos de diferentes resistividades. O resultado do processo de condução e não condução é a geração de uma onda idealmente quadrada na saída do sensor (Figura 2.18).



Figura 2.18 - Representação ideal da condutividade do sensor.

Uma amostra da resposta ideal do sistema vem através dos dois níveis de tensão, que representam o contato entre o sensor e cada um dos líquidos (líquido bifásico), como representado na Figura 2.18. Essa técnica de medida usando a diferença de resistividade entre os líquidos é considerada, ainda, a menos onerosa (Angeli e Hewitt, 2000).

Ao usar apenas um sensor, é possível mensurar a fração de vazio (retenção gasosa) da mistura (Figura 2.20) e com dois ou mais sensores pode-se determinar, além da fração de vazio, a velocidade e geometria espacial da bolha (Kim et al., 2000; Shen et al., 2005).

Fonte: (adaptado de Rezende et al., 2008).



Figura 2.19 - Resposta da resistividade de um líquido de duas fases

Fonte: (adaptado de Angeli e Hewitt, 2000).



Figura 2.20 - Resposta da resistividade em função de dois sensores.

Fonte: (adaptado de Kim et al., 2000).

A Figura 2.18 ilustra um exemplo representativo da resposta de um sistema formado por dois líquidos (mistura bifásica), que estão trafegando dentro de um tubo na direção indicada pela seta (*Fluxo*). Um detector eletroresistivo (imerso dentro do tubo) detecta a mudança de resistividade ou de fase da mistura. Durante esse processo, representado pelo gráfico (tempo x l), o sinal gerado pelo transdutor (Sensor, Ponte e Amplificador) é processado e então um sinal digital é gerado com base na estimação do tempo de trânsito da fase gasosa no sensor. Esta estimação é afetada pela presença de ruídos (de base  $T_{Ki}$ ), indicando essa mudança de meio. A figura representativa do sistema (Figura 2.19) ilustra o mesmo processo, mas utilizando dois sensores (sensor 1 e 2). Neste caso, o uso de dois ou mais sensores vem ajudar a melhor definir a medição da corda em relação ao tamanho ( $\Delta t$ ), posição ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$ ) e velocidade ( $v_i$ ) atingida pela bolha.

O sistema em teste pode sofrer diversas interferências (fontes de erro), sejam provocadas por indução eletromagnética, sinais de alta frequência, aumento da velocidade da mistura ou pela própria capacitância de fase entre os líquidos. Todos esses fatores podem afetar a resistividade da mistura e em consequência o processamento do sinal.

### 2.7.3 Métodos de Calibração do Sistema

O método de calibração é usado para melhorar os resultados da análise do sistema. Um dos métodos de calibração do sistema eletroresistivo baseia-se no uso de sensores com alta impedância (*Schlumberger Cambridge Research*) (Angeli e Hewit, 2000). Outro método utiliza a combinação entre um sensor resistivo e um gravador de vídeo de alta velocidade (Angeli e Hewitt, 2000; Silva et al., 2007; Rezende et al., 2008) como ilustrado na Figura 2.21.

A metodologia da câmera, com o auxílio de um software usado na visualização de escoamentos proporciona, entre outros benefícios, um melhor controle da velocidade entre os eixos sucessivos das bolhas, além de melhorar o estudo da concentração entre as áreas de contato em vazão turbulenta (Dongjian et al., 2005).



Figura 2.21 - Diagrama experimental usando sensor duplo e câmera de vídeo. 1-tanque de água, 2-bomba d'agua, 3-medidor de fluxo, 4-compressor, 5-válvula de controle de fluxo, 6-misturador, 7-seção de teste, 8caixa de compensação de luz, 9-câmera de vídeo, 11-sensor eletroresistivo, 13-computador. Fonte: (adaptado de Dongjian et al., 2005)

Um esquemático, em diagrama de blocos, com um resumo do sistema apresentado na Figura 2.21 é visualizado na Figura 2.22. O esquemático é formado por uma parte mecânica e outra eletrônica. O aparato é formado por um duto de 80 mm de comprimento, por onde a solução de teste (*Seção de Teste*) se desloca, sendo também o local em que o sensor é fixado (*Transversor Mecânico*).

A parte eletrônica é composta pelo circuito de medida da variação de impedâncias captada pelo sensor (*Circuito de Mensuração*), o qual envia esses resultados de medição para o computador (*Computador*), que é representado por dois blocos: o bloco superior (Placa *NI PCI-611E (30 KHz)*) tem a função de receber, analisar, armazenar e comparar os dados oriundos do sensor com os dados captados pela câmera de vídeo (Câmera *CCD*), que são enviados ao computador via o bloco inferior; formado pelos blocos (*Aquisição de Imagem, Cálculo dos Parâmetros*).



Figura 2.22 - Diagrama de blocos resumindo a figura 2.21.

Outra forma de calibração seria o uso de sensor de fibra óptica (Ferrara, 2000). No entanto, a técnica do uso de duplos sensores (Dongjian et al., 2005), ilustrada na Figura 2.23, ou mesmo quádruplos sensores (Kim et al., 2000), ilustrada na Figura 2.24, em conjunto com câmeras de alta velocidade (mínima de 5000 quadros por segundo) aliadas a um software de captura e processamento da imagem digital, tem proporcionado bons resultados de medida de volume entre fases, fração de vazio, velocidade e média do diâmetro das bolhas.



Figura 2.23 - Diagrama esquemático representativo de dois sensores.

Fonte: (adaptado de Dongjian et al., 2005).

O resultado dessa calibração fica mais evidente quando se utiliza o conjunto para medida de velocidade usando, como uma das fases, um gás.

Fonte: (Dongjian et al., 2005).



Figura 2.24 - Diagrama esquemático representativo de quatro sensores.

Fonte: (adaptado de Kim et al., 2000).

Na Figura 2.24 são usados quatro sensores simultâneos (Kim et al., 2000). O quadro da esquerda representa uma topologia de teste (*Projeto Anterior*), enquanto que o da direita representa a melhor configuração de design proposta pelo autor (*Novo Projeto*). Segundo o mesmo autor usando 4 sensores, os dados depois de coletados são tratados, e proporcionam a visualização de parâmetros tridimensionais da geometria do sistema multifásico.

### CALIBRAÇÃO USANDO SENSOR ELETRORESISTIVO

A calibração de um sistema de medição para escoamentos bifásicos (ar-água), durante a medição de fração de vazio de um fluido, usando sensores eletroresistivos, é realizada com o auxílio de um aparato de calibração experimental (Silva, 2007; Rezende et al., 2008) como mostrado na Figura 2.25.

O sistema de calibração é composto por um tubo de vidro (76 cm de comprimento por 22 cm de diâmetro interno), um compressor de ar (responsável pelo controle da geometria e velocidade das bolhas) e um circuito analógico de dois canais (incluindo os sensores eletroresistivos) conforme ilustrado na Figura 2.25. Entre o circuito analógico (*Circuito Eletrônico*) e o computacional (*Computador*), existe uma placa de aquisição de dados com taxa de amostragem de 1 kHz.



Figura 2.25 - Aparato de calibração experimental.

Fonte: (adaptado de Silva, 2007).

O circuito analógico (Figura 2.26) é formado por uma ponte de *Wheatstone* na entrada, sendo que a impedância desconhecida do sensor eletroresistivo ( $R_X$ ) da ponte é determinada através da Equação 2.60, não considerando a tensão de polarização ( $V_s=0V$ ).

$$R_1 * R_3 = R_X * R_2 \tag{2.60}$$



Figura 2.26 - Circuito analógico.

Fonte: (Silva, 2007; Rezende et al., 2008).

Quando da passagem de fluidos de diferentes fases no interior do duto, o sensor eletroresistivo ( $R_x$ ) detecta a diferença de condutividade e gera um sinal de tensão de baixa amplitude, que vai excitar as entradas não-inversora ( $V^+$ ) e inversora ( $V^-$ ) do Amplificador de Instrumentação (AI), cujas expressões matemáticas, em função da tensão de referência ( $V_s$ ),

encontram-se demonstradas nas Equações (2.61 e 2.62). O filtro passa-baixa formado pelas resistências  $R_4$  e pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , tem como função atenuar as componentes de alta frequência do sinal, antes de ser enviada às entradas do AI (INA111) (Burn-Brown, 2009).

$$V^{-} = V_{S} * \left(\frac{R_{1}}{R_{1} + R_{2}}\right)$$
(2.61)

$$V^+ = V_S * \left(\frac{R_X}{R_X + R_3}\right) \tag{2.62}$$

Antes da conversão do sinal analógico em digital, o último bloco - formado pela associação entre ( $R_5$ , D e o diodo zener Z) - na saída do AI, tem por função garantir a integridade do circuito digital (placa de aquisição), ou seja, o sinal não pode ultrapassar os limites de tensão da placa de aquisição na entrada do computador, definidos em aproximadamente +/- 10 V. O cálculo da resistência, que torna possível essa proteção, é obtido através da Equação 2.63.

$$R_{5} = \frac{(V - V_{Z})}{I_{Z}}$$
(2.63)

Onde:  $V_Z$  é a tensão do diodo zener (8,2 V),  $I_Z$  é a corrente mínima determinada pelo zener (1 mA) e V é a tensão de alimentação do circuito (12 V).

O último bloco (computador) tem por função receber e processar o sinal digital. Para esta tarefa são utilizados dois sub-blocos digitais, ambos projetados em ambiente *MATLAB/SIMULINK* (Rezende et al., 2008), que são responsáveis pela implementação de um **filtro digital passa-baixa** e pela configuração de um **comparador digital**. O filtro digital tem por função rejeitar componentes (de ruído, mas principalmente variação de tensão por passagem de bolhas) acima da frequência máxima de 1 kHz, permitindo variações de baixa frequência, devido a mudanças eventuais na resistividade do fluido e desse modo gerar uma tensão ou sinal padrão de referência. O comparador tem por função comparar o sinal proveniente do filtro digital com o obtido na saída do AI. O resultado desse processo é um número adimensional definido como *erro de mudança de fase* (Rezende et al., 2008).

O erro anteriormente descrito é usado como referência para identificar a mudança de fase entre dois líquidos. Se for superior a 0,4, o sistema considera que o sensor está imerso em um líquido (fase) diferente do qual ele estava anteriormente imerso (Figura 2.27(b)).
A Figura 2.27(a) mostra quatro recipientes, por onde as bolhas passam através do sensor, em diferentes instantes de tempo. A Figura 2.27(b) mostra o processo de escaneamento deste evento. O sinal analógico é composto pela componente do sinal útil (V<sub>d</sub>) e do ruído (V<sub>mc</sub>). V<sub>mc</sub> é a amplitude da EMI, e oscila em torno de 800 mV (mensurada na Figura 2.27(b)). Enquanto que o filtro gera um sinal de referência DC, o qual é usado para fazer a distinção entre o sinal da bolha e o ruído, além de ser usado para identificar o máximo nível de ruído que afeta o circuito experimental. O resultado desse processo de filtragem é um sinal digital representando a identificação da passagem da bolha através do sensor.

Neste exemplo, a bolha tem aproximadamente 7 mm e os sinais são facilmente distinguíveis. No entanto, nos eventos cujas bolhas têm menor geometria, a rápida passagem da bolha pelo sensor gera pulsos de menor amplitude, que podem ser confundidos com o ruído gerado pela rede de alimentação elétrica. Sendo assim, é importante garantir uma correta distinção entre o pulso (sinal útil) gerado pela passagem da bolha e o ruído proveniente da interferência eletromagnética.



Figura 2.27 - Medida experimental (a) figura da passagem da bolha pelo sensor. (b) gráfico dos dados medidos. Fonte: (Silva, 2007; Rezende et al., 2008).

O gráfico amarelo representa o sinal analógico que é filtrado produzindo-se o sinal azul. A onda quadrada, de cor violeta, representa o sinal discretizado (depois de amostrado e

transformado em sinal digital), que está relacionado com a comparação entre o sinal amarelo e o azul.

As Figuras (2.27 e 2.28) mostram os resultados de calibração dos sensores com a técnica de auxílio da imagem. A Figura 2.28 apresenta a diferença entre aqueles observados e os mensurados devido à intrusividade do sensor na medição de velocidade de ascendência de bolhas isoladas. Os métodos de obtenção dos resultados foram através do uso de dois sensores com geometrias distintas. Já a Figura 2.29 apresenta os resultados das cordas, onde o termo corda é utilizado para mensurar o tamanho aproximado das bolhas, quando da passagem, das mesmas, pelo sensor, e que nem sempre a região de passagem coincide com o diâmetro da bolha. Devido a esses fatores, fica evidente a necessidade do uso da técnica de balanceamento dinâmico de impedância no sentido de redução de ruídos (principalmente o eletromagnético) com o intuito de eliminar fontes de erro provenientes da rede de alimentação.



Figura 2.28 - Medidas de velocidade das bolhas.

Fonte: (Silva, 2007).



Figura 2.29 - Medidas das cordas das bolhas.

## 2.8 PROPOSTA DE TRABALHO

A proposta deste trabalho é a eliminação (ou redução) do ruído eletromagnético, usando um método de balanceamento dinâmico de impedâncias, sem o uso de filtros rejeitafaixa ou outro tipo de circuito mais complexo. Analisando, tanto o contexto da eletroresistividade como sinais bioelétricos, é viável que o circuito protótipo, objeto deste trabalho, em comparação aos processos anteriormente citados neste capítulo, possa reduzir o tempo de pós-processamento de eliminação do ruído eletromagnético, o que conduzirá a uma diminuição da análise do erro (ou interferência eletromagnética) nas medições em tempo real.

Fonte: (Silva, 2007).

Neste capítulo, serão abordados a fundamentação matemática desta Tese, e a descrição do trabalho em função dos programas utilizados como ferramentas, durante o projeto teórico do sistema. A análise será distribuída em cinco seções: na seção 3.1, define-se a fundamentação teórica da análise; na seção 3.2, são discutidas as características gerais de funcionamento do circuito e é introduzida a linguagem de descrição de *hardware* **VHDL\_AMS** da *Mentor Graphics* (Hervé, 2002), como ferramenta de comprovação das características requeridas pelo projeto; na seção 3.3, demonstra-se como o mesmo circuito foi modelado e simulado utilizando a biblioteca de componentes comerciais do simulador de circuitos eletrônicos **PROTEUS** "*ISIS Professional v7.0*" [Isis, 2009] e, na seção 3.4, os resultados das simulações são apresentados.

## 3.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A nova arquitetura de circuito eletrônico proposta nesta Tese tem por função atenuar a interferência  $V_{mc}$ , através da redução do desbalanceamento das impedâncias de entrada.

O trabalho de Degen e Jackel (2008) propõe a redução do ruído em modo comum proveniente do desacoplamento do sensor da pele do paciente. O circuito monitora continuamente o sinal de ECG e, caso ocorra um desacoplamento de um dos sensores, efetua a parada imediata da gravação dos sinais de ECG, o que possibilita uma análise mais eficiente do sinal. Os autores usaram um filtro rejeita-faixa adaptativo, na banda de 50 Hz, para redefinir a impedância desbalanceada, quando detectada. Todo o trabalho proposto, inclusive os resultados, foram simulados.

Já o trabalho de Yonce (Yonce, 2005), propõe a redução de  $V_{mc}$  devido ao desbalanceamento de impedâncias, seja ele gerado pelo desacoplamento do sensor da pele, pela rede de alimentação elétrica ou por qualquer outra fonte de ruído; a nova arquitetura usa somente duas entradas provenientes de sensores, onde uma delas é defasada e em seguida

comparada com a outra não defasada, e o resultado é usado para reajustar a impedância de entrada da nova arquitetura. Todo o trabalho foi simulado.

Comparando-se os métodos de redução do desbalanceamento de impedância propostos (Spinelli et al., 2004; Degen e Jackel, 2004; Yonce, 2005; Spinelli et al., 2006, Hwang e Webster, 2008; Costa e Tavares, 2009), com a abordagem adotada nesta Tese, observa-se que os outros trabalhos não abordam o princípio de redução de ruído dinâmico da mesma forma como é feito nesta Tese. No presente trabalho, é feita uma análise teórica (matemática), passando por uma simulação até a aplicação de um circuito protótipo construído com componentes discretos. Este método tem a vantagem de atenuar somente a interferência  $V_{mc}$ , provocando mínimo impacto na componente útil  $V_d$  do sinal, mesmo que  $V_d$  esteja na mesma banda de frequência do ruído  $V_{mc}$ .

De acordo com a nova arquitetura proposta (Figura 3.1), o desbalanceamento das impedâncias de entrada dos sensores é dinamicamente compensado por um circuito realimentado com características reconfiguráveis, que tem por função controlar o banco de impedâncias. Sua estrutura e operação são descritas abaixo:



Figura 3.1 - Nova arquitetura proposta.

Onde:

- V<sub>mc</sub> é o sinal de interferência em modo comum;
- V<sub>d/2</sub> é o sinal útil em cada sensor;
- V<sub>+</sub> e V<sub>-</sub> são as tensões nos terminais de entrada do AI;
- Z<sub>1</sub> e Z<sub>2</sub> são as impedâncias dos eletrodos de entrada;

Fonte: [adaptado de Silva, 2003].

- Z<sub>c1</sub> e Z<sub>c2</sub> são as impedâncias dinamicamente ajustadas;
- Z<sub>in</sub> é a impedância de entrada do AI;
- CIRCUITO RECONFIGURÁVEL é o circuito responsável pelo ajuste dinâmico das impedâncias;
- $-V_0'$  sinal de saída ajustado.

A redução do desbalanceamento das impedâncias é viável através do controle da realimentação, realizado pelo bloco CIRCUITO RECONFIGURÁVEL que, dependendo da variação da amplitude máxima do sinal de saída  $(V'_0)$ , reajusta os valores das impedâncias de entrada (Z<sub>C1</sub> e Z<sub>C2</sub>) para manter o sinal de saída com o mínimo de interferência. Esses valores são alcançados quando a condição de balanceamento (Equação 3.1) é satisfeita (Silva, 2003; Silva e Naviner, 2003), significando que o ruído em modo comum foi eliminado ou atenuado.

$$Z_{c1} + Z_1 = Z_{c2} + Z_2 \tag{3.1}$$

A equação geral que representa a arquitetura proposta é a Equação 3.2, onde  $A_{cm}$  representa o ganho em modo comum, e  $A_d$  o ganho em modo diferencial do amplificador. A Equação 3.3 define a função de transferência completa da arquitetura (Figura 3.1), usando o princípio da reconfigurabilidade (Negrão et al., 2006). A Equação 3.3 é composta por três termos, porém como o principal interesse deste trabalho é a análise do ruído  $V_{mc}$ , e não o sinal útil  $V_d$  e nem a RRMC, apenas o segundo termo da Equação 3.3 é enfatizado. Sendo assim, a Equação 3.4 surge como uma equação revisada representativa do circuito realimentado, com a saída em  $V_0'$ , a qual é diretamente influenciada pelo equilíbrio dos cabos, das impedâncias dinamicamente ajustadas ( $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_{C1}$ ,  $Z_{C2}$ ), do ruído ( $V_{mc}$ ) e do ganho ( $A_d$ ) do AI. O novo valor de  $V_0'$  na Equação 3.4 será usado nas próximas análises deste trabalho.

A Equação 3.5 é utilizada para medir o grau de desbalanceamento determinado pela nova arquitetura proposta. É o mesmo método usado para determinar o nível de desbalanceamento em cabos telefônicos longitudinais (Volpato e Magalhães, 2009). Quando os valores apropriados de impedâncias, usados neste projeto de tese ( $Z_{C1} = 2.5 \text{ M}\Omega$ ,  $Z_{C2} = 10$  $k\Omega$ ,  $Z_1 = Z_2 = 1.2 \text{ M}\Omega$ ), são substituídos na Equação 3.5, obtém-se a Equação 3.6, onde o pior valor de desbalanceamento previsto para a nova arquitetura é de BAL = -0,6674 dB.

$$V_{0}' = V_{d} \cdot A_{d} + V_{cm} \cdot A_{cm}$$

$$V_{0}' = \left\{ \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_{d}}{2}\right) \cdot (Z_{c1} \cdot Z_{in})}{\left[Z_{1}(Z_{c1} + Z_{in}) + (Z_{c1} \cdot Z_{in})\right]} - \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_{d}}{2}\right) \cdot (Z_{c2} \cdot Z_{in})}{\left[Z_{2}(Z_{c2} + Z_{in}) + (Z_{c2} \cdot Z_{in})\right]} \right\} \cdot \frac{V_{d}}{2} \cdot A_{d} + \left\{ \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_{d}}{2}\right) \cdot (Z_{c1} \cdot Z_{in})}{\left[Z_{1}(Z_{c1} + Z_{in}) + (Z_{c1} \cdot Z_{in})\right]} - \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_{d}}{2}\right) \cdot (Z_{c2} \cdot Z_{in})}{\left[Z_{2}(Z_{c2} + Z_{in}) + (Z_{c2} \cdot Z_{in})\right]} \right\} \cdot V_{cm} \cdot A_{d} + V_{cm} \cdot \frac{A_{d}}{CMRR}$$

$$(3.3)$$

$$V_{0}' = \left\{ \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_{d}}{2}\right) \cdot \left(Z_{c1} \cdot Z_{in}\right)}{\left[Z_{1}\left(Z_{c1} + Z_{in}\right) + \left(Z_{c1} \cdot Z_{in}\right)\right]} - \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_{d}}{2}\right) \cdot \left(Z_{c2} \cdot Z_{in}\right)}{\left[Z_{2}\left(Z_{c2} + Z_{in}\right) + \left(Z_{c2} \cdot Z_{in}\right)\right]} \right\} \cdot V_{cm} \cdot A_{d}$$
(3.4)

$$BAL = 20.\log \left| \frac{V_{C2} - V_{C1}}{V_{cm}} \right| \ (dB)$$
(3.5)

$$BAL = 20.\log \frac{\left|\frac{\left(V_{cm} + \frac{V_d}{2}\right) \cdot \left(Z_{c2} \cdot Z_{in}\right)}{\left[Z_2\left(Z_{c2} + Z_{in}\right) + \left(Z_{c2} \cdot Z_{in}\right)\right]} - \frac{\left(V_{cm} + \frac{V_d}{2}\right) \cdot \left(Z_{c1} \cdot Z_{in}\right)}{\left[Z_1\left(Z_{c1} + Z_{in}\right) + \left(Z_{c1} \cdot Z_{in}\right)\right]}\right|} (dB)$$

$$(3.6)$$

Onde  $V_d = V_{d/2} + V_{mc}$ .

### FUNÇÃO DE TRANSFERENCIA (FT)

O modelo em diagrama de blocos (Figura 3.2) é uma representação gráfica das funções desempenhadas pelos elementos que compõem o circuito (Equações 3.7 a 3.12), fornecendo uma visão gráfica global do sistema, indicando a finalidade dos componentes eletrônicos dentro da nova arquitetura proposta. A função de transferência FT final (Equação 3.12) pode ser utilizada para analisar como cada um dos subcircuitos no sistema afeta o sinal de saída  $V_{out}(s)$ . Por exemplo, se o bloco de controle Sc(s) não for devidamente modelado, pode levar todos os outros subcircuitos a um estado descontrolado ou desbalanceado.



Figura 3.2 - Visão gráfica global do sistema: modelo em diagrama de blocos.

Onde:

$$S_0(s) = V_{in}(s) - S_4(s) \tag{3.7}$$

$$S_1(s) = (V_{in}(s) - S_4(s)) Z_{C1}(s)$$
(3.8)

$$S_{2}(s) = G_{IA}(s).Z_{C1}(s).(V_{in}(s) - S_{4}(s))$$
(3.9)

$$S_{3}(s) = G_{IA}(s) Z_{C1}(s) |H(s)|_{BPF} \left( V_{in}(s) - S_{4}(s) \right)$$
(3.10)

$$S_{4}(s) = \frac{G_{IA}(s).Z_{C1}(s).|H(s)|_{BPF}.S_{C}(s).V_{in}(s)}{1 + G_{IA}(s).Z_{C1}(s).S_{C}(s).|H(s)|_{BPF}}$$
(3.11)

$$FT = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{G_{IA}(s).Z_{C1}(s).|H(s)|_{LPF}}{1 + G_{IA}(s).Z_{C1}(s).S_{C}(s).|H(s)|_{BPF}}$$
(3.12)

# 3.2 DESCRIÇÃO E SIMULAÇÃO EM VHDL\_AMS

A Figura 3.3 representa o projeto completo, em diagrama de blocos, descrito na linguagem VHDL\_AMS (código fonte em Anexo A) e simulado na plataforma ADVANCE da *Mentor Graphics* (Mentor Graphics, 2006).



Figura 3.3 - Diagrama em blocos do circuito descrito em VHDL\_AMS.

Onde:

- *Sinal* é a fonte de sinal que, internamente, representa a composição tanto da interferência em modo comum ( $V_{mc}$ ) como dos sinais úteis ou diferenciais ( $V_{d1} e V_{d2}$ );
- $Z_{in}$  é o circuito de impedância variável ( $Z_{in1}$  e  $Z_{in2}$ );
- AI é o amplificador de instrumentação com ganho constante (Gain);
- **FPB** é o filtro passa-banda;
- A/D é o conversor analógico/digital;
- Controle é o controle de amplitude digital;
- Clock1 e Clock2 são os controles dos relógios.

O funcionamento do circuito descrito em VHDL\_AMS baseia-se na compensação das impedâncias de entrada Z<sub>in</sub>.

Inicialmente, um sinal de biopotencial usado como teste, composto por uma componente em modo comum ( $V_{mc}$ ) e outra em modo diferencial ( $V_{d1} \in V_{d2}$ ), é aplicado a impedância de entrada  $Z_{in}$  ( $Z_{in1} \in Z_{in2}$ ). Neste caso específico, essas impedâncias são constituídas por um banco de resistências de valores constantes (32 k $\Omega$ ), que são conectadas dinamicamente ao circuito, de tal forma que juntas possam alcançar um valor total de 4,8 M $\Omega$ . Ou seja, pode-se obter até 150 valores com essas resistências (150 x 32 k $\Omega$ ).

Este sistema está direcionado para atuar com sinais de pequenas amplitudes, que normalmente estão contaminados com ruídos de maior intensidade, necessitando ser amplificados. Essa função é realizada pelo AI de ganho constante (*Gain*). Em seguida, ocorre a separação pelo filtro **FPB**, cuja largura de banda **BW** é suficiente para deixar passar

somente a componente  $V_{mc}$ , com frequências de corte fc1\_FPB e fc2\_FPB. No próximo estágio, ocorre a conversão do sinal em digital, pelo conversor A/D de 10 bits, com frequência f\_A/D. Algumas amostras do sinal são guardadas em uma memória volátil, a qual será consultada em intervalos regulares de um milisegundo (1 ms) pelo bloco comparador digital. Seus valores de amplitude serão tratados pelo circuito de controle (Controle de passos).

Somente depois do ciclo de realimentação do circuito estar completo, é que o circuito controlador dos relógios (**Clock1** e **Clock2**) será requisitado, para que incremente ou decremente o banco de resistências do circuito de impedância variável (**Z**<sub>in</sub>). Esse processo leva ao aumento ou diminuição da impedância equivalente, através de **Z**<sub>in2</sub>, o que depende diretamente da análise do modelo gráfico da interferência (Anexo B.2).

3.2.1 Protocolo de Simulação

Para a configuração dos testes do circuito descrito em VHDL\_AMS, foram utilizados os valores da Tabela 3.1:

FONTE DE EXCITAÇÃO	PARÂMETROS DO RESTO DO CIRCUITO
$\mathbf{V_{mc}} = 50 \text{ mV}$	$\mathbf{Z_{in1}} = 1 \ M\Omega$
$\mathbf{V_{d1}} = \mathbf{V_{d2}} = 0 \ \mathbf{V}$	$\mathbf{Z}_{in2} = 0.7 \text{ M}\Omega$
$f_{mc} = 50 \text{ Hz}$	<b>Gain</b> = 1 kV/V
$\mathbf{f}_{d1} = \mathbf{f}_{d2} = 4 \text{ KHz}$	<b>fc1_</b> FPB = 40 Hz , <b>fc2_</b> FPB = 70 Hz
<b>Ofsset</b> = 0 V	$f_{A/D} = 1 \text{ kHz}$

Tabela 3.1 - Configurações do modelo em VHDL\_AMS.

Em relação aos valores das fontes de excitação (*Sinal*), levou-se em consideração somente o sinal em modo comum ( $V_{mc}$ ), conforme se pode observar na Tabela 3.1, enquanto que os sinais em modo diferencial ( $V_{d1} \in V_{d2}$ ) foram desprezados. Isso significa que, ao analisar os resultados de simulação do circuito (Figuras 3.4 e 3.5), o sinal útil não estará presente e somente a interferência será visualizada. Em relação ao sinal de modo comum, ele apresenta uma frequência  $f_{cm}$ ;  $f_{d1} \in f_{d2}$  são as frequências dos sinais de modo diferencial; *Offset* = 0 significa que não houve deslocamento do ponto de referência na saída do AI (nível DC zero).

### 3.2.2 Resultados de Simulação da Modelagem

Os resultados de duas simulações em VHDL\_AMS, considerando constante uma das impedâncias de entrada ( $Z_{in1}$ ) e variando a outra ( $Z_{in2}$ ), são observados nas Figuras (3.4 e 3.5), onde são visualizados três gráficos (relacionados de cima para baixo): o primeiro, Controle\_Passos2, representa o controle das amplitudes por meio do número de resistores ( $N^o$  *Resistores*); o segundo, o incremento ou decremento do banco de resistências ( $Z_{c2}$ ), e o terceiro, o sinal de interferência  $V_{mc}$  na saída do AI, denominada *AI\_out*.

Nos gráficos da Figura 3.4, o ruído  $V_{mc}$  na saída do AI (*AI\_out*) está sendo atenuado e mantido em um patamar de menor interferência possível (em torno de 0,41 mV), por meio do controle das amplitudes (Controle\_Passos2). Enquanto que os gráficos mostrados na Figura 3.5 apresentam resultados de simulação sem o controle das amplitudes, ou seja, não existe uma realimentação de controle. Considera-se que o sistema esteja funcionando em malha aberta, o que leva a um desbalanceamento total das impedâncias, comprovando a análise gráfica no Anexo B.2.



Figura 3.4 - Simulação em VHDL\_AMS, com controle de realimentação.



Figura 3.5 - Simulação em VHDL\_AMS, sem controle de realimentação.

# 3.3 MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO SOFTWARE PROTEUS

A modelagem e simulação, baseados tanto na fundamentação teórica, como na proposta de modelagem apresentada na seção anterior, foram realizados também utilizando-se o *software* PROTEUS, versão "*ISIS Professional v7.0*" (Isis, 2009). O leiaute do circuito, em forma de diagrama de blocos, está representado no Anexo C.1, e discriminado com os seus respectivos elementos na Tabela 3.2, com uma breve descrição de cada componente eletrônico.

	COMPONENTE	QTE.	VALORES COMERCIAIS	DESCRIÇÃO
I M P	Resistor (Ω)	12	10k, 20k, 40k, 80k, 160k, 320k, 640k, 1280k, 2.55M e 2x100k	Resistor de Carbono.
V A R	Chave Analógica	8	HEF4016 (Philips Semiconductors, 2009)	Chave Analógica.
	Contador	2	CD4029 (Philips Semiconductors, 2009)	Contador Digital.
AI	AI	1	INA122 (Burn-Brown, 2009)	Amplificador de Instrumentação
	RG (Ω) (Pinos 1 e 8 do INA122)	1	200K	Resistor Variável (Trimpot)
F I L.	Filtro LPF	1	OP 07 (Texas Instruments, 2005)	Filtro passa-baixa ativo de 2ª ordem em 4 kHz.
	Filtro BPF	2	OP 07 (Texas Instruments, 2005)	Filtro passa-banda ativo de 4ª ordem em 60 Hz.
C O N.	Porta AND	1	74LS00 (Philips Semiconductors, 2009)	Porta Lógica.
	PIC	1	16f877 (Microchip, 2010)	Controlador e Conversor A/D.

Tabela 3.2 - Relação e descrição dos componentes do circuito protótipo

## Onde:

- QTE. é a quantidade de cada componente;
- IMP. VAR. é o bloco de impedância variável;
- AI é o bloco do Amplificador de Instrumentação;
- FIL. é o bloco dos filtros;
- CON. é o bloco de controle.

# 3.3.1 Funcionamento

O sistema será descrito pelo algoritmo da Figura 3.6.



Figura 3.6 - Algoritmo do circuito

O funcionamento do algoritmo baseia-se na compensação do sinal proveniente do sensor (seja ele de origem **eletroresistiva** ou **biomédica**), que possui uma componente em modo comum ( $V_{mc}$ ) e outra em modo diferencial ( $V_d$ ), as quais são moduladas pelas impedâncias de entrada ( $Z_{VAR}$ ) formadas por um banco de resistores, gerando uma resistência equivalente de até 2,55 M $\Omega$ . Isso é possível com o uso das chaves analógicas (HEF 4016), as quais são controladas por contadores de 4 bits cada, mas que juntos podem alcançar até 8 bits (256 valores discretos).

Devido ao fato de que o sinal proveniente do bloco anterior ( $Z_{VAR}$ ) ser de baixa amplitude, ele é primeiro amplificado pelo bloco AI (INA 122). Em seguida, uma amostra do sinal ( $V'_0$ ), depois de filtrada pelo LPF de 2<sup>a</sup> ordem, é enviada à saída ( $V_0$ ) para ser analisada posteriormente. Ao mesmo tempo, outra amostra do sinal ( $V'_0$ ) vai para um filtro BPF de 4<sup>a</sup> ordem, com largura de banda de 30 Hz, suficiente para deixar passar somente as componentes da EMI ( $V_{mc}$ ) entre 40 e 70 Hz, originando o sinal V<sub>1</sub>. O sinal V<sub>1</sub> é enviado para um conversor A/D, implementado pelo microcontrolador PIC 16F877, de 8 bits de dados, 4 MHz de frequência de *clock*, taxa de transferência de 2400 bps, velocidade de processamento de até 10 MIPS (milhões de instruções por segundo) e 8 bits de resolução, gerando 256 valores discretos de tensão (valores decimais), o que significa que cada nível discreto equivale a 19,53 mV de resolução de tensão, sendo 5 V a tensão de referência.

O que distingue este protótipo daqueles apresentados em trabalhos anteriores (Dobrev e Daskalov, 2002; Spnelli et al., 2004) é a ênfase na análise do ruído ( $V_{mc}$ ), feita separadamente do sinal útil ( $V_d$ ). Ou seja, caso ocorra um aumento brusco de  $V_{mc}$  na entrada de  $Z_{VAR}$ , o mesmo microcontrolador usado na conversão A/D, que foi programado em linguagem C++, realizará o controle dinâmico do sistema, através do bloco de controle e das impedâncias variáveis  $Z_{VAR}$ . Esse controle usa a análise de variação das amplitudes já discretizadas de  $V_{mc}$ , tomando como referência duas outras tensões digitais de amplitude 2,48031 V ("01111111") e 2,51937 V ("10000001"), em torno de um ponto central (ou nível DC referencial) de 2,49 V ("10000000"), como representado na Tabela 3.3.

Caso a amplitude do sinal amostrado permaneça em torno do ponto referencial, deve se considerar que o circuito de impedância dinâmica ( $Z_{VAR}$ ) está minimamente balanceado, e neste caso, um sinal de nível 0 Volts, é enviado para desligar o relógio (*clock*) do circuito contador (Ctrl\_U/D). Porém, se o nível do ruído da amostra ficar acima da amplitude do nível de referência, então considera-se que o circuito de impedância dinâmica está desbalanceado. Neste caso, um nível alto de tensão (5 V) é enviado para ligar o *clock* do circuito contador (Ctrl\_U/D), e outro nível alto é enviado para incrementar o contador (UP), causando o aumento da impedância equivalente do bloco Z<sub>var</sub>. Como o processo de amostragem é feito a cada 1 milissegundo, o sistema é dinamicamente realimentado com uma amostra mais recente do sinal.

Na possibilidade da amostra indicar que a amplitude de  $V_{mc}$  ainda se encontra fora da faixa de referência depois de 3 ciclos de *clock*, ou 3 ms, o sistema considerará que a ação de incremento do contador está incorreta. Então um nível baixo (0 volts) será enviado para o circuito contador, para decrementar (DW) a impedância dinâmica e encontrar um novo ponto de balanceamento de  $Z_{VAR}$ . Finalmente, quando o balanceamento for encontrado, o *clock* do circuito contador será desligado novamente e ficará aguardando por um comando para ser religado, minimizando a corrente da bateria. No entanto, como a amplitude do ruído eletromagnético sofre alterações constantemente, então o sistema (no estado da arte atual) se apresenta ligado continuamente.

O cálculo, dimensionamento e configuração dos subcircuitos estão no Anexo C.1.1.

Voltagem (mV)	Decimal	Binário
0	0	00000000
19,53		00000001
2480,31	126	01111111
2499,84	127	10000000
2519,37	128	10000001
4980,15	254	11111101
4999,68	255	11111111

Tabela 3.3 - Tabela de conversão do A/D de 8 bits.

#### 3.3.2 Resultados de Simulações

As Figuras (3.7 a 3.9) mostram resultados de simulações do circuito da Figura C.1 (Anexo C), quando da aplicação de sinais característicos obtidos por biosensores e sensores eletroresistivos, visando à redução do ruído de modo comum ( $V_{mc}$ ). Como protocolos para a configuração dos testes do circuito realizados na ferramenta de simulação PROTEUS, são utilizados os valores da Tabela 3.4.

	•
TENSÃO (V)	FREOUÊNCIA (Hz)
$V_{mc} = 200 \text{ mV}$	$f_{\rm Vmc} = 60  \text{Hz}$
$V_{d1} = 10 \text{ mV}$	$f V_{d1} = f V_{d2} = 10 Hz$
vui 10 mv	
$V_{d2} = 10 \text{ mV}$	Clk_contador≈10 kHz
Vuz To mv	
$V_{\text{bia}}(Maximo) \approx 1.27 \text{ V}$	Clk PIC≈4 MHz

Tabela 3.4 - Configurações usadas no simulador proteus.

Na Figura 3.7, são observados três gráficos representativos do resultado da simulação deste sistema de redução de interferência, sem realimentação ou controle, com a aplicação na entrada de um sinal senoidal com parâmetros de frequência dentro da banda de um sinal de ECG. O primeiro gráfico (de cima para baixo) representa os sinais em modo comum e diferencial depois de amplificados pelo AI de ganho constante (V<sub>AI-Out</sub>); o segundo

representa o biosinal na saída do LPF ( $V_{mc} + V_d$ ); e o terceiro representa o ruído na saída do BPF ( $V_{mc}$ ).

Neste caso, como o sistema ainda não foi realimentado e a amplitude da interferência fica variando aproximadamente entre um valor máximo ( $V_{mc_Max} \approx 1,19 V_{pp}$ ) e um valor mínimo ( $V_{mc_Min} \approx 34 mV_{pp}$ ),  $V_d$  ainda sofre a influência de  $V_{mc}$ . Essa interferência é tal que o sinal útil fica encoberto pela interferência ( $V_{mc} >> V_d$ ) (Figura 3.7(a)). Essa relação começa a mudar à medida que ocorre o casamento de impedâncias na entrada do AI, devido a realimentação do sinal de modo comum, provocando uma queda progressiva da amplitude de  $V_{mc}$ , sem afetar a amplitude de  $V_d$ . Desta forma, o sinal útil tende a ficar mais visível ( $V_{mc} << V_d$ ) (Figura 3.7(b)).

Os gráficos das Figuras (3.8 e 3.9) representam os resultados de simulações quando o sistema é aplicado à mensuração de parâmetros e padrões de escoamento, obtidos de sensores eletroresistivos. Na Figura 3.8, o gráfico superior indica o sinal composto pelas componentes em modo comum ( $V_{mc}$ ) e diferencial ( $V_d$ ), onde se observa que a amplitude de  $V_{mc}$  se sobrepõe a de  $V_d$ . O gráfico intermediário representa a saída do filtro BPF, e o gráfico inferior, somente o ruído ( $V_{mc}$ ).



Figura 3.7- Resultados de simulação do sistema biomédico: sem realimentação (a); com realimentação (b).

O gráfico da Figura 3.9 é o mesmo descrito anteriormente (Figura 3.8), mas com nível de ruído já reduzido, ou seja,  $V_{mc}$  passou de  $\approx 4,19 V_{pp}$  para aproximadamente 168 m $V_{pp}$ .



Figura 3.8 - Resultados de simulação do sistema eletroresistivo sem realimentação.



Figura 3.9 - Resultados de simulação do sistema eletroresistivo com realimentação.

O sistema das Figuras (3.2 e 3.3), modelo do protótipo construído neste trabalho, foi projetado, descrito e simulado usando a linguagem VHDL\_AMS da *Mentor Graphics* (Anexo A), como apresentado na Seção 3.3. O sistema simulado demorou aproximadamente 3 segundos para entrar em equilíbrio, tempo necessário para reduzir o ruído de entrada, que possuía uma amplitude inicial de 120 mV<sub>PP</sub>, para o valor de 0,828 mV<sub>pp</sub> após a realimentação do circuito, o que representa uma redução de 99,31% em V<sub>mc</sub>.

Os resultados de simulações pelo *software* PROTEUS (Isis, 2009) originaram as Figuras (3.7, 3.8 e 3.9). Anteriormente à realimentação do circuito (Figura 3.7(a)), a amplitude da interferência sofria variações entre um valor máximo  $V_{mc_Max} \approx 1,19 V_{pp}$  e um valor mínimo  $V_{mc_Min} \approx 34 \text{ mV}_{pp}$  aproximadamente, fazendo com que a interferência se sobressaísse em relação ao sinal útil na banda de frequência de biosinais, deixando o sinal útil encoberto pela interferência ( $V_{mc} \gg V_d$ ), onde:  $V_{mc} + V_d = 14,8 V_{pp}$  e  $V_{mc} = 1,19 V_{pp}$ . Entretanto, após o circuito ser realimentado (Figura 3.7(b)), ocorreu progressivamente a inversão da referida relação, provocando uma queda progressiva da amplitude de  $V_{mc}$ , pouco influenciando a amplitude de  $V_d$  ( $V_{mc} \ll V_d$ ), levando a  $V_{mc} + V_d = 9,52 V_{pp}$  e  $V_{mc} = 15 \text{ mV}_{pp}$ , uma redução de 36% em ( $V_{mc} + V_d$ ) e de 98,7% em  $V_{mc}$ .

Os resultados obtidos na banda de eletroresistividade ratificaram a eficácia do circuito virtual, conforme se observa nas Figuras (3.8 e 3.9). Na Figura 3.8, com o circuito sem realimentação, observou-se que  $V_{mc} + V_d = 12,7 V_{pp}$  e  $V_{mc} = 4,19 V_{pp}$ . Na Figura 3.9, já com o sistema balanceado pela realimentação, verificou-se que  $V_{mc} + V_d = 6,97 V_{pp}$  e  $V_{mc} = 168 mV_{pp}$ , o que significa uma redução de 45,11 % em ( $V_{mc} + V_d$ ) e de 95,99% em  $V_{mc}$ .

O conhecimento de todos os capítulos anteriores é colocado em prática neste capítulo, por meio da construção de um protótipo real do sistema de filtragem, em placa de circuito impresso. Este capítulo é dividido em três tópicos: no tópico 4.1, aborda-se a construção do protótipo (circuito experimental), utilizando-se componentes discretos e circuitos integrados analógicos e digitais, com o qual foram obtidos os resultados descritos no tópico 4.2. No tópico 4.3, esses resultados experimentais são analisados e comparados com os valores esperados teoricamente e com os valores obtidos nas simulações.

## 4.1 CIRCUITO EXPERIMENTAL

Desenvolvimentos teóricos, equações e simulações realizados anteriormente, forneceram as bases para a montagem de um protótipo experimental (Figura 4.1) do circuito de filtragem de ruído proposto nesta tese, composto por circuitos integrados e componentes discretos, e cujo leiaute é mostrado no Anexo C.2.



Figura 4.1 - Protótipo em placa de circuito impresso.

A placa de circuito impresso foi dividida em oito blocos funcionais na Figura 4.1, assim especificados: **alimentação**, formada por duas fontes simétricas (LM 7905 e LM 7805);

dois **filtros** (LPF e BPF), implementados no microcontrolador PSOC CY8C27443; **comparador de 1 bit**, formado por um AOP TL071, para comparar os resultados obtidos com os resultados do conversor A/D de 8 bits; **impedância variável** (Z<sub>var</sub>), formada por contadores CD4029 e chaves analógicas HEF4016; **amplificador de instrumentação** INA 122; **banco de resistores** de carbono; **ponte de** *wheatstone*, adaptada para receber os dados provenientes dos sensores eletroresistivos e **circuito de controle**, responsável pelo processamento do sinal e pela conversão do sinal analógico em digital de 8 bits.

O protótipo foi acondicionado dentro da caixa da Figura 4.2, onde são vistos os pontos de contato, responsáveis pela ligação entre os sensores e o circuito interno.



Figura 4.2 - Caixa do circuito protótipo.

# 4.2 ENSAIOS EXPERIMENTAIS

Os ensaios (testes) experimentais foram divididos em duas fases, tanto aplicados em biosinais, quanto em sinais provenientes de sensores eletroresistivos. Na primeira fase, os testes foram realizados em um ambiente controlado em laboratório (usando geradores de ondas), e na segunda fase, foram utilizados sinais provenientes dos respectivos sensores em tempo real.

### 4.2.1 Resultados em Ambientes Controlados

Na primeira fase, utilizou-se como sinal de entrada uma onda senoidal gerada artificialmente, com frequência de 10 Hz, dentro das características de um sinal de ECG, influenciada por um ruído EMI, onda senoidal também gerada artificialmente, de 50 Hz. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.3(a) e 4.3(b). Pode-se observar nestas figuras que a

redução do ruído  $V_{mc}$  foi de aproximadamente 50 vezes (~ 34 dB) da saída em relação ao sinal de entrada, enquanto que a componente de modo diferencial, o biopotencial  $V_d$ , quase não é afetada. Apesar do experimento ter sido realizado em ambiente controlado, não foi possível medir a diferença de fase entre o sinal  $V_d$  e a  $V_{mc}$ . Todas as configurações, aplicadas ao circuito, estão especificadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Configurações do circuito protótipo em ambiente controlado.

TENSÃO (	[mV) FREQ	UÊNCIAS (Hz)	TENSÕES DE REFERÊNCIA	
<b>V</b> <sub>mc</sub> ≈20	)0 <b>Clk</b> _	<sub>Count</sub> ≈200 Hz	<b>Vref_sup=</b> "10010000" Bits	
<b>V</b> <sub>d1</sub> ≈1	0 Clk	<b>⊾<sub>_BPF</sub>≈</b> 8 kHz	<b>Vref_</b> Inf <b>=</b> "01101111" Bits	
<b>V</b> <sub>d2</sub> ≈-10	.0 Clk	_A/D=Clk_BPF	<b>Vref+_</b> A/ <b>D=</b> 0.6 V	
			<b>Vref</b> A/D= -0.51 V	



Figura 4.3 - Resultados obtidos com oscilócópio, circuito sem realimentação (a) e com realimentação (b).

## 4.2.2 Resultados em Ambientes não Controlados

A segunda fase foi dividida em dois momentos. No primeiro teste, um sinal de biopotencial foi obtido de um eletrodo de ECG (2223BRQ-3M) acoplado a um paciente voluntário, sendo colocado um sensor em cada um dos pulsos, e um terceiro na perna esquerda (derivação bipolar periférica). Os valores resultantes desta experiência são visualizados nos gráficos da Figura 4.4. Na Figura 4.4(a), o circuito encontrava-se sem realimentação, isto é, sem controle; neste caso,  $V_{mc}$  encobre completamente o sinal de ECG (V<sub>d</sub>). No entanto, na Figura 4.4(b), já com o circuito realimentado, o sinal de ECG passou a ficar mais visível em comparação ao ruído.



Figura 4.4 - Resultados obtidos com eletrodo de ecg: (a) circuito sem realimentação; (b) circuito com realimentação.

Em relação à Figura 4.4(b), com base na análise da frequência do sinal de ECG, constata-se que o mesmo tem um período total de aproximadamente 0,0625 segundos (equivalente a 61,53 Hz); ou seja, o sinal de ECG sofreu uma alteração de 0,8 Hz para 61,53

Hz, e mesmo assim, o sinal resultante se mantém dentro da banda (0,05 à 150 Hz), como previsto na Tabela B.1 (Anexo B.3).

Em sequência aos testes, agora usando um sinal proveniente de sensores eletroresistivos, um aparato experimental semelhante ao da Figura 2.25 foi realizado, mostrado na Figura 4.5. Observa-se que o ar surge bombeado através de um tampão poroso, formando bolhas com um diâmetro médio de 2 mm, na parte inferior de uma coluna de vidro cheia com água. Um sensor eletroresistivo é colocado na coluna, a uma altura de 150 mm do tampão poroso. Enquanto bolhas são observadas passando através do sensor simples, resultados foram obtidos na saída do Filtro Passa Baixa do protótipo, mensurados por um osciloscópio.



Figura 4.5 - Aparato experimental.

Amostras de sinais provenientes do sensor de resistividade, influenciadas por ruído EMI de 50 Hz- oriundo da rede elétrica- foram gravadas, gerando as Figuras (4.6 a 4.8). Observa-se, nas Figuras (4.6 e 4.7), uma redução da banda de ruído (em relação as amostras de entrada) em torno de 50% e 19%, respectivamente, enquanto que a componente de modo diferencial, proveniente do sensor eletroresistivo, foi pouco afetada.



Figura 4.6 - Pulso gerado pela passagem da bolha pelo sensor, com e sem o balanceamento de impedância.



Figura 4.7 - Redução do ruído com e sem o uso do filtro realimentado.

Para finalizar esta aplicação em sistemas multifásicos, a Figura 4.8 mostra que, além de reduzir sinais na banda de ruído EMI (em 75% ou -59,64 dB), o sistema realimentado consegue recuperar (amplificar) sinais  $V_d$  que estavam completamente encobertos (dissimulados) dentro da banda de ruído.

Os gráficos referentes a esses testes, tanto em biosinais, quanto em eletroresistividade, foram plotados usando o osciloscópio Tektronix TDS2024B (Tektronix, 2009).



Figura 4.8 - Sinal encoberto pela EMI.

# 4.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Quanto aos resultados experimentais (Figuras 4.3 a 4.8), estes foram organizados em três partes: a primeira, formada pelas Figuras (4.3(a) e 4.3(b)), representa a resposta a uma entrada senoidal afetada por ruído  $V_{mc}$ , onde nas saídas dos filtros LPF e BPF obteve-se, respectivamente,  $V_{mc}+V_d = 5000 \text{ mV}_{pp}$  e  $V_{mc} = 500 \text{ mV}_{pp}$ , antes da realimentação, e  $V_{mc}+V_d = 2560 \text{ mV}_{pp}$  e  $V_{mc} = 40 \text{ mV}_{pp}$ , depois de realimentado. Isso significa uma redução de 48,8% em  $V_{mc}+V_d$  e de 92% em  $V_{mc}$ .

A segunda parte (Figura 4.4(a) e (b)), é a resposta à excitação de um sensor de ECG, onde  $V_{mc}+V_d = 5000 \text{ mV}_{pp}$  e  $V_{mc} = 300 \text{ mV}_{pp}$ , antes da realimentação, e  $V_{mc}+V_d = 1400 \text{ mV}_{pp}$ e  $V_{mc} = 40 \text{ mV}_{pp}$ , depois de realimentado, respectivamente. Esses valores representam uma redução de 72% em  $V_{mc}+V_d$  e de 86,66% em  $V_{mc}$ .

A terceira parte, representada pelas Figuras (4.6 a 4.8), são respostas do protótipo aos pulsos gerados pela passagem das bolhas pelo sensor eletroresistivo, onde o ruído (Figura 4.6) varia de  $V_{mc} = 160 \text{ mV}_{pp}$  para  $V_{mc} = 80 \text{ mV}_{pp}$ , uma redução relativa de 50%; já na Figura 4.7, varia de  $V_{mc} = 1650 \text{ mV}_{pp}$  para  $V_{mc} = 325 \text{ mV}_{pp}$ , provocando uma redução de 80,30%. E na Figura 4.8, observa-se uma variação de  $V_{mc} = 1280 \text{ mV}_{pp}$  para  $V_{mc} = 320 \text{ mV}_{pp}$ , provocando uma redução de 75%. Todas as figuras foram geradas antes e depois da aplicação da realimentação.

Nesta parte do trabalho, é feita uma análise crítica e resumida da nova arquitetura para redução do ruído  $V_{mc}$ . No tópico 5.1, analisa-se o circuito protótipo que originou os resultados alcançados. No tópico 5.2, os resultados teóricos são confrontados com os experimentais.

# 5.1 ANÁLISE DO CIRCUITO PROTÓTIPO

Apesar de o circuito protótipo (Figura 4.1) ter gerado resultados, relativamente, interessantes, como atestam os resultados obtidos no Capítulo 4, alguns ajustes e até mesmo mudanças estruturais relevantes são propostos nesta seção, para aprimorar ainda mais o seu desempenho.

Uma das limitações do aparelho proposto deve-se ao fato de ter apenas um canal de entrada, o que reduz o número de aplicações em que ele poderia ser utilizado. Sugere-se a expansão do protótipo para dois ou mais canais (ou sensores), visando um uso mais abrangente da nova arquitetura. Outra expansão importante pode ser feita para viabilizar o uso do circuito em outras bandas de frequência (como em outras faixas dentro da banda de biosinais, como por exemplo em EEG) ou em sistemas multifásicos, na determinação mais efetiva do tamanho ou velocidade da bolha.

Outro aspecto relevante seria a necessidade de um ajuste fino das impedâncias variáveis, ou dinâmicas, pois no estado atual do projeto essa calibração é realizada com um banco de resistores (Tabela 3.2), cuja tolerância comercial pode ser de 5 ou 10 %, interferindo na impedância equivalente ( $Z_{var}$ ), além do que, os valores de resistores utilizados, por serem comerciais, não são exatamente os valores da Tabela 3.2.

O ganho do AI através da resistência de ganho  $R_G$  deveria ser controlado dinamicamente, possibilitando uma melhor visualização e análise das saídas  $V_0$  e  $V_1$  (Figura 3.6). A possibilidade de ajuste dinâmico, tanto do ganho do AI como da banda do filtro BPF, seria outra forma de melhoria da arquitetura proposta. Dessa forma, o circuito seria totalmente reconfigurável, levando à possibilidade de adaptação e uso do sistema em qualquer meio que

necessitasse redução de ruído e em tempo real, mesmo se ambas as componentes dos sinais  $(V_{mc} e V_d)$  estivessem na mesma banda.

As principais inovações do presente trabalho, em comparação com outros trabalhos nessa mesma linha de pesquisa (Yonce, 2005; Spinelli et al., 2006; Degen e Jackel, 2008; Hwang e Webster, 2008; Costa e Tavares, 2009; Webster, 2009) e mais especificamente em relação ao trabalho de Silva (Silva, 2003), referem-se ao controle do banco de impedâncias e sua geometria de divisor de tensão (Figura 3.1). Explica-se: no presente trabalho (Capítulo 3, tópico 3.3.1: Funcionamento), que tal controle é realizado tanto pelo contador UP/DOWN, como pelo controle da frequência de oscilação do circuito (CLOCK), como descrito no algoritmo da Figura 3.6.

Na obra de Silva (2003), fonte de referência desta Tese, durante a simulação descrita no capítulo 5, são demonstrados os mesmos resultados de redução do sinal de interferência  $(V_{mc})$  alcançados neste trabalho. No entanto o autor não especificou se a cada nova alteração da impedância de entrada, devido ao desbalanceamento ocasionado pela componente do sinal  $V_{mc}$  a implementação (soma ou decremento) do banco de resistências  $R_{ctrl-2}$ , se é contínua (utilizando todo o banco de resistências e recomeçando o controle a partir da resistência inicial), ou se é capaz somente de decrementar (reduzir o número de resistências em série) de acordo com o aumento ou diminuição da amplitude da tensão de referência ( $V_{fil}$ ).

O tipo de controle empregado em nossa Tese em relação a Tese de Silva (Silva, 2003), como fundamentado no tópico 3.1, e descrito no algoritmo da Figura 3.6, demonstrou uma eficácia relativa, por não utilizar como ferramentas somente o *clock*, mas também o controle crescente ou decrescente da contagem dos circuitos contadores Ctrl\_out, influenciando assim, o aumento ou a diminuição da impedância variável  $Z_{var}$  em tempo real, de maneira mais eficiente, através de Ctrl\_U/D, como atestam os resultados alcançados durante ensaios experimentais obtidos nas Figuras (4.3, 4.4, 4.6, 4.7 e 4.8).

Outro diferencial desta Tese consiste na utilização de dados digitais de 8 bits provenientes do conversor A/D, no sistema de controle aqui apresentado, enquanto que no trabalho de Silva (Silva, 2003), por exemplo, foi utilizada para o mesmo objetivo a precisão de 1 bit (Figura 6.3).

Estabelecendo-se um parâmetro comparativo entre este trabalho de Tese, com o trabalho proposto por Silva (Silva, 2003), conclui-se que em termos de simulações, foram alcançados resultados semelhantes. Por exemplo em relação as Figuras (6.5 e 6.6), do trabalho de Silva, comparamos com os resultados das Figuras (3.4, 3.5, 3.7) deste estudo.

No entanto, em razão das adaptações e inovações aqui propostas, analisando os resultados obtidos, comparados com os resultados e dados coletados, analisados e confrontados, obteve-se uma certa eficiência para a redução do ruído  $V_{mc}$  na arquitetura descrita em nosso trabalho, como se observa durante os ensaios (Figuras 4.3, 4.4, 4.6, 4.7 e 4.8), pelo menos até final do ano de 2010, pois, foi á partir deste período, que os resultados finais desta pesquisa de Tese, foram, então submetidos á publicações (LISTA DE TRABALHOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS PELO AUTOR, página xiii).

As afirmações acima descritas, se respaldam ainda, cientificamente, pelo fato do circuito experimental proposto por Silva, não ter gerado resultados experimentais, ou seja, não existiu um circuito protótipo para gerar tais resultados, naquele trabalho, como confirmado pelo próprio autor no Capítulo 8 (Conclusões e perspectivas futuras), página 112 (Silva, 2003).

Analisando o estado da arte total abordado nesta pesquisa até o ano de 2010, não foi encontrado nenhum registro de algum trabalho que houvesse gerado resultados experimentais que pudessem ser comparados com este estudo, pelo menos, na mesma linha de pesquisa de atuação deste tema (Balanceamento Dinâmico de Impedância), com exceção da Tese defendida por Silva (Silva,2003). Ou seja, apesar de não termos uma outra base de comparação direta entre os resultados obtidos em nossa Tese, com outros artigos que estudaram a abordagem de redução de interferência, comparamos os dados reais de entrada dos sinais de excitação com os observados na saída do circuito através do uso de um osciloscópio (Tecktronix, 2009).

O confronto entre os resultados teóricos e os experimentais, obtidos neste trabalho de Tese, é visualizado na Tabela 5.1. A referida tabela foi preenchida com todas as variações de amplitude de  $V_{mc}$ , com os resultados de simulações considerados mais relevantes para análise.

	FIGURAS Nº	AMPLITUDES (mV <sub>pp</sub> )		PERDAS (%)	PERDAS (dB)
PROJETO		SEM REALIMENTAÇÃO	COM REALIMENTAÇÃO		
VHDL_AMS	3.5/3.6	AI_Out = 120	AI_Out = 0,828	99,31%	41,52
	3.8a/3.8b	$V_{mc}$ + $V_{d}$ = 14,800	$V_{mc}+V_{d}=9,520$	36%	74,45
PROTEUS		V <sub>mc</sub> = 1,190	V <sub>mc</sub> = 15	98,7%	61,40
	3.9/3.10	$V_{mc}+V_{d} = 12,700$	$V_{mc} + V_d = 6,970$	45,11%	75,16
		V <sub>mc</sub> = 4,190	V <sub>mc</sub> = 168	95,99%	72
CIRCUITO PROTÓTIPO	4.3a/4.3b	$V_{mc}$ + $V_{d}$ = 5,000	$V_{mc}+V_{d}=2,560$	48,8%	67,74
[LABORATÓRIO]		V <sub>mc</sub> = 500	V <sub>mc</sub> = 40	92%	53,25
CIRCUITO PROTÓTIPO 4.4a/4.4b	4.4a/4.4b	$V_0 = V_{mc} + V_d = 5,000$	$V_0 = V_{mc} + V_d = 1,400$	48,8%	71,12
[ECG]		V <sub>mc</sub> = 300	V <sub>mc</sub> = 40	92%	48,29
CIRCUITO	4.6	V <sub>mc</sub> = 160	$V_{mc} = 80$	50%	38,06
PROTÓTIPO	4.7	V <sub>m c</sub> = 1,650	V <sub>mc</sub> = 325	80,30%	62,44
[ELETRORESISTIVO]	4.8	V <sub>mc</sub> = 1,280	V <sub>mc</sub> = 320	75%	59,64

Tabela 5.1 - Resumo de todas as perdas na saída em relação aos sinais de testes na entrada.

Analisando a Tabela 5.1, pode-se visualizar o que já estava confirmado em capítulos anteriores: a maior perda de amplitude do ruído, em relação aos sinais de entrada, em modo comum ocorre nas simulações, sendo de 99,31% em Vhdl\_Ams e de 98,7% no ambiente Proteus. Já em relação os resultados dos experimentos, tanto em laboratório como em tempo real, foram muito próximos aos simulados, com uma perda da  $V_{mc}$  de 92% em laboratório para ECG, e de 80,30% em ensaio com sistema eletroresistivo.

De uma maneira geral, os resultados obtidos, tanto os simulados quanto os experimentais, confirmam, ainda assim de forma precária, a funcionalidade do sistema.

A presente Tese tem por objetivo a redução do ruído de modo comum  $V_{mc}$ , especialmente aquele proveniente de fontes eletromagnéticas. Para tanto, diferentes estados da arte foram apresentados anteriormente à proposição da solução do problema; conceitos de equilíbrio de impedância, instrumentação biomédica e instrumentação eletroresistiva foram introduzidos; formulou-se a proposta de uma arquitetura modificada para redução de ruído  $V_{mc}$ , usando o conceito de balanceamento dinâmico de impedâncias. Procedeu-se o estudo teórico e posteriormente a descrição e simulação de um circuito em VHDL\_AMS, também projetado e simulado na forma de circuito discreto na plataforma de simulação eletrônica PROTEUS, empregando os valores dos componentes comerciais e discretos encontrados no mercado, e finalmente, com base nos resultados obtidos, finalizou-se este trabalho com a construção e teste de um circuito protótipo.

Resultados interessantes foram obtidos, mesmo que ainda necessitem de testes complementares para validar, definitivamente, a arquitetura proposta e sua aplicação aos sinais para os quais ela foi concebida. O circuito protótipo demonstrou ser capaz de reduzir os efeitos da EMI, tanto na banda de biosinais como de eletroresistividade, efetuando o devido controle do ruído sem o uso de filtros complexos. Quando aplicado na medição de escoamento multifásico, o presente filtro pôde fornecer medições mais precisas de bolhas com tamanhos menores, diferindo-as dos impulsos gerados com as passagens das bolhas de ruído. Neste tipo de medição de fluxo de bolhas, a aquisição dos parâmetros desejados, tais como a velocidade, o tamanho e a distribuição das bolhas, são feitas tanto mais eficientemente quanto menor for a quantidade de ruído registrado.

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se a reformulação do circuito protótipo, por exemplo, visando o aumento do número de canais de entrada do circuito, ou o aumento da banda de frequência, proporcionando maior abrangência nas aplicações do sistema. Tendo em vista que o sistema apresenta problemas de estabilidade, como já abordado anteriormente, é provável que o aumento do número de bits do conversor A/D para 16 ou

mais bits, solucione a questão, pois pode possibilitar uma banda mais reduzida no filtro FPB, facilitando a análise do ruído.

Em relação ao filtro FPB, outra sugestão seria o projeto de um filtro totalmente reconfigurável, o que significa que o circuito poderia ser aplicado em qualquer banda de frequência em que fosse desejada a redução de um sinal considerado ruído, sem necessidade de alteração do circuito físico. Outra melhoria seria a mudança do banco de impedâncias variáveis, que nesta versão usa resistores de carbono com tolerância de 5 a 10%, em prol do uso de potenciômetros digitais, cuja precisão e controle são muito superiores aos dos componentes discretos.

Todas essas sugestões, e outras não comentadas aqui, poderiam ser colocadas em prática em um novo protótipo deste circuito na forma de CI (*microchip*). Além de reduzir as dimensões físicas do protótipo, esta realização ainda acarretaria considerável redução no consumo de energia para alimentação do circuito, proporcionando maior durabilidade da bateria interna, e possibilitando tornar o circuito protótipo facilmente transportável ou usado em sistemas embarcados.

ANGELI, P.; HEWITT, G. F. Flow structure in horizontal oil-water flow. International Journal of Multiphase Flow. Vol. 26, 2000. p. 1117-1140.

BARBOSA, P. R. B. Effects of weighted averaging and linear filtering on the detection of ventricular late potentials in high resolution electrocardiography. Tese (Department: Biomedical Engineering): USP. BR, 2003.

BERBARI E.J. **Principles of electrocardiography. in: the biomedical engineering handbook**: Second Edition. Boca Raton: CRC Press; 2000. Ch. 13.

BULKE, M.J.; GLEESON, D.T. A micropower dry-electrode ECG preamplifier; IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 47, 2000.

BURN-BROWN CORPORATION. Single supply, micropower instrumentation amplifier (INA 111). Disponível em: <a href="http://www.burr-brown.com/">http://www.burr-brown.com/</a>. Acesso em: 2009. DATASHEET.

BURN-BROWN CORPORATION. Single supply, micropower instrumentation amplifier (INA122). Disponível em: <a href="http://www.burr-brown.com/">http://www.burr-brown.com/</a>. Acesso em: 2009. DATASHEET.

CÂNIVE, J. M. Filtros a capacitores chaveados CMOS testáveis e de baixa sensibilidade. Tese (En Engenharia Elétrica): COPPE/UFRJ, 2001.

CASSIOLATO C. **Acoplamento por impedância comum e como minimizer seus efeitos em instalações industriais**. ISMAR Equipamentos industriais. Disponível em: <<u>http://www.smar.com/brasil/artigostecnicos/artigo.asp?id=12</u>>. Acesso em: 30 abr 2014.

CATUNDA, S. Y. C. Considérations sur les circuits mixtes reconfigurables pour les applications de mesure. Tèse (En Electronique et Communications) - ENST, 2000.

CATUNDA, S. Y. C. NAVINER J. F.; DEEP G. S.; FREIRE R. C. S. **Designing a programmable analog signal conditioning circuit without loss of measurement range**. IEEE. Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 52. n.5., 2003.

CHIMENO, M. F.; ARENY, R. P. A comprehensive model for power line interference in biopotencial measurements. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 49. n.3, jun, 2000.

CLANCY, E. A.; MORIN E. L.; MERLETTI R. **Sampling, noise-reduction and amplitude estimation issues in surface electromyography**. Journal of Electromyography and Kinesiology, Vol. 12, feb, 2002. p.1 – 16.

COSTA M. H.; TAVARES M. C., Removing harmonic power line interference from biopotential signals in low cost acquisition system. Computers in Biology and Medicine, Vol. 39, 2009. p. 519-526.

DEGEN T, JACKEL H. Continuous monitoring of electrode–skin impedance mismatch during bioelectric recordings. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 55, 2008, p. 1711–1715.

DEGEN T., JACKEL H. (2004), Enhancing interference rejection of preamplified electrodes by automated gain adaption, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 51, 2004, pp. 2031–2039.

DOBREV D, Daskalov L. **Two-electrode biopotential amplifier with current-driven inputs**. Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 40, 2002, p.546-549.

DONGJIAN, Z.; CHANGZHI L.; XIMIN Z. An experimental study on local interfacial area concentration using a double –sensor probe. International Journal of Heat and Mass Transfer. Vol. 48. Disponível em: <www.sciencedirect.com>. Acesso em: 2005. p. 1926-1935.

EDWARDS, R. T.; STROHBEHN H.; JASKULEK S. E. A field programmable mixed signal array architecture using antifuse interconnects. IEEE. Circuits and Systems Proceedings. Geneva. Vol. 3, 2000. p. 319-322.

FERRARA, E. Estudo de velocimetria em fluidos por espalhamento de luz laser. Istituto de Física (Dissertação em Velocimetria Laser): IFUSP, 2000.

FERREIRA, A. B. H. Mini Aurélio Novo dicionário da Língua Portuguesa. São Paulo, 2008. 1 CD-ROM.

FIORE, J. M. Operational amplifiers & linear integrated circuits. Delmar-Thonson Learning, 2001.

GOMES, G. R. C. A conversão DSB/SSB a capacitores chaveados usando transformadores de hilbert recursivos. Revista Controle & Automação. Vol. 14, n.2, abr, may, jun, 2003.

HERSH, M. A.; JOHNSON, M. A. Assistive tecnology for the hearing-impaired, deaf and deafblind. London: Springer, 2003. p.1-39.

HERVÉ, Y. VHDL-AMS aplications et exercices Corrigés. Dunod: Paris. France, 2002.

HUANG, Q.; OBERLE, M. A 0,5 mW passive telemetry IC for biomedical applications. I. S. L, S. F. I. T: Switzerland, 2000.

HWANG, In-Duk; WEBSTER, J. G. **Direct interference canceling for two-electrode biopotential amplifier**, IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 55, 2008, p. 2620-2627.

IAIONE, F. Desenvolvimento e implementação de metodologia para detecção de hipoglicemia baseada no registro e análise do EEG. Tese: USP; 2003.

ISIS PROTEUS. Labcenter Electronic, 1989-2009. Disponível em: <a href="http://www.labcenter.co.uk/">http://www.labcenter.co.uk/</a>. Acesso em: 2009.

 INTERNET.
 Balanced
 line
 technology.
 Disponível
 em:

 <<u>http://www.atom.fysik.lth.se/QI/laser\_documentation/Selected\_articles/Balanced%20Line%20Technology.htm</u>
 >. Acesso em: 22 feb 2005.

JUNIOR, A. P.. Amplificadores operacionais e filtros ativos. Artmed Editora: São Paulo, 2003. 204p.

KANDASWAMY, A.; KUMAR C. S.; KIRAN T. V. A virtual instrument for measurement of expiratory parameters. IEEE. Instrumentation and Measurement Technology Conference. Anchorage, AK: USA. Vol. 2, 2002. p. 1255-1258.

KIM, S.; FU X. Y.; WANG X.; ISHII M. Development of the miniaturized four-sensor conductivity probe and the signal processing scheme. International Journal of Heat and Mass Transfer. Vol. 43, 2000. p. 4101-4118.

KITCHIN, C.; COUNTS, L. A designer's guide to instrumentation amplifiers. Analog Devices. Disponível em: <a href="http://www.analog.com">http://www.analog.com</a>>. Acesso em: 2004.

KRISHAM G.; THIRUMALAI, B. Customer-specific FPGA's: low cost solution for volume production. Journal FPGA and Programamable Logic, nov. 2004.

MANOLAKIS, D. G.; INGLE V. K.; KOGON S. M. Statistical and adaptive signal processing: spectral stimaton signal modeling, adaptive filtering and array processing. Editora: McGraw – Hill, 2000.
MENTOR GRAPHICS. Getting started with advanced MS software. 2006. Version 4.4\_1 Release. AMS Tutorial.

MICROCHIP. **PIC16f87X 28/4-Pins 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers**. data sheet. Disponível em: <<u>http://www.microchip.com</u>>. Acesso em: 2010.

NAVINER, J. F.; AMENDOLA G.; AUBERT A.; BELHAIRE E.; HURET F.; TANNÉ G.; JACQUEMOD G.; RENOVELL M. Architecture des SOC AMS: SoC analogiques et mixtes re-configurables – conception de bibliothèques d'IP AMS. Workshop Rtp Soc. Centre National de la Recherche Scientifique, Paris: Fr, 2004.

NEGRÃO J. F. R.; NAVINER J. F.; SILVA I. S. Circuit mixte d'interface reconfigurable pour applications en instrumentation médicale. In: JNRDM 2006: Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique; 2006; Paris, France. French.

NG, K. A.; CHAN, P. K. A CMOS analog front - end IC for portable EEG/ECG monitoring applications. Circuits end Systems. IEEE Transaction on. Vol 52, nov. 2005. p. 2335 – 2347.

NORTHROP, R. B. Analysis and application of analog electronic circuits to biomedical instrumentation. CRC PRESS: USA, 2004.

NUNES, L. C. B. G. Efeitos da eletroestimulação neuromuscular no músculo tibial anterior de pacientes hemiparéticos espáticos. Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação: Unicamp, 2004.

PALUSINSKI, O. A.; ANDERSON D.; GETTMAN D.; MARCJAN C.; AMDERSON H. Motorola field programmable analog arrays in simulation, control, and circuit design laboratories. University of Arizona. LATG. Motorola SPS. Tempe. AZ 85284, 2000.

PERREIRA, J. S. Teoria e implementação prática de filtros a capacitores chaveados na forma direta. Tese (En Engenharia Elétrica): COPPE/UFRJ. Rio de Janeiro, 2000.

PHILIPS SEMICONDUTORS. Gates quadruple bilateral switches (HEF 4016). Disponível em: <a href="http://www.datasheetcatalog.com">http://www.datasheetcatalog.com</a>. Acesso em: 2009. DATASHEET.

PHILIPS SEMICONDUTORS. **Quad 2-input xor gate (74LS00)**. Disponível em: <a href="http://www.datasheetcatalog.com">http://www.datasheetcatalog.com</a>. Acesso em: 2009. DATASHEET.

PRUTCHI, D.; NORRIS, M. **Design and development of medical electronic instrumentation**. Published by Wiley & Sons: USA, 2004.

RAZAVI, B. Design of analog CMOS integrated circuits. McGraw-Hill: Higher Education, 2001.

REZENDE S. S.; SILVA M. O., EMERENCIANO J. R.; NETO J. L. **Desenvolvimento de um sistema de medição de fase utilizando sensores eletroresistivos**. 12th Brazilian Congress of Thermal Engineering and Sciences, 2008. p. 10-14.

SCHWANKE, D. Auditory evoked potential based on digital signal processing. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) – UFRGS, Rio Grande do Sul, Br, 2000.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. Microeletrônica. Quarta Edição. MAKRON Books: São Paulo, 2000.

SHEN, X.; SAITO, Y.; MISHIMA, K.; NAKAMURA, H. **Methodological improvement of an intrusive four** – **sensor probe for the multi – multi-dimensional two-phase flow measurement**. International Journal of Multiphase Flow, Vol 31, 2005. p.593 – 617.

SILVA, I. S. Circuits mixtes reconfigurables appliqués à la mesure de signaux biomédicaux: réjection de l'interférence de mode commun [PhD Thesis]. Paris, France: Télécom Paris (ENST); 2003. French.

SILVA, I. S.; NAVINER, J. F. Compensation de déséquilibrage des impédances des électrodes dans des mesures de biopotentiels. pour les Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique (JNRDM), 2003. p. 455-456.

SILVA, M. O. Caracterização experimental de um escoamento bifásico vertical sujeito aos efeitos de uma expansão abrupta. Tese (Em fenômenos de Transporte). Universidade Federal do Rio de Janeiro: COPE/UFRJ, 2007.

SILVA, M. O.; ALMEIDA R. G.; SILVA, D. D.; BARBOSA J. L. F.; SIQUEIRA B. A.; Análise de técnica de sensores duplos de condutividade para a obtenção da velocidade e do tamanho de bolhas usando filmagem de alta velocidade. XXXIII Congresso Brasileiro de Sistemas Particulados, ENEMP, Aracaju/SE, 2007.

SPINELLI E.M.; MARTINEZ N.; MAYOSKY M. A.; PALLAS-ARENY R. A novel fully differential biopotential ampifier with dc suppression. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 51, 2004; p. 1444-1448.

SPINELLI E.M E. M.; MAYOSKY M. A.; PALLAS-ARENY R. A practical approach to electrode-skin impedance unbalance measurement. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 53, 2006, p. 1451-1453.

TARVAINEN, M. P.; KOISTINEN A. S.; VALKONEN-KORHONEN M.; PARTANEN J.; KARJALAINEN P. A. Analysis of galvanic skin responses with principal components and clustering techniques. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 48, 2001, p.1071-1079.

TEKTRONIX. Manual de usuário. Disponível em: <a href="http://www2.tek.com">http://www2.tek.com</a>. Acesso em: Dez 2009. Tutorial.

TEXAS INSTRUMENTS. Information for medical applications. USA. Disponível em: <a href="http://www.ti.com/medical">http://www.ti.com/medical</a> >. Acesso em: 2004.

TEXAS INSTRUMENTS. **OP-07 low offset, low drift operational amplifier**. USA. Disponível em: <a href="http://www.ti.com">http://www.ti.com</a> >. Acesso em: 2005.

VALCHINOV, E. S.; PALLIKARAKIS, N. E. An active electrode biopotential recording from small localized bio-sorces. Biomedical Engineering OnLine. Disponível em: < <u>http://www.biomedical-engineering-online.com/</u>>. Acesso em: 22 jul 2004.

VOLPATO R. M.; MAGALHÃES G. V. B. Método para a medição de balanceamento longitudinal em terminais telefônicos. In: VIII SEMETRO: 8º Seminário Internacional de Metrologia Elétrica; 2009; Campina Grande, Brazil. Portuguese.

WANG, L.; TANG B. T.; ERIK J.; ASTARAS A.; MURRAY A. F.; COOPER J. M. An integrated sensor microsystems for Industrial and biomedical application. 19th IEEE Instrumentation end Measurement Technology Conference. Anchotage, AK: USA. Vol. 2, 21-23 may 2002, p. 1717-1720.

WEBSTER, J. G. Medical Intrumentation appllication and desing, 4th edition, John Wiley & Sons Company, 2009.

YAMAMOTO A.Y.; NAKAMURA T.; KITAOKA K. Automatic interference controller device for eliminating the power-line interference in biopotential signals. In: Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation end Measurement Technology Conference. Vol. 3, 2000, p.1358-1362.

YONCE D. J. Voltage sensing system with input impedance balancing for electrocardiogram (ECG) sensing applications, 2005, US patent 6,925,325.

## ANEXO A – CÓDIGO FONTE VHDL-AMS

```
\section{C\'odigo Fonte}
\subsection{VHDL-AMS}
\begin{verbatim}
_____
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
library IEEE proposed;
use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all;
_____
entity v source is
 generic (
            : real := 0.0;
                                 -- frequency diferentiel[Hertz]
   freq d
            : real := 0.0;
   freq cm
                                 -- frequency comun mode[Hertz]
   amplitude d : voltage := 0.0;
                                  -- amplitude [Volts]
   amplitude cm : voltage := 0.0;
                                 -- amplitude [Volts]
   phase
            : real := 0.0;
                                 -- initial phase [Degrees]
   offset
            : voltage := 0.0;
                                 -- DC value [Volts]
            : real := 0.0;
                                 -- damping factor [1/second]
   df
   ac_mag_d : voltage := 0.0;
                                 -- AC magnitude [Volts]
                                 -- AC phase [Degrees]
   ac phase d : real := 0.0;
   ac_mag_cm : voltage := 0.0;
                                 -- AC magnitude [Volts]
   ac phase cm : real := 0.0;
                                -- AC phase [Degrees]
            : voltage := 0.0;
                                 -- AC magnitude [Volts]
   ac mag
   ac phase
            : real := 0.0 ); -- AC phase [Degree]
 port (
   terminal T_1, T_2: electrical;
   terminal Tneg : electrical);
end entity v_source;
_____
architecture arc_v_source of v_source is
---- Declare Branch Quantities
 quantity v 1 across i 1 through T 1 to ELECTRICAL REF;
 quantity v 2 across i 2 through T 2 to ELECTRICAL REF;
---- Declare Quantity for Phase in radians (calculated below)
 quantity phase rad d : real:=0.0;
 quantity phase rad cm : real:=0.0;
---- Declare Quantity in frequency domain for AC analysis
 quantity ac spec d : real spectrum ac mag d, math 2 pi*ac phase d/360.0;
```

```
quantity ac_spec_cm : real spectrum ac_mag_cm, math_2_pi*ac_phase_cm/360.0;
 quantity ac spec : real spectrum ac mag, math 2 pi*ac phase/360.0;
-- quantity ac spec 2 : real spectrum ac mag cm, math 2 pi*ac phase/360.0;
 quantity Vcm: voltage:=0.0;
 quantity Vd : voltage:=0.0;
 quantity Vneg through Tneg to ELECTRICAL REF;
_____
begin
Vneg==0.0;
---- Convert phase to radians
 phase_rad_d == math_2_pi *(freq_d * NOW + phase / 360.0);
 phase_rad_cm == math_2_pi *(freq_cm * NOW + phase / 360.0);
Vcm==amplitude_cm * sin(phase_rad_cm);
Vd==amplitude_d * sin(phase_rad_d);
 if domain = quiescent_domain or domain = time_domain use
  v_1 = offset + (Vcm+Vd/2.0);
   v 2 == offset + (Vcm-Vd/2.0) ;
 else
   v 1 == ac spec d+ac spec cm;
                                        -- used for Frequency (AC) analysis
   v_2 == ac_spec_cm-ac_spec_d; -- used for Frequency (AC) analysis
 end use;
end architecture arc v source;
```

```
_____
_____
library ieee; use ieee.math_real.all;
library ieee proposed; use ieee proposed.electrical systems.all;
entity v source dc is
 generic ( DC
                   : real := 1.0;
                                    -- output peak amplitude
         min_freq : real := 10.0; -- minimum frequency for spectral source
         max freq : real := 1.0e4; -- maximum frequency for spectral source
         ac mag : real := 1.0; -- AC magnitude
               : real := 0.0;
         offset
         ac phase : real := 0.0 ); -- AC phase [Degree]
 port ( terminal TDC, Tneg : electrical );
end entity v source dc;
-----
architecture arc_v_source_dc of v_source_dc is
 quantity vout dc across iout through TDC to ELECTRICAL REF;
 -- declare quantity in frequency domain for AC analysis
 quantity ac spec : real spectrum ac mag,
                 math_2_pi*ac_phase/360.0;
 quantity Vneg through Tneg;
begin
Vneg==0.0;
     if domain = quiescent domain or domain = time domain use
     vout_dc == offset + DC;
     else
     vout_dc == offset + ac_spec; -- used for frequency (AC) analysis
     end use;
end architecture arc v source dc;
```

```
_____
_____
_____*
----Transfer function of circuit
----Vbio=Vod+Vocd+Voc
----Vod=[(Zin/(Zin+Z1+Zc1))+(Zin/(Zin+Z2+Zc2))]*(Vd/2.0)*Ad
----Vocd=[(Zin/(Zin+Z1+Zc1))-(Zin/(Zin+Z2+Zc2))]*Vcm*Ad
----Voc=Ad*Ad/Vcm
----Vcm==i_cm*Z2+Zc2;
----Vod==((Zin/(Zin+Z1+Zc1))+(Zin/(Zin+Z2+Zc2)))*i d*(Vd/2.0)*Ad;
----Vocd==((Zin/(Zin+Z1+Zc1))-(Zin/(Zin+Z2+Zc2)))*Vcm*Ad;
----Voc==(i d*Ad*Vcm)/CMRR;
----Vbio2==(Vod) + (Vocd) + (Voc)
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
-- Use proposed IEEE natures and packages
library IEEE proposed;
use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all;
_____
entity R constant is
 generic (Zin : real:= 1.0);-----Input Impedance
     (terminal Tb1, Tb2, Tc1, Tc2 : electrical);-----Output Tension
 port
end entity R constant;
architecture arc_R_constant of R_constant is
 quantity V1 R constant across iR1 through Tb1 to Tc1;
 quantity V2_R_constant across iR2 through Tb2 to Tc2;
 begin
  V1_R_constant== Zin*iR1;
  V2 R constant== Zin*iR2;
end architecture arc R constant;
_____
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
---- Use proposed IEEE natures and packages
library IEEE proposed;
```

```
use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all;
_____
entity R variable is
generic( Z1
               : real:= 0.0;
                : real:= 0.0;
       z2
       Rv step1 : real:= 0.0; ---Variable Resistor
       Rv step2 : real:= 0.0);
 port (terminal Ta1, Ta2, Tb1, Tb2 : ELECTRICAL;-----Imput Tension
      signal Tstep1 variable
                             : in real:=0.0;-----Imput Control Step
      signal Tstep2 variable : in real:=0.0
      );
end entity R variable;
architecture arc R variable of R variable is
 quantity V1 R constant across iR1 through Ta1 to Tb1;
 quantity V2 R constant across iR2 through Ta2 to Tb2;
 quantity R1_variable : real:=0.0;
 quantity R2 variable : real:=0.0;
  signal Zc1
              : real:=0.0;
 signal Zc2
             : real:=0.0;
 begin
 zimp : process
   begin
   wait on Tstep1_variable,Tstep2_variable;
       Zc1<= Rv step1*Tstep1 variable;</pre>
       Zc2<= Rv step2*Tstep2 variable;</pre>
   end process;
   R1 variable== Z1+Zc1;
   R2 variable== Z2+Zc2;
   break on Tstep1 variable, Tstep2 variable;
   V1 R constant== R1 variable*iR1;
   V2_R_constant== R2_variable*iR2;
end architecture arc R variable;
_____
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
--Use proposed IEEE natures and packages
library IEEE proposed;
use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all;
```

```
_____
entity impedance is
   generic( Z1
                   : real:= 0.0;
           Z2
                   : real:= 0.0;
           Zin
                   : real:= 0.0;-----Input Impedance
                     : real:= 0.0; ---Variable Resistor
           Rv step1
                       : real:= 0.0);
           Rv step2
   port (terminal Tin_imp1, Tin_imp2 : electrical;-----Imput Tension
        terminal Tout imp1, Tout imp2: electrical;
        terminal Tneg
                                 : electrical;
        signal Tstep1
                                  : in real:=0.0;-----Imput Control Step
        signal Tstep2
                                 : in real:=0.0
      );
end entity;
architecture arc impedance of impedance is terminal Tb1, Tb2: electrical;
begin
R_CONS: entity R_constant (arc_R_constant)
      generic map (Zin=>Zin)
      port map (Tb1=>Tout imp1, Tc1=>ELECTRICAL REF,
      Tb2=>Tout_imp2, Tc2=>ELECTRICAL_REF);
R_VAR: entity R_variable (arc_R_variable)
      generic map (Rv step1=>Rv step1, Rv step2=>Rv step2, Z1=>Z1, Z2=>Z2)
                     (Tb1=>Tout_imp1, Ta1=>Tin_imp1,Tstep1_variable=>Tstep1,
      port
              map
Tstep2_variable=>Tstep2,
      Tb2=>Tout imp2, Ta2=>Tin imp2 );
end architecture arc_impedance;
```

```
_____
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
---- Use proposed IEEE natures and packages
library IEEE proposed;
use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all;
_____
entity amp_dif is
    generic ( gain : real:=1.0;
              Zin neg: real:=1.0e9;
              Zin pos: real:=1.0e9
              );
    port ( terminal Tplus in, Tminus in, TVbio, Tneg : electrical );
end entity amp dif;
_____
architecture arc amp dif of amp dif is
 quantity v1_plus across i_plus through Tplus_in to ELECTRICAL_REF;
 quantity v2 minus across i minus through Tminus in to ELECTRICAL REF;
 quantity Vbio across i out through TVbio to ELECTRICAL REF;
 quantity Vneg through Tneg to ELECTRICAL REF;
begin
Vneg==0.0;
  v1_plus==i_plus*Zin_pos;
  v2_minus==i_minus*Zin_neg;
  Vbio==-(v1 plus-v2 minus)*gain;
end architecture arc_amp_dif;
```

```
_____
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
use ieee.std_logic_1164.all;
---- Use proposed IEEE natures and packages
library IEEE proposed;
use IEEE_proposed.ELECTRICAL_SYSTEMS.all;
_____
entity Filtre is
    generic (fp : real ) ;
    port (terminal TF_input :in electrical;
        terminal TF_output :out electrical;
        terminal Tneg : electrical);
end entity Filtre;
_____
architecture arc Filtre of Filtre is
    --constant fp:real:=50.0;
                         --Filter pole in hertz
    constant wp:real:=2.0*math pi*fp; --Filter pole in rad/s
    constant tp:real:=1.0/wp;
                            --Filter time constant
    quantity vin across TF_input to ELECTRICAL_REF;
    quantity vout across I through TF output to ELECTRICAL REF;
 quantity V_neg through Tneg;
```

#### begin

V\_neg==0.0; vin==vout+tp\*vout'dot; end architecture arc\_Filtre;

```
____
------ COMPARATOR REC+++++++++CIR5 COMPARATOR REC+++++++
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
use ieee.std logic 1164.all;
---- Use proposed IEEE natures and packages
library IEEE_proposed;
use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all;
_____
entity comparator is
     generic (constant Vcomp_ref,gain_comp : real := 0.0 );
     port(terminal TComp_in_pos: electrical;
          terminal TComp in neg: electrical;
___
          terminal Tneg : electrical;
          signal TComp_out1, TComp_out2: out std_logic:='1');
end entity;
-----
architecture arc comparator of comparator is
     quantity Vcomp in1 across TComp in pos ;
     quantity Vcomp in2: real:=0.0;
     quantity V_neg through ELECTRICAL_REF;
_____
     begin
     V neg==0.0;
_____
--RETIFICATOR:----Complet wave Retificator
           if Vcomp inl'above (-1.0e-3) use
           Vcomp in2==Vcomp in1;
           else
           Vcomp in2==-Vcomp in1;---- (Vcomp in2 = Vretificator)
           end use;
_____
     process
     begin
         if (Vcomp in2*gain comp) > Vcomp ref then----reference Tension(Vcomp ref)
             TComp_out1 <= '1';----Two (2) Output Comparator</pre>
             TComp_out2 <= '0';</pre>
         elsif (Vcomp in2*gain comp) < Vcomp ref then
             TComp out1 <= '0';----Two (2) Output Comparator</pre>
             TComp out2 <= '1';</pre>
```

```
else
    TComp_out1 <= '0';----Two (2) Output Comparator
    TComp_out2 <= '0';
    end if;
    wait on Vcomp_in2'above (Vcomp_ref) ;
    end process ;
end architecture;</pre>
```

```
_____
_____
library IEEE;
use IEEE.MATH REAL.all;
use ieee.std_logic_1164.all;
_____
entity step is
    port ( signal Tout_step1, Tout_step2: out real:=0.0;
         signal in1, in2
                              : std logic;
         signal clk
                               : std logic);
end step;
_____
architecture step arch of step is
_____
constant step0
                  : integer:=1;
signal step1,x step1
                 : integer:=1;---x_step1*Rv_step=30*10k
signal step2, x step2 : integer:=1;
                  : integer:=1;---Min Number of Resistor
signal NR_min
signal NR max
                  : integer:=130;---Max Number of Resistor
                            ---Rv_step1/Rv_step2;---Max step
_____
begin
_____
PROCESS STEP0: process
    begin
    wait for 20 ms; ---- Circuit Inicialisation
      Tout_step1<=real(x_step1);----Stay constant</pre>
      Tout_step2<=real(NR_max/2);</pre>
    wait on clk, in1, in2;
    if (NR_max >=1) and (NR_min <= 127) then
    if in1='1' and in2='0' then-----(Vin>Vref)[1,0]
    x_step1<=x_step1;----Stay constant</pre>
    NR min<=NR min+step0;
    NR max<=NR min+1;
    Tout step1<=real(x step1);----Stay constant</pre>
    Tout_step2<=real(NR_min);</pre>
    elsif in1='0' and in2='1' then-----(Vin<Vref)[0,1]
    x step1<=x step1;-----Constant</pre>
    NR max<=NR max-step0;
```

end step\_arch;

```
_____
___
_____
                                  _____
library IEEE;
use IEEE.MATH_REAL.all;
use ieee.std_logic_1164.all;
_____
entity clk_50 is
   generic(T_echant : time
           );
    port(signal Tclk: out std_logic:='0'
      );
end entity;
_____
architecture arc_clk_50 of clk_50 is
-----PROCESS CLOCK-----
begin
  process
  --variable T_echant: real;
  begin
    T_echant:=1.0/(F_echant);
___
    Tclk <= '1';
     wait for T_echant/2.0 ;
     Tclk <= '0';
     wait for T_echant/2.0 ;
  end process;
```

```
-----
```

```
end arc_clk_50;
```

\_\_\_\_\_ \_\_\_\_\_ library IEEE; use IEEE.MATH REAL.all; use ieee.std\_logic\_1164.all; --use IEEE.time.all; ---- Use proposed IEEE natures and packages library IEEE\_proposed; use IEEE proposed.ELECTRICAL SYSTEMS.all; \_\_\_\_\_ entity control circuit8 is generic ( freq d : real := 4.0e3; -- frequency diferentiel[Hertz] := 50.0; -- frequency comun mode[Hertz] freq cm : real amplitude d : voltage := 0.0;--10.0e-3; -- amplitude [Volts] amplitude cm : voltage := 50.0e-3; -- amplitude [Volts] phase : real := 0.0; -- initial phase [Degrees] offset : voltage := 0.0; -- DC value [Volts] : real := 0.0; df -- damping factor [1/second] : voltage := 0.0; -- AC magnitude [Volts] ac mag d ac phase d : real := 0.0; -- AC phase [Degrees] ac mag cm : voltage := 0.0; -- AC magnitude [Volts] ac\_phase\_cm : real := 0.0; -- AC phase [Degrees] : real := 0.0; -- output peak amplitude DC min freq : real := 10.0; -- minimum frequency for spectral source max freq : real := 1.0e4; -- maximum frequency for spectral source ac\_mag : real := 0.0; -- AC magnitude ac phase : real := 0.0 ; -- AC phase [Degree] Ζ1 : real := 1.0e6;----Electrode1 and cable := 0.7e6;----Electrode2 and cable Z2 : real Rv step1 : real := 360.0e3; : real := 10.0e3; Rv step2 Zin : real := 5.0e2;-----Input Impedance : real := 1.0e3;-----Gain Amplifier gain Zin\_neg : real := 1.0e9; Zin pos : real := 1.0e9; : real := 50.0;----cut Frequence of filtre fp

```
:= 0.0;
  Vcomp_ref
             :real
             :real := 1.0;
  gain_comp
   T echant
                     := 20 ms;
             :time
             :real := 50.0----Frequence d'échantillonnage of Horloge
   F echant
    );
end entity control circuit8;
_____
architecture arc_control_circuit8 of control_circuit8 is
terminal T 1, T 2, TDC, Tneg : electrical;
terminal Tin imp1, Tin imp2 : electrical;
terminal Tout imp1, Tout imp2 : electrical;
signal Tout_step1,Tout_step2 : real:=0.0;
signal Tstep1,Tstep2
                   : real:=0.0;
terminal TVbio: electrical;
terminal TF output: electrical;
signal TComp out1, TComp out2: std logic;
signal clk, Tclk: std logic;
_____
begin
_____
            : entity v_source
CIR1 SOURCE
            generic map (amplitude_d => amplitude_d,amplitude_cm =>
amplitude cm,
                freq_d=>freq_d, freq_cm=>freq_cm,
                                                                   =>
                                                        phase
phase, offset=>offset,
                df=>df,
                           ac mag d=>ac mag d, ac mag cm=>ac mag cm,
ac_phase_d=>ac_phase_d, ac_phase_cm=>ac_phase_cm)
            port map (T 1=> T 1, T 2=>T 2, Tneg=>Tneg ) ;
_____
CIR1 Source DC : entity v source dc
             generic map (DC => DC, min_freq => min_freq, max_freq=>max_freq,
ac_mag=>ac_mag, ac_phase=>ac_phase,offset=>offset)
              port map (TDC=> TDC, Tneg=>Tneg );
_____**********
CIR2 Impedance : entity impedance
                generic map (Zin=>Zin, Rv_step1=>Rv_step1, Rv_step2=>Rv_step2,
Z1 => Z1, Z2 => Z2)
              port map(Tin_imp1=>T_1, Tin_imp2=>T_2, Tout_imp1=>Tout_imp1,
Tout imp2=>Tout imp2,
```

Tstep1=>Tout\_step1, Tstep2=>Tout\_step2, Tneg=>Tneg); \_\_\_\_\_\*\*\*\*\* CIR3 AMPLIFICATEUR : entity amp dif generic map (gain=>gain, Zin\_neg=>Zin\_neg, Zin\_pos=>Zin\_pos) map (Tplus in=>Tout imp1, Tminus in=>Tout imp2, port TVbio=>TVbio, Tneg=>Tneg); \_\_\_\_\_ CIR4 FILTRE PBF : entity Filtre generic map (fp) port map (TF\_input=>TVbio, TF\_output=>TF\_output, Tneg=>Tneg); \_\_\_\_\_ CIR5 COMPARATOR REC: entity comparator generic map (Vcomp\_ref=>Vcomp\_ref, gain\_comp=>gain\_comp) (TComp in pos=>TF output, port map TComp\_out1=>TComp\_out1,TComp\_out2=>TComp\_out2, Tneg=>Tneg); \_\_\_\_\_ CIR6\_Control\_step : entity step port map ( Tout\_step1=>Tout\_step1, Tout\_step2=>Tout\_step2, in1=>TComp\_out1, in2=>TComp\_out2, clk=>Tclk); \_\_\_\_\_ CIR7 clock 50Hz : entity clk 50 generic map (T\_echant => T\_echant ) port map ( Tclk=>Tclk ); end architecture arc\_control\_circuit8; \end{verbatim}

## FINAL DO CÓDIGO

## B.1 PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO (AI) USANDO BALANCEAMENTO DE IMPEDÂNCIAS

O projeto do AI usando balanceamento de impedâncias tem como referência outros trabalhos que foram direcionados ao estudo da reconfigurabilidade, como (Naviner et al., 2004), mais especificamente o uso da reconfigurabilidade aplicada à Engenharia Biomédica (Catunda, 2000; Silva, 2003; Catunda et al., 2003).

### B.1.1 Outra Arquitetura de Balanceamento

Uma arquitetura utilizando o princípio de balanceamento das impedâncias foi proposta por (Silva e Naviner, 2003), a qual descreve o projeto de um AI misto reconfigurável para aplicação em Engenharia Biomédica (Figura B.1). Na entrada do circuito observa-se o sistema sendo excitado por sinal diferencial V<sub>dif</sub> contaminado pela interferência em modo comum V<sub>cm</sub> (ou V<sub>mc</sub>). Esse sinal, antes de ser amplificado pelo bloco Amp. Diferencial, passa por um conjunto de resistências R<sub>e1</sub>, R<sub>ctrl-1</sub>, R<sub>e2</sub> e R<sub>ctrl-2</sub>, que representam as impedâncias a serem balanceadas nas entradas do AI, sendo que as resistências representadas por R<sub>in</sub> são as resistências internas do amplificador.

Depois de amplificado, o sinal é filtrado pelo **Filtro PF**, deixando passar somente as componentes de 50 e 60 Hz. Em seguida, o sinal é retificado, resultando na saída somente a parte positiva, e depois é comparado no bloco **Comparador**, com uma tensão de referência  $V_{ref}$ . Enquanto  $V_{cm}$  for maior que  $V_{ref}$ , haverá um nível alto de tensão na saída do comparador **Hab**, representando um sinal digital de apenas um bit; essa informação é levada ao circuito digital **Contador** e **ConversorD/A**, que tem a função de análise do sinal e controle da resistência variável  $R_{ctrl-2}$ , fechando, assim, o ciclo de realimentação.



FIgura B. 1 - Circuito proposto por Silva e Naviner.

Fonte: (Silva e Naviner, 2003)

### B.1.2 Arquitetura inicialmente proposta nesta tese

O circuito inicialmente proposto, mostrado em diagrama de blocos na Figura B.2, é composto por uma parte analógica, formada por múltiplos sensores de entrada, e outras duas partes reconfiguráveis, sendo uma analógica em **FPAA** (Edwards et al., 2000; Palusinski et al., 2000) e outra digital em **FPGA**.

A primeira parte do sistema é composta pelos biossensores Biosensor1 a Biosensor n, ou sensores Eletroresistivos, além de outro bloco que funciona tanto como isolamento entre os sensores e o circuito reconfigurável, quanto como captador de entradas dos múltiplos sensores (MULTIPLAS ENTRADAS e CIRCUITO DE PROTEÇÃO)

. O bloco **FPAA** é formado por: um conjunto de impedâncias variáveis; amplificador de instrumentação **AI**; filtro passa-baixa **LPF**; e conversor **A/D**. O bloco **FPGA** é um circuito digital também reconfigurável, responsável pelo controle das características analógicas: impedância, ganho do **AI**, frequência de corte do filtro **LPF** e número de bits do conversor **A/D**.



FIgura B. 2 - Projeto proposto nesta Tese

Fonte: (Negrao et al., 2006)

O sistema descrito na Figura B.2 seria a configuração ideal como nova topologia de trabalho para um controle mais eficiente da interferência  $V_{cm}$ . No entanto, como seriam usados somente componentes discretos, optou-se por minimizar o projeto, mantendo o objetivo final que é a implementação de um protótipo de filtro que seja capaz de atenuar os ruídos em modo comum com um mínimo de comprometimento das componentes úteis do sinal sob estudo, como será descrito nos tópicos posteriores.

A análise gráfica do balanceamento da impedância de entrada do AI, é baseada na equação da função de transferência do circuito (Equação B.1), obtida a partir da Figura B.1 na saída do AI.

Para o desenvolvimento da análise foi adotado o modelo representado na Figura B.3, no domínio do tempo. Pressupõe-se que esteja sendo usado um sinal DC na entrada do circuito, e que na saída ele esteja sendo retificado, e, portanto, somente sua parte positiva está sendo analisada (acima do eixo t). Com base nessas informações, consideram-se quatro os intervalos de análise (I, II, III e IV), que são usados como referência para descrever o controle da realimentação.

Na Figura B.3, a impedância equivalente do eletrodo mais o cabo  $Z_2+Z_{C2}$  estão representados no eixo t como **Rv\_a0** a **Rv\_an**; V\_out(t), como a tensão na saída do AI V<sub>o</sub> e a tensão de referência fixa por V<sub>ref</sub>.

$$V_{0} = \left(\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{1} + Z_{C1}} - \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{2} + Z_{C2}}\right) \cdot V_{mc} \cdot A_{d}$$
(B.1)



FIgura B. 3 - Modelo gráfico da envoltória de onda representativo da interferência.

Os quatro, principais intervalos de controle, que foram levados em consideração quando da análise do gráfico (Figura B.3), são definidos como (I, II, III e IV). Adotou-se o intervalo I como primeiro ponto de análise, meramente por motivos didáticos, sendo que:

I - neste intervalo, cada nova implementação positiva (Rv\_a0(MIN) a Rv\_an(MAX)), do banco de resistores indica que ocorre uma redução da interferência, em módulo. Ou seja, a saída tende a se aproximar da tensão de referência [|V<sub>out</sub> (t)|→ V\_ref≈0];

II - neste outro caso, considera-se que a cada novo decremento do banco de resistências, resistências estas implementadas negativamente ( $RV_an(MAX)$  a  $RV_a0(MIN)$ ), o sinal em módulo tende a aumentar, levando-o ao afastamento do ponto de equilíbrio [ $|V_{out}(t)| > V_ref$ ];

III – neste intervalo considera-se que o sinal, em módulo, já passou pelo ponto de referência V\_ref, encontrando-se no semiciclo negativo, mas o banco de resistores continua sendo somado positivamente (Rv\_a0(MIN) a Rv\_an(MAX)). Provocando, assim, o aumento, em módulo, do sinal controlado [|-  $V_{out}$  (t)| >V\_ref], levando, desse modo, o distanciamento do ponto de equilíbrio V\_ref;

IV - neste intervalo observa-se, que apesar do sinal estar no semiciclo negativo [|-  $V_{out}$ (t)|], ele tende a se aproximar do ponto de referência V\_ref, ou seja, tendendo ao equilíbrio [|- $V_{out}$  (t)| $\rightarrow V_ref\approx 0$ ].

Fechando, assim, o ciclo de realimentação.

# B.3 TABELA DE BIOSINAIS

Na Tabela B.1, estão representadas as bandas dos principais sinais de biopotencial, adaptado de Bulke (Bulke, 2000) e Silva (Silva, 2003).

FAIXAS DE VARIAÇÃODE SINAIS BIOMÉDICOS					
TIPOS DE SINAIS DE BIOPOTENCIAL	BANDA	POTENCIAL ELÉTRICO	IMPEDÂNCIA	OBSERVAÇÕES	
Potenciais Bioelétricos	DC4 kHz	1 µV_100 mV	10 <sup>2</sup> 10 <sup>6</sup> Ω	FAIXAS DE TRABALHO	
Eletrocardiograma (ECG)	0,05_150 Hz	10 μV_5 mV	$Z\approx 15~M\Omega$	Sinal elétrico de monitoração do coração. Dois a seis elétrons. Também usado para detectar um fluxo sanguíneo inadequado.	
Eletroencefalograma ( <b>EEG</b> )	DC50 Hz	1 μV_200 μV	$Z\approx 15M\Omega$	Sinal usado para monitoração de atividade cerebral. Uso de até 20 eletrodos (padrão). Tipos de doenças registradas: epilepsia; doenças do sono e alguns tipos de tumores.	
Delta	0,53,5 Hz				
Teta	3,57,5 Hz				
Alfa	7,513 Hz				
Beta	138 Hz			-	
EEG (PEA)	38 Hz		$Z\approx 10~M\Omega$	Potencial Evocado Auditivo (PEA)	
Eletromiograma ( <b>EMG</b> )	103 kHz	50 μV_10 mV		Está associado ao registro de atividade elétrica de um músculo. Usados na identificação de tipos de doenças neuromusculares, reabilitação e outros.	
Eletroretinografia / Eletrooculograma ( <b>EOG</b> )	DC10 Hz	0,01_0,1 mV		Mede o sinal elétrico proveniente da retina e sinal elétrico proveniente da análise da córnea e da retina em movimento.	
Resistência Galvânica da Pele (GSR)	0,15 Hz		Ζ≈ 1 kΩ_500 MΩ	Sinal elétrico proveniente da medida da resistência do tecido entre dois eletrodos.	

Tabela B.1: Principais sinais de biopotencial.

# C.1 LEIAUTE DO CIRCUITO DESENVOLVIDO NO PROTEUS



Figura C. 1 - Leiaute do circuito desenvolvido no PROTEUS

As configurações referentes aos sinais de excitação estão discriminadas na tabela C.1. Enquanto que a descrição do projeto de cada subcircuito está distribuída nos subtópicos seguintes.

TENSÃO (V)	FREQUÊNCIA (Hz)
V <sub>mc</sub> =200 mV	$f_V_{mc}$ =60 Hz
V <sub>d1</sub> =10 mV	$f_V_{d1} = f_V_{d2} = 10 \text{ Hz}$
V <sub>d2</sub> =10 mV	$Clk\_contador = \approx 10 \text{ kHz}$
V <sub>bio</sub> (Máximo)≈1.27 V	Clk_PIC≈4 MHz

Tabela C.1: Configurações usadas no simulador PROTEUS.

### C.1.1.1 BLOCO DE IMPEDANCIA VARIAVEL

O bloco de impedância variável IMPEDÂNCIA VARIÁVEL, mostrado na Figura C.2, é formado por um grupo de resistências  $Z_c$ , que são geridas pela Equação C.1. O conjunto fica completo com as chaves analógicas  $U_2$  e  $U_4$  e os contadores  $U_1$  e  $U_3$ , como discriminados na própria Figura C.2.

$$Z_{C_2} = R \cdot \sum_{1}^{NB} 2^{(NB-1)}$$
(C.1)

Onde:

R primeiro valor de resistência;

NB número de bits adotados na conversão A/D.



Figura C. 2 - Impedância dinâmica (ou variável)

### C.1.1.2 BLOCO AMPLIFICADOR (AI)

O bloco de amplificação (Figura C.3) é composto por um filtro passa alta "*hight Pass Filter*" **HPF** na entrada, com função de transferência representada na equação C.2, para minimizar as interferências abaixo de 0.3 Hz. Além do AI, onde o ganho **G**<sub>AI</sub> é determinado pela equação C.3.



Figura C. 3 - Circuito de amplificação com filtro HPF.

$$H(S) = \frac{W.C.R}{\sqrt{1 + (W.C.R)^2}}$$
(C.2)

$$G_{AI} = 5 + \frac{200K}{R_G} \tag{C.3}$$

Onde:

R<sub>G</sub> representa a resistência de ganho (RV2L).

#### C.1.1.3 BLOCO DOS FILTROS PASSA BAIXA/PASSA BANDA

Os filtros foram dimensionados baseados na arquitetura de *RAUCH* (Figura C.4) onde a topologia de múltiplas realimentações **MFB** se caracteriza por oferecer ganhos elevados e alto fator de qualidade **Q**. São regidos pela função de transferência geral (Equação C.4).



Figura C. 4 - Estrutura genérica de RAUCH.

$$\frac{Z_{out}}{Z_{in}} = \frac{-1}{\left[\frac{Z_3}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_2 \cdot Z_5} + \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_4 \cdot Z_5}\right]}$$
(C.4)

A partir deste bloco padrão, depois de substituídas pelos seus devidos valores de resistências e capacitâncias equivalentes foram dimensionados os outros filtros: passa baixa *"Low Pass Filter"* LPF de 2ª ordem (Figura C.5), e sua respectiva função de transferência na Equação C.5; e o filtro passa banda **BPF**, de dois blocos em cascata de 2ª ordem, cada regido

pela função de transferência da Equação C.9, equivalendo a um filtro de 4ª ordem, como visualizado na figura C.6. Todos calculados para uma atenuação de 3 dB.

$$H(S)\big|_{LPF} = \frac{a_0}{b_1 S^2 + a_1 S + W_0^2}$$
(C.5)

$$a_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$
 (C.6)

$$a_1 = W_0 \cdot C_1 \cdot \left( R_2 + R_3 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1} \right)$$
(C.7)

$$b_1 = W_0^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot R_3 \tag{C.8}$$



Figura C. 5 - Filtro LPF de 2ª ordem (Rauch).



Figura C. 6 - Filtro BPF de 4<sup>a</sup> ordem (Rauch).

$$|H(S)|_{BPF_{-}2^{\circ}} = \frac{a_1 \cdot S}{b_1 S^2 + b_2 S + W_0^2}$$
(C.9)

$$a_1 = -\left(\frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_3}\right) \cdot C \cdot W_0 \tag{C.10}$$

$$b_1 = \left(\frac{R_3 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_3}\right) C^2 \cdot W_0^2$$
(C.11)

$$b_2 = \left(\frac{2.R_1.R_3}{R_1 + R_3}\right) C \ W_0 \tag{C.12}$$

### C.1.1.4 BLOCO DE CONTROLE (CONTROLE)

O bloco de controle (Figura C.7) é formado e controlado pelo microcontrolador PIC (Tabela 4.2), além de um circuito deslocador de nível DC para manter uma referência de 2.5 volts.



Figura C. 7 - Diagrama em blocos do Controle com o microprocessador PIC



Figura C. 8 - Leiaute do circuito protótipo.