

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RODRIGO WOLFF PORTO

**PROJETO E AVALIAÇÃO DE UM CANAL DE MEDIÇÃO DE
BIOIMPEDÂNCIAS**

Porto Alegre

(2009)

RODRIGO WOLFF PORTO

**PROJETO E AVALIAÇÃO DE UM CANAL DE MEDIÇÃO DE
BIOIMPEDÂNCIAS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Instrumentação Eletro-Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr.

Porto Alegre

(2009)

RODRIGO WOLFF PORTO

PROJETO E AVALIAÇÃO DE UM CANAL DE MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIAS:

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr, UFRGS

Doutor pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. (Nome do professor), sigla da Instituição onde atua
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Prof. Dr. (Nome do professor), sigla da Instituição onde atua
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Prof. Dr. (Nome do professor), sigla da Instituição onde atua
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. (Nome do Coordenador do PPGEE)

Porto Alegre, junho, 2009.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis.

À minha esposa Fabrini e à minha filha Pietra pela paciência e apoio incondicional.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Ao professor Dr. Renato Machado de Brito pelas valiosas contribuições dadas.

Aos colegas do PPGEE pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e aos amigos Eng. Marcelo Richter da Silva e Eng. Fábio Bley pelo grande apoio prestado.

RESUMO

Esta dissertação trata do projeto e avaliação de um canal de medição de bioimpedâncias multifrequencial cujo objetivo é a medida em módulo e fase de impedâncias até $1\text{ k}\Omega$ com desempenho reportado nas frequências 100 kHz, 300 kHz e 1 MHz. Um modelo teórico foi desenvolvido para cada etapa do canal de medição incluindo as não idealidades dos componentes utilizados na implementação prática. A análise da sensibilidade à variação de parâmetros e da propagação de incertezas nas etapas do sistema foi realizada juntamente com a avaliação experimental da exatidão e precisão do protótipo desenvolvido. O circuito proposto apresenta incerteza experimental 0,008% nas medidas de amplitude e 0,05% nas medidas de fase.

Palavras-chaves: Instrumentação Biomédica. Medidas de Bioimpedância. Tomografia de Bioimpedância.

ABSTRACT

This dissertation deals with the project and evaluation of a multifrequency bioimpedance measurement channel whose objective is to obtain the measure in module and phase of load impedances up to $1\text{ k}\Omega$ with performance reported in 100 kHz, 300 kHz and 1 MHz. A theoretical model was developed for each stage of the measurement channel having included non-idealities of the components used in the practical implementation. The sensitivity analysis with respect to parameter variation and uncertainty analysis in the stages of the system was carried through together with the experimental evaluation of the accuracy and precision of the developed prototype. The considered circuit presents experimental uncertainty of 0.008% in the measures of amplitude and 0.05% in the measures of phase.

Keywords: Biomedical Instrumentation. Bioimpedance Measurement. Bioimpedance Tomography.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
2	REVISÃO DE LITERATURA E ESTADO DA ARTE	17
2.1	INSTRUMENTOS DE MEDIDA DE BIOIMPEDÂNCIA	18
2.2	FONTES DE CORRENTE PARA MEDIDAS DE BIOIMPEDÂNCIA	22
2.3	SISTEMAS DE EIT	28
3	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	37
3.1	INTRODUÇÃO	37
3.2	BIOIMPEDÂNCIA E CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DOS TECIDOS BIOLÓGICOS HUMANOS	37
3.3	TOMOGRAFIA DE IMPEDÂNCIA ELÉTRICA (TIE)	41
3.3.1	Breve histórico dos tomógrafos de bioimpedância	43
3.4	CANAL DE MEDIÇÃO PARA SISTEMAS DE TIE	45
3.4.1	Especificações gerais	45
3.4.2	Partes de um canal de medição e as principais fontes de erro	46
3.5	O CANAL DE MEDIÇÃO PROPOSTO	49
3.5.1	Diagrama de blocos	49
3.5.2	Esquema elétrico do canal proposto	51
3.5.3	Circuito Oscilador	52
3.5.4	Fonte de corrente	55
3.5.5	Amplificador de instrumentação	56
3.5.6	Detector de ganho e fase	59
3.6	MODELO TEÓRICO DO CANAL DE MEDIÇÃO PROPOSTO	60
3.6.1	Circuito oscilador	60
3.6.2	Fonte de corrente	60
3.6.3	Amplificador de instrumentação	63
3.6.4	Detector de ganho-fase	64
3.6.5	Função de transferência do canal de medição	67
3.7	SENSIBILIDADE À VARIAÇÃO DE PARÂMETROS	69
3.7.1	Circuito Oscilador	69
3.7.2	Fonte de corrente	71
3.7.3	Amplificador de instrumentação	77
3.7.4	Buffer do oscilador	78
3.7.5	Detector de ganho-fase e canal de medição	79
3.8	ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DE INCERTEZAS	80
3.8.1	Circuito oscilador	80
3.8.2	Fonte de corrente	81
3.8.3	Amplificador de instrumentação	83
3.8.4	Buffer do oscilador	84
3.8.5	Rede de atenuação	84
3.8.6	Detector de ganho e fase (canal completo)	86
4	MÉTODOS E MATERIAIS	88

4.1 METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO TEÓRICA DO CANAL DE MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA..	88
4.1.1 Determinação do erro de tendência teórico do canal de medição.....	88
4.1.2 Análise da sensibilidade a variação de parâmetros de projeto	90
4.1.3 Análise da propagação de incertezas ao longo do canal de medição	91
4.2 METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO CANAL DE MEDIÇÃO DE	
BIOIMPEDÂNCIA	93
4.2.1 Circuito Oscilador	93
4.2.2 Fonte de corrente	94
4.2.3 Amplificador de instrumentação.....	96
4.2.4 Canal de medição completo	98
5 RESULTADOS	100
5.1 AVALIAÇÃO TEÓRICA DO CANAL DE MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA.....	100
5.1.1 Resultados da análise da sensibilidade do canal de medição.....	105
5.1.2 Resultados da análise da propagação das incertezas ao longo do canal de medição	
.....	107
5.2 RESULTADOS DA AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL	108
5.2.1 Circuito oscilador	108
5.2.2 Fonte de corrente	108
5.2.3 Amplificador de Instrumentação	109
5.2.4 Canal de medição completo	111
6 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	115

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Regiões de dispersão das propriedades elétricas dos tecidos biológicos (BOURNE <i>et al.</i> , 1996).....	38
Figura 2 Fluxo de corrente elétrica em um tecido (HOLDER, 2005).....	39
Figura 3 Modelo elétrico da bioimpedância.....	40
Figura 4 Sistema de medida de bioimpedância para TIE.....	41
Figura 5 Diagrama de blocos do sistema desenvolvido por Henderson e Webster (NOOR, 2007).....	44
Figura 6 Uma imagem torácica mostrando as mudanças de resistividade durante a respiração (BROWN, 2001).....	45
Figura 7 Uma representação idealizada para medidas de bioimpedância.....	46
Figura 8 Circuito equivalente do canal de medição de bioimpedância (BOONE, HOLDER, 1996).....	47
Figura 9 Diagrama de blocos do canal de medição.....	50
Figura 10 Diagrama de blocos simplificado de um DDS (ANALOG DEVICES, 1999).....	52
Figura 11 Sistema DDS com ajuste de frequência (ANALOG DEVICES, 1999).....	53
Figura 12 Círculo de fase digital (ANALOG DEVICES, 1999).....	54
Figura 13 Circuito oscilador com o CI AD9834.....	55
Figura 14 Estágio condicionador para o sinal do circuito integrado DDS.....	55
Figura 15. Fonte de corrente <i>Howland</i> modificada.....	56
Figura 16 Diagrama de blocos do CI AD8130.....	57
Figura 17 Amplificador de instrumentação.....	59
Figura 18 Detector de ganho e fase.....	59
Figura 19 Estrutura geral do Circuito Integrado AD8302 (ANALOG DEVICES, 2002).....	65
Figura 20 Relação de transferência do AD8302 (ANALOG DEVICES, 2002).....	66
Figura 21 (a) Variação na inclinação da curva V_{MAG} em função da temperatura. (b) Variação na tensão V_{CP} da curva V_{MAG} em função da temperatura. (ANALOG DEVICES, 2002).....	79
Figura 22 (a) Variação na inclinação da curva V_{PHS} em função da temperatura. (b) Variação na tensão V_{CP} da curva V_{PHS} em função da temperatura. (ANALOG DEVICES, 2002).....	80
Figura 23 Diagrama de blocos do circuito oscilador.....	81
Figura 24 Indicação das variáveis utilizadas na avaliação do erro de tendência.....	89
Figura 25 Topologia utilizada para a avaliação da fonte de corrente.....	94
Figura 26 Configuração experimental para avaliação da relação de transferência do amplificador de instrumentação.....	96
Figura 27 Topologia do ensaio para avaliação da rejeição ao modo comum.....	97
Figura 28 Topologia para determinação da resposta em frequência do amplificador de instrumentação.....	98
Figura 29 Topologia para avaliação da resposta em módulo do canal de medição.....	98
Figura 30 Curvas do módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente G_M em função da carga R_L a 100 kHz.....	100

Figura 31	Curvas do módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente G_M em função da carga R_L a 300 kHz.....	100
Figura 32	Curvas do módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente G_M em função da carga R_L a 1 MHz	101
Figura 33	Curvas do módulo da função de transferência do amplificador de instrumentação A_1 em função da carga R_L a 100 kHz.....	101
Figura 34	Curvas do módulo da função de transferência do amplificador de instrumentação A_1 em função da carga R_L a 300 kHz.....	101
Figura 35	Curvas do módulo da função de transferência do amplificador de instrumentação A_1 em função da carga R_L a 1 MHz	102
Figura 36	Curvas do módulo da função de transferência do buffer do oscilador A_2 em função da carga R_L a 100 kHz.....	102
Figura 37	Curvas do módulo da função de transferência do buffer do oscilador A_2 em função da carga R_L a 300 kHz.....	102
Figura 38	Curvas do módulo da função de transferência do buffer do oscilador A_2 em função da carga R_L a 1 MHz	103
Figura 39	Razão entre o módulo dos sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 100 kHz.....	103
Figura 40	Razão entre o módulo dos sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 300 kHz.....	103
Figura 41	Razão entre o módulo dos sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 1 MHz.	104
Figura 42	Defasagem entre os sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 100 kHz	104
Figura 43	Defasagem entre os sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 300 kHz	104
Figura 44	Defasagem entre os sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 1 MHz.....	105
Figura 45	Relação de transferência do amplificador de instrumentação a 100 kHz.....	109
Figura 46	Relação de transferência do amplificador de instrumentação a 300 kHz	110
Figura 47	Medidas de V_{MAG} em função da carga resistiva R_L para 100 kHz	112
Figura 48	Medidas de V_{MAG} em função da carga resistiva R_L para 300 kHz	112
Figura 49	Saída V_{PHS} em função da carga nas frequências 100 kHz e 300 kHz	113
Figura 50	Valor absoluto da defasagem calculada nas frequências 100 kHz e 300 kHz	114

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Valores dos resistores utilizados na avaliação teórica.....	89
Tabela 2	Resultados comparativos do erro de tendência das etapas do canal para o modelo teórico e simulação	105
Tabela 3	Resultados teóricos e simulados da sensibilidade a variações na temperatura a 100 kHz.....	106
Tabela 4	Resultados teóricos e simulados da sensibilidade a variações na temperatura a 1 MHz.	106
Tabela 5	Resultados teóricos da sensibilidade a variações na tensão de alimentação	106
Tabela 6	Resultados teóricos e simulados da sensibilidade da fonte de corrente em relação às variações nos valores dos componentes externos a 100 kHz	107
Tabela 7	Valores calculados das incertezas combinadas relativas percentuais das etapas do canal de medição a 100 kHz	107
Tabela 8	Valores calculados das incertezas combinadas relativas percentuais das etapas do canal de medição a 300 kHz	107
Tabela 9	Medidas experimentais do oscilador	108
Tabela 10	Valores medidos dos resistores utilizados no circuito.....	108
Tabela 11	Resultados da avaliação experimental da fonte de corrente	109
Tabela 12	Resultados da avaliação experimental do amplificador de instrumentação a 100 kHz.....	109
Tabela 13	Resultados da avaliação experimental do amplificador de instrumentação a 300 kHz.....	110
Tabela 14	Resultados da avaliação do CMRR do amplificador de instrumentação.....	111
Tabela 15	Resultados obtidos da resposta em frequência do amplificador de instrumentação	111
Tabela 16	Medidas da tensão da saída V_{MAG} em função da carga R_L nas frequências 100 kHz e 300 kHz.....	111
Tabela 17	Medidas da saída fase em função da carga R_L na frequência 100 kHz.....	113
Tabela 18	Medidas da saída fase em função da carga R_L na frequência 300 kHz.....	113
Tabela 19	Erro de tendência percentual para V_{MAG} nas frequências 100 kHz e 300 kHz.....	114
Tabela 20	Erro de tendência percentual para V_{PHS} nas frequências 100 kHz e 300 kHz.....	114

LISTA DE ABREVIATURAS

BIA: bioimpedance analysis

BIS: bioimpedance spectroscopy

DDS: Direct Digital Synthesis

DSP: Digital Signal Processor

EIT: Electrical Impedance Tomography

GIC: Generalized Impedance Converter

NIC: Negative Impedance Converter

PLL: Phase Locked Loop

PPGEE: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

SPI: Serial Parallel Interface

SPICE: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

TIE: Tomografia de Impedância Elétrica

WRC: walking-ring counter

1 INTRODUÇÃO

O monitoramento da bioimpedância elétrica tem se tornado uma importante ferramenta para a pesquisa biomédica e para o uso clínico. A medição da bioimpedância tem sido usada para o estudo de sistemas biológicos com o objetivo de investigar as propriedades elétricas fundamentais dos tecidos e correlacioná-las com sua estrutura, bem como medir eventos fisiológicos (NOOR, 2007).

No campo celular, a técnica de bioimpedância pode ser utilizada para a determinação da quantidade de células em uma suspensão, onde a concentração celular é estimada através da taxa de flutuação da impedância elétrica, causada pela passagem das células em um tubo capilar. Além desta aplicação, a concentração de partículas dielétricas em uma solução condutiva pode ser estimada se o formato e o tamanho destas partículas são conhecidos. Este princípio tem sido usado em analisadores de sangue comerciais para determinação do hematócrito (GRIMNES; MARTINSEN, 2000). A bioimpedância está relacionada também com as dimensões geométricas do objeto de estudo. Deste modo, é possível medir volumes quanto se tem, a priori, informações da condutividade elétrica do tecido. Assim, se as propriedades elétricas se mantêm constantes, então é possível obter informações acerca da mudança de volume ou dimensões através das medidas de impedância elétrica (GEDDES; BAKER, 1989).

Como a bioimpedância depende da geometria e das propriedades dos tecidos, é possível estimar os volumes relativos de diferentes tecidos ou fluidos dentro do corpo. O volume total de água e a gordura dentro do corpo podem ser estimados através dos procedimentos *bioimpedance analysis* (BIA) e *bioimpedance spectroscopy* (BIS) (NEVES; SOUZA, 2000). Uma vez que diferentes tecidos exibem diferentes parâmetros de condutividade, a medição da

bioimpedância pode ser utilizada na caracterização de tecidos e na detecção de câncer (JOSSINET; SCHMITT, 1999).

A tomografia de impedância elétrica (TIE) expande a utilidade da técnica de bioimpedância para duas ou três dimensões. Esta técnica provê um mapa da distribuição interna de impedâncias em uma camada de tecido ou volume (HOLDER, 2005). Múltiplos eletrodos são utilizados para injetar correntes elétricas (ou tensões) e medir tensões (ou correntes) na periferia do corpo. Os dados são processados e algoritmos de reconstrução são utilizados para a formação da imagem. A resolução da imagem formada ainda é pobre em relação a outros métodos de imagens como a ecografia, tomografia computadorizada e ressonância magnética. Entretanto, o uso da TIE é justificado em termos de custo, velocidade de aquisição e possibilidade de monitoramento contínuo (BAYFORD, 2006).

Apesar da TIE ser objeto de estudo em imagens médicas desde 1976 (HENDERSON; WEBSTER, 1978) e existirem equipamentos com resultados reportados para imagens de pulmões, coração, mamas e cérebro, ainda não há aceitação clínica para esta técnica (McEWAN; CUSICK; HOLDER, 2007). Diferentemente da TIE, na tomografia computadorizada (TC), um feixe colimado de radiação passa através de um objeto em uma linha reta e a atenuação deste feixe é afetada somente pelos objetos situados nesta linha. Neste sentido a TC é local, ou seja, somente uma pequena parcela das medidas é afetada pelo objeto. Na medida em que a frequência de excitação é diminuída, o efeito de espalhamento deve ser levado em conta e assim, alterações locais na impedância do objeto afetarão uma parcela maior de medidas. O efeito é máximo no caso de uma excitação em corrente contínua onde as alterações locais na condutividade interna afetarão todas as medidas realizadas na superfície (HOLDER, 2005). Assim, a corrente elétrica não pode ser confinada em um feixe, tampouco em um plano e suposições são feitas para simplificar a matemática limitando, desta maneira a exatidão da imagem reconstruída (McEWAN; CUSICK; HOLDER, 2007).

O problema de reconstrução de um mapa da distribuição interna de impedâncias a partir de dados obtidos na periferia, dada uma excitação conhecida é chamado de problema inverso (CALDERON, 1980). Este problema é dito matematicamente mal-posto, pois a solução depende da continuidade dos dados (HOLDER, 2005). Se as medidas forem feitas com precisão e resolução infinita e em toda periferia, sem descontinuidades, então a solução será única. Entretanto, existe perda de informação no processo de formação da imagem, pois os dados são amostrados e quantizados na presença de ruído. Além disto, grandes variações de resistividade podem produzir pequenas variações nas medidas discretas e, de modo análogo, pequenos erros nas medidas podem causar grandes erros na estimação da distribuição de impedâncias (BAYFORD, 2006), (BOONE, HOLDER, 1996), (HOLDER, 2005).

Para contornar todas estas dificuldades, o instrumento de medida de bioimpedância deve ter a máxima precisão e exatidão possível e um dos fatores críticos para o erro total do instrumento é o desempenho das fontes de excitação (ROSS *et al*, 2003). Para imagens estáticas é sugerido que o máximo erro total deva estar na faixa de 0,02% a 0,05% (DENYER *et al*, 1994). Entretanto, para imagens dinâmicas a exatidão ideal das medidas é sugerida em 0,1% (BROWN; SEAGAR, 1987), (RECORD, *et al*, 1990), (RECORD, HARGREAVES, 1994).

De acordo com o exposto, esta dissertação trata da proposta de um canal de medição de bioimpedâncias que possa medir o módulo e a fase de impedâncias de carga até 1 k Ω com precisão maior que 0,01% e operar em frequências de excitação de 100 kHz até 1 MHz. O projeto proposto será analisado de acordo com modelos teóricos desenvolvidos levando em conta as limitações dos componentes utilizados. Para fins de verificação destes modelos, serão realizadas simulações SPICE e o erro de tendência do canal de medição será avaliado. A teoria da propagação das incertezas será também utilizada para a avaliação das etapas críticas do circuito bem como a análise da sensibilidade à variação de parâmetros será feita para se

verificar a robustez do projeto. Por fim, realizar-se-á a avaliação experimental do protótipo implementado com o objetivo de se quantificar os erros aleatórios e sistemáticos do canal de medição proposto.

O capítulo 2 apresenta a revisão de literatura e estado da arte para as medidas de bioimpedância e instrumentação para tomografia de impedância elétrica. Os fundamentos teóricos são apresentados no capítulo 3, onde o conceito de bioimpedância é apresentado, bem como as equações das funções de transferência de cada etapa do circuito. Também é realizada neste capítulo a análise da sensibilidade a parâmetros e a propagação das incertezas. No capítulo 4 são descritos os procedimentos para análise teórica e experimental do canal de medição. Os resultados obtidos tanto na avaliação teórica quanto na avaliação prática são apresentados no capítulo 5. Por fim, as discussões a respeito da proposta do canal de medição e dos resultados obtidos são expostas no capítulo 6, bem como sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO DE LITERATURA E ESTADO DA ARTE

O estudo das propriedades elétricas dos tecidos iniciou-se com os experimentos de Luigi Galvani com nervos de sapos em 1780. No século XIX, outros cientistas contribuíram para o estudo da bioeletricidade, mas as tecnologias de geração e medição da eletricidade da época limitavam o avanço das pesquisas (GRIMNES; MARTINSEN, 2000). Os primeiros estudos da bioimpedância foram baseados em células em suspensão para identificar as propriedades elétricas das membranas. Em 1925, Fricke e Morse reportaram a primeira estimativa da espessura de uma membrana celular resultando em um valor muito próximo ao determinado por Robertson algumas décadas mais tarde utilizando microscopia eletrônica. Entretanto, devido às limitações da instrumentação e razões de segurança, os estudos fisiológicos envolvendo seres humanos eram realizados em uma única frequência acima de 20 kHz na qual era determinado apenas o módulo da impedância (ROBERTSON, 1960).

Em 1928, os irmãos Cole (GRIMNES; MARTINSEN, 2000) realizaram a primeira tentativa de modelar analiticamente a impedância de tecidos através de um modelo de esferas em suspensão, onde cada esfera era revestida com uma camada com propriedades capacitivas. Assim, foram deduzidas expressões para a impedância em corrente contínua e frequência infinita. Neste modelo foi discutido um circuito elétrico equivalente de três componentes com dois resistores e um capacitor.

Em 1950, Herman Paul Schwan (SCHWAN, 1957) descobriu a dependência da frequência na capacitância do tecido muscular que foi interpretada como um fenômeno de relaxação. Ele também introduziu o conceito de dispersão descrevendo a dispersão α em um tecido muscular. A classificação das dispersões α , β e γ também é creditada a Schwan sendo ele um dos fundadores da engenharia biomédica como uma nova disciplina (GRIMNES; MARTINSEN, 2000). Ele foi um dos pioneiros em medidas precisas em baixas frequências (SCHWAN *et al*, 1962), técnicas de medidas em quatro eletrodos e medidas em gigahertz.

2.1 INSTRUMENTOS DE MEDIDA DE BIOIMPEDÂNCIA

Um sistema de medidas de impedância baseado em processador digital de sinais é proposto por (ANGRISANI; BACCIGALUPI; PIETROSANTO, 1995) e duas técnicas de medição são implementadas para fins de comparação. A primeira técnica consiste em resolver o conjunto de equações obtidas através da relação existente entre as partes real e imaginária da impedância de carga e a amplitude e a fase dos sinais de tensão e corrente medidos pelo equipamento. A segunda técnica consiste em uma ponte AC balanceada cujo braço de referência é constituído de um modelo da impedância de carga a ser medida. Os resultados experimentais apresentam uma exatidão média de 1% na primeira técnica com uma taxa de medidas de 1000 por segundo. Já na segunda técnica é atingida uma exatidão de 0,02%, embora a taxa de medição seja de 80 por segundo.

Um canal de medição de bioimpedância multifrequencial é apresentado por (GOOVAERTS *et al*, 1998), tendo em sua topologia um amplificador de entrada em configuração diferencial, o qual fica eletricamente isolado do restante do circuito. O acoplamento a transformador provê um aumento na rejeição ao modo comum quando comparado aos estágios de entrada não isolados. O demodulador síncrono é baseado em um amplificador chaveado de vídeo. Ao contrário das técnicas de *lock-in*, a portadora para a demodulação é recuperada do sinal de entrada através de um PLL. Este método assegura defasagem zero em relação ao sinal de entrada e aumenta a exatidão do instrumento. O sistema foi inicialmente desenvolvido para cardiografia torácica por impedância, mas tem sido aplicado com sucesso no campo de análise de bioimpedância. Os resultados obtidos até 1,024 MHz apresentam uma exatidão de 1,2% nas medidas.

Yélamos e seu grupo de pesquisa apresentam um circuito especialmente desenvolvido para ser adaptado em um analisador de impedância comercial (YÉLAMOS *et al*, 1998). Este trabalho é apresentado como solução para aumentar a exatidão em baixas frequências e

ampliar a faixa de frequências. O uso de fontes de correntes de alta exatidão e realimentação de modo comum resulta em um aumento no desempenho nas medidas de bioimpedância em baixas frequências, reduzindo os efeitos da impedância dos eletrodos. Os resultados obtidos apresentaram uma redução média de 20% nos erros das medidas em frequências até 1 MHz.

Neves e Souza apresentam um novo método para extração dos parâmetros de bioimpedância baseado na resposta da corrente elétrica a um degrau de tensão e o equipamento proposto tem a vantagem de necessitar apenas uma forma de onda de excitação, ao contrário dos analisadores de bioimpedância multifrequenciais que operam com várias formas de onda senoidais (NEVES; SOUZA, 2000). O degrau de tensão é gerado através de uma saída digital da placa de aquisição DAQCard AI-16E-4. A corrente resultante na carga é transformada em tensão através de um amplificador de transimpedância e este sinal é adquirido pela placa de aquisição. Os resultados obtidos são da mesma ordem de magnitude daqueles observados em analisadores de bioimpedância comerciais.

Nebuya e seu grupo de pesquisa apresentam um sistema de medição para efetuar medidas de impedância com alta exatidão em frequências acima de 1 MHz (NEBUYA *et al*, 2002). Tais medidas são difíceis de obter devido às capacitâncias parasitas dos cabos. Para resolver este problema, um sistema de medição isolado opticamente foi desenvolvido usando a técnica PLL para a sincronização entre a injeção de corrente e a medição de tensão. A exatidão e a repetibilidade do sistema foi examinada usando o modelo Cole de tecido e o valor absoluto e a fase da impedância foi medida a 1,25 MHz. A diferença entre os valores medidos pelo sistema desenvolvido e por uma ponte LCR comercial foi menor que 0,27 Ω (2,9%) em módulo e 0,79 graus em fase. O desvio padrão foi menor que 0,09 Ω em módulo e 0,6 graus em fase.

O projeto de um instrumento usado para medir a bioimpedância de pele é apresentado por (TSUNAMI *et al*, 2004) em uma abordagem de componentes de baixo custo. O sistema é

capaz de medir impedâncias na faixa de 100Ω até $1 \text{ M}\Omega$ com frequências de excitação de 100 Hz até 100 kHz. Os resultados obtidos apresentam uma exatidão de 5 % nas medidas.

Uma nova solução de um espectrômetro de bioimpedância portátil é apresentada por (YANG; WANG, 2005) para detecção in vivo de mudanças súbitas nas propriedades elétricas dos tecidos de pacientes com ulcera por pressão. O objetivo deste equipamento é estabelecer um método de acesso confiável para detecção precoce da ulcera por pressão através da medição tetrapolar modificada. O sistema é capaz de medir a impedância complexa de tecidos humanos na faixa de frequências de 10 Hz até 1 MHz com a geração de sinais baseada na técnica *Direct Digital Synthesis* (DDS). Tanto a tensão quanto a corrente na carga são medidas e a detecção de módulo e fase da impedância é realizada com o circuito integrado AD8302. Os resultados preliminares apresentam erros no módulo da impedância menores que 2,5% até 300 kHz.

Em (RADIL *et al*, 2005), é apresentado um instrumento de medidas de bioimpedância, baseado em processador digital de sinais, tendo em sua topologia um gerador de forma de onda de excitação senoidal pela técnica DDS. O sinal de excitação é aplicado em uma impedância de referência em série com a impedância de carga. Dois conversores A/D adquirem as tensões senoidais da impedância de carga e da impedância de referência e as transmite ao DSP. Através de algoritmos de ajuste senoidal, são determinadas as amplitudes dos senos, suas fases, componentes CC e frequência. A partir destes valores a amplitude e fase da impedância de carga são determinadas. Os resultados obtidos em 1 kHz apresentaram um desvio padrão de 0,016% para as medidas de módulo e $0,01^\circ$ para as medidas de fase.

Uma nova solução para analisadores de bioimpedância é proposta em (MIN; PARVE, 2005) com supressão dos erros causados pelas harmônicas ímpares de alta frequência de pulsos retangulares. A solução é baseada no método de encurtamento dos pulsos retangulares comumente usado em técnicas de *lock-in*. Uma comparação do método proposto com o uso

da onda quadrada é feita e os resultados apresentam erros de medida na resposta em frequência dos parâmetros de bioimpedância dezenas de vezes menores quando a forma de onda é encurtada em 30°. Os erros obtidos foram 0,3% e 4% para medidas de módulo e fase da impedância de carga, respectivamente. Devido à simplicidade do sistema, este método é apropriado para a sua realização em chips permitindo o desenvolvimento de dispositivos eletrônicos implantáveis no corpo

Yang e seu grupo de pesquisa apresentam um novo projeto de dispositivo portátil de espectroscopia de bioimpedância baseado no método da detecção do ganho e fase, cuja implementação reduz a complexidade de hardware e software do equipamento (YANG *et al*, 2006). Os dois métodos tradicionais para a medida da bioimpedância complexa, que são o método em ponte e o método da demodulação em quadratura, não são apropriados para serem implementados em dispositivos portáteis de espectroscopia de bioimpedância, pois são volumosos, lentos, alto custo e alto consumo. A avaliação do desempenho deste novo projeto foi realizada através das medidas cargas RC na faixa de frequências entre 20 kHz e 1 MHz. O erro médio das medidas resultou em 0,014% em módulo e 0,136° em fase.

Um *front-end* relativamente simples que adapta o circuito integrado AD5933 no sistema tetrapolar de medição é apresentado pela primeira vez por (SEOANE *et al*, 2008) em aplicações biomédicas. Este tipo de equipamento baseado em um único chip permite que pesquisadores desenvolvam sistemas de medidas de bioimpedância mais leves e que possam ser adaptados em roupas, permitindo o monitoramento contínuo e em casa. A exatidão do sistema foi avaliada através de cargas resistivas entre 50 Ω e 1,6 k Ω na faixa de frequência compreendida entre 5 kHz e 100 kHz. Os resultados obtidos apresentaram valores de erro na ordem de 1% a 10 kHz.

Segundo (GUIMERA *et al*, 2008) as medidas de bioimpedância podem ser usadas para detectar e monitorar algumas propriedades de tecidos rígidos como a densidade de minerais

em ossos, fraturas ou detecção de cáries em dentes. A topologia do instrumento proposto inclui um multiplexador de quatro canais, interface com o usuário e um link Bluetooth para transferência de dados. Este sistema é capaz de medir impedâncias de 10 k Ω até 10 M Ω na faixa de frequências de 100 Hz até 100 kHz com um erro máximo de 5 % nas medidas

2.2 FONTES DE CORRENTE PARA MEDIDAS DE BIOIMPEDÂNCIA

Uma fonte de corrente é desenvolvida para um tomógrafo de bioimpedância e otimizada para trabalhar em 50 kHz (NOWICKI; WEBSTER, 1989). Utilizando apenas um amplificador operacional na configuração Howland (TOBEY *et al*, 1971), o circuito apresenta uma impedância de saída alta o suficiente para obter exatidão de 0,1% sobre uma faixa de valores de carga entre 39 Ω e 950 Ω . A presença de um capacitor na realimentação positiva garante o bloqueio de corrente contínua na carga.

Um novo projeto de fonte de corrente controlada por tensão é apresentado por (DENYER *et al*, 1993) e está baseado em espelhos de corrente na alimentação do amplificador. As fontes de corrente com realimentação de tensão (fontes de corrente tipo Howland) estão limitadas pelo casamento dos resistores nas redes de realimentação. A técnica utilizada neste artigo emprega a monitoração da corrente de alimentação de um amplificador operacional para medir a corrente na carga e assim, evitando a necessidade de um controle exato do ganho. A dependência da impedância de saída com o ganho do amplificador operacional aparece como a principal limitação neste circuito, particularmente em altas frequências. Esta limitação pode ser superada conectando blocos em cascata para atingir a impedância de saída desejada. Os resultados experimentais foram obtidos para um estágio simples e, na frequência de 50 kHz, a impedância de saída resultou em 8 M Ω .

O uso da técnica de espelhos de corrente na alimentação do amplificador descrita no parágrafo anterior é aprimorada e descrita por (Denyer *et al*, 1994). O circuito foi otimizado

para operar em frequências até 160 kHz apresentando uma impedância de saída acima de 290 K Ω . Soluções para instabilidades são apresentadas e a simplicidade e compactação do circuito são apontadas pelos autores como vantagens desta topologia.

Um novo método de projeto e implementação de fontes de corrente é proposto por (JOSSINET *et al*, 1994) no qual é descrita a montagem de eletrodos de corrente ativos para medidas *in vivo*. As fontes de corrente descritas por este método são capazes de operar em frequências acima de 1 MHz com cargas até 2 K Ω . Com o intuito de minimizar as capacitâncias parasitas, o estágio final da fonte de corrente foi montado no próprio eletrodo colocando assim, o circuito de saída diretamente conectado a interface eletrodo-pele. Embora a topologia *Howland* tenha sido utilizada, os autores relatam que qualquer outro sistema capaz de produzir uma corrente de saída constante pode ser empregado. Um software específico foi desenvolvido e possibilita, para um conjunto inicial de condições de contorno e valores de componentes, o cálculo de possíveis conjuntos de resistores próximos aos desejados. O efeito da dispersão dos componentes no desempenho do circuito é também avaliado para auxiliar o usuário na sua escolha. O resultado obtido foi uma fonte de corrente bipolar exata e reproduzível para aplicações em altas frequências com uma condutância de saída de 0.85 μ S.

Um sistema de tomografia por impedância é proposto por (Cook *et al*, 1994) cujo objetivo é obter uma precisão de 16 bits tanto nos valores de corrente quanto nas leituras de tensão. A fonte de corrente é composta por um conversor tensão-corrente baseado em um amplificador de instrumentação e um circuito de compensação da impedância de saída. A capacitância de saída da fonte de corrente pode ser anulada por um circuito conversor de impedância negativa (NIC – *Negative Impedance Converter*). O uso de potenciômetros digitais para controlar a resistência e capacitância de saída permite a implementação de uma rotina de ajuste automático da impedância de saída. A impedância de saída logo após a rotina de ajuste tem valor acima de 50 M Ω , entretanto, após um período de 16 horas com o

equipamento desligado a impedância de saída teve seu valor reduzido a 25 M Ω , assim necessitando novamente um reajuste.

Uma fonte de corrente adequada para aplicações em EIT é descrita por (BRAGÓS *et al*, 1994) utilizando o amplificador operacional AD844, cuja estrutura permite a implementação da técnica de espelho de corrente de maneira integrada evitando assim, problemas de descasamento de componentes e dependência da temperatura. A perda de exatidão no ganho do circuito é superada incluindo-se um buffer de entrada na realimentação. Problemas de saturação aparecem quando é colocado o capacitor de bloqueio entre a fonte e os eletrodos. Este problema é solucionado implementando-se uma realimentação de corrente contínua mantendo a saída próxima de zero volt. O resultado obtido foi uma impedância de saída de 0,3 M Ω a uma frequência de 1 MHz na configuração inversora apresentada. As especificações para sistemas EIT de 0.1% de exatidão e impedância de saída maior que 1 M Ω são atendidas para faixas de frequências entre 10 kHz e 500 kHz.

Um novo sistema capaz de produzir imagens de impedância em tempo real é desenvolvido por (Smith *et al*, 1995) e emprega uma fonte de corrente simples multiplexada. A forma de onda senoidal é gerada digitalmente em uma tabela com 48 coeficientes produzindo um sinal de 5 mApp e 20,83 KHz. A configuração da fonte de corrente adota um transformador na realimentação do amplificador operacional garantindo isolamento elétrico na carga. Os resultados mostram uma variação de até 2° na fase do sinal de corrente em função de uma variação de carga de 300 Ω até 2 k Ω . Os autores apontam que a causa deste problema é o comportamento não ideal do transformador.

Uma fonte de corrente banda larga baseada na técnica de *phase-locked-loop* (PLL) é apresentada em (Wang *et al*, 1996) para utilização em EIT em frequências até 4 MHz. Um ponto negativo desta implementação é o uso de um *walking-ring counter* (WRC) para gerar diferentes frequências com o objetivo de controlar a fase dos sinais gerados. Assim, é

necessário que o PLL gere uma frequência 16 vezes maior que a frequência requerida para um sistema EIT se um WRC de 16 estágios estiver sendo utilizado.

Em (Bertemes-Filho *et al*, 2000), é feita uma comparação é feita entre a fonte de corrente de Howland modificada e a fonte de corrente baseada em espelhos de corrente. A amplitude da corrente de saída e a impedância de saída foram determinadas através de simulação e medidas reais. Ambos os circuito são estáveis na faixa de frequências entre 1 KHz e 1 MHz. A máxima variação da corrente de saída com a frequência para a fonte de corrente de *Howland* foi 2% e para a fonte de corrente baseada na técnica de espelhos de corrente foi de 1,6%. A impedância de saída para os dois circuitos foi maior que 100 K Ω para frequências até 100 KHz. Entretanto nenhum circuito testado atingiu este nível de impedância para 1 MHz.

Um flexível sistema de tomografia por impedância elétrica é desenvolvido por (Hartov *et al*, 2000) e permite modos de excitação em tensão ou corrente. A conversão tensão-corrente é feita através do amplificador operacional de transcondutância OPA2662. O uso deste componente acarretou em problemas de offset na saída o que dificulta a realização de imagens *in vivo*. Para uma resolução de 12 bits, a impedância de saída da fonte de corrente deveria apresentar um valor de 4,1 M Ω para uma carga máxima de 1 K Ω . Entretanto, a impedância de saída do protótipo apresentou um valor de 5 K Ω na frequência de 1 MHz. Dada as limitações apresentadas no artigo, os autores não recomendam a utilização do componente OPA2662 em futuros projetos.

Um projeto de fonte de corrente para tomografia por impedância elétrica é desenvolvido em (ROSS *et al*, 2003) utilizando a topologia *Howland* modificada em paralelo com um conversor de impedância generalizada (GIC – *Generalized Impedance Converter*). Esta combinação permite um ajuste quase independente da resistência e da capacitância de saída. Os resultados das simulações apresentam valores na ordem de 2 G Ω na faixa de frequências

entre 100 Hz e 1 MHz. Até o presente artigo, nenhuma fonte de corrente tinha sido relatada mantendo operação estável sobre uma ampla faixa de frequências com mais de 12 bits de resolução. O projeto relatado apresentou uma resolução de 19 bits na presença de uma carga de $(10000 + j4000) \Omega$ na banda de frequências de 100 Hz até 1 MHz. A impedância de saída da fonte de corrente nesta situação apresentou um valor de 524 M Ω .

O projeto e o desempenho de uma fonte de corrente utilizando um gerador de sinal baseado em FPGA é apresentado por (Lee *et al*, 2003) onde a topologia utilizada é a *Howland* modificada com circuito de cancelamento de capacitâncias parasitas. Com o ajuste apropriado da resistência e capacitância de saída, a impedância de saída da fonte atingiu um valor máximo de 3,3 G Ω em corrente contínua. Entretanto, para uma frequência de 50 KHz a impedância de saída do circuito reduziu-se para 500 K Ω . Os autores também relatam que é mais vantajoso utilizar um gerador de forma de onda digital, pois apresenta uma maior estabilidade e baixa distorção harmônica. Também permite a fácil mudança da frequência de trabalho, assim possibilitando uma solução efetiva para sistemas de tomografia por impedância elétrica com múltiplas frequências.

O circuito Howland modificado é novamente utilizado para medidas de bioimpedância em múltiplas frequências por (Tsunami *et al*, 2004). Entretanto, os autores demonstram que a inserção de um buffer no laço de realimentação positiva simplifica o ganho de transcondutância do circuito. Os resultados obtidos em cargas teste na faixa de 100 Ω até 1 M Ω validam o projeto com 5% de exatidão. Neste artigo não é relatada a impedância de saída da fonte de corrente, tão pouco o seu comportamento em frequências até 100 KHz.

Em (ARMSTRONG; JENNINGS, 2004), algumas topologias de fontes de corrente foram investigadas através de simulações a fim de determinar a mais adequada para sistemas de tomografia por impedância elétrica. Uma fonte de corrente bipolar (carga flutuante) foi projetada com capacidade para produzir em sua saída 12 mA para uma dada faixa de

impedâncias. A faixa de frequências utilizada é de 10 KHz até 250 KHz para impedâncias entre 300Ω e 600Ω . A topologia utiliza um amplificador operacional de transcondutância OPA660 e permite a otimização da impedância de saída da fonte de corrente através do controle externo da corrente de polarização do componente. Simulações foram feitas com frequências entre 10 kHz e 1 MHz para cargas até 1500Ω e 22 nF. Os resultados obtidos foram uma variação do ganho em função da frequência de 0,15% e uma variação de fase de $0,63^\circ$.

Em (CHENG *et al*, 2006a), uma fonte de corrente é projetada para impedâncias até 1 K Ω em frequências de 1 KHz até 100 KHz. O projeto inclui um microcontrolador, um gerador de formas de onda programável e um conversor tensão-corrente. A fonte de corrente é baseada no circuito *Howland* modificado e é capaz de produzir uma amplitude de corrente até 1 mA com 12 bits de resolução. A impedância de saída resultante é 30 M Ω a uma frequência de 1 KHz. Entretanto, para frequência de 1 MHz, o valor da impedância de saída cai para 1600Ω .

Em (BERTEMES-FILHO *et al*, 2006), uma fonte de corrente bipolar é desenvolvida usando a topologia *Howland* bipolar e conectada a um conversor de impedância negativa e a um multiplexador. O projeto atende uma especificação de corrente de saída de 2 mA a uma frequência de 125 KHz. As medidas de impedância de saída da fonte foram feitas variando a carga de 200Ω até 1200Ω e assim obteve-se um valor de 23 M Ω sem a atuação do conversor de impedância negativa (NIC). Com a conexão do multiplexador, a impedância de saída da fonte de corrente cai para 2 M Ω . A queda do valor de impedância de saída é causada pelas capacitâncias parasitas da entrada do multiplexador. Entretanto, a colocação e ajuste do conversor de impedância negativa (NIC) entre a fonte e o multiplexador resulta em um aumento da impedância de saída para 20 M Ω novamente.

Uma fonte de corrente Howland modificada é apresentada por (SHUAI *et al*, 2006) onde buffers são inseridos nos caminhos de realimentação positiva e negativa resultando em uma relação de transcondutância simples e compacta. A impedância de saída da fonte de corrente é superior a 1,1 M Ω em uma faixa de frequência de 1 KHz até 2 MHz.

Uma comparação de desempenho de fontes de corrente *Howland* é apresentada em (CHEN *et al*, 2006b) utilizando amplificadores operacionais de alta velocidade. A configuração *Howland* é muito atrativa, pois utiliza apenas um amplificador operacional e alguns componentes passivos. Os amplificadores LM833 e THS4021 são utilizados na comparação e, através dos resultados de simulação, é possível concluir que, em frequências baixas, a corrente de saída de ambos amplificadores operacionais é estável e precisa. Em frequências próximas de 1 MHz, o amplificador operacional LM833 apresentou distorção na corrente de saída, enquanto que o amplificador THS4021 produziu uma corrente de saída estável nestas condições. A impedância de saída da fonte de corrente com o amplificador LM833 é superior ao circuito que utiliza o amplificador THS4021 em frequências baixas. Entretanto, em frequências superiores o amplificador THS4021 apresenta um desempenho muito superior ao LM833 com uma impedância de saída da fonte de corrente de 2,1 M Ω a uma frequência de 1 MHz.

2.3 SISTEMAS DE EIT

De acordo com (BAYFORD, 2006), um dos primeiros grupos de pesquisa a desenvolver um tomógrafo de bioimpedância foi o da Universidade de Sheffield, onde as primeiras imagens dos pulmões foram obtidas utilizando a técnica chamada de tomografia de potencial aplicado (*Applied Potential Tomography* – APT). A principal característica dos sistemas desenvolvidos neste grupo é a utilização de uma única fonte de corrente de excitação o que acarreta a necessidade do uso de multiplexadores. Segundo (BROWN, SEAGAR;

1987), o sistema *Sheffield Mark-1* utiliza 16 eletrodos que são endereçados através de quatro multiplexadores. A forma de onda senoidal com frequência de 51 kHz é obtida através de um ciclo com 16 valores armazenado em uma EPROM. O sinal de excitação é convertido em corrente através de um amplificador operacional com um transformador em sua realimentação. A impedância de saída obtida deste circuito é 13 k Ω . Os sinais de excitação e medição são conectados a um detector sensível a fase onde apenas a parte real das medidas é selecionada. A exatidão deste sistema atinge a especificação de 0,1 % apontada pelos autores.

Um tomógrafo apresentado por (NEWELL, GISSER, ISAACSON; 1988) tem como objetivo a produção de imagens da distribuição de impedâncias através da aplicação de múltiplas correntes na frequência de 15 kHz. A geração da forma de onda é realizada de forma analógica através de um oscilador tipo ponte de Wien implementada com um amplificador operacional. As fontes de corrente são implementadas com três amplificadores operacionais e admite uma carga máxima de 1 k Ω em 5 mA_{pp}. As medidas de tensão são realizadas através de um único amplificador multiplexado para os 32 eletrodos e a demodulação síncrona é realizada analogicamente pelo circuito integrado AD630. O desempenho da fonte de corrente foi avaliado através da impedância de saída, cujo valor obtido foi 260 k Ω . Este sistema é capaz de implementar um processo adaptativo com o intuito de produzir o melhor padrão de correntes para distinguir a distribuição desconhecida de impedância em um meio condutor homogêneo. Assim, o sistema é capaz de distinguir a presença de um isolante de 9 mm de diâmetro em um tanque de 30 mm com solução salina.

De acordo com (ZHU *et al*, 1993), o sistema OXPACT-II possui uma nova arquitetura analógica baseada em fontes programáveis de tensão as quais são utilizadas para gerar o sinal de excitação no objeto em estudo, evitando assim a necessidade de se obter fontes de corrente de alta qualidade. Este tomógrafo opera em 9,6 kHz e possui 32 eletrodos para excitação e mais 32 eletrodos para medição. Para cada eletrodo, são utilizados dois amplificadores

operacionais, onde um é utilizado para produzir a tensão de excitação e o outro para medir a corrente no mesmo eletrodo. A forma de onda de excitação é senoidal e é gerada de maneira digital através de 128 valores armazenados em uma memória EPROM. Uma placa de aquisição contendo um conversor A/D de 12 bits é utilizada para adquirir os sinais analógicos e realizar a demodulação. Uma abordagem estatística foi utilizada para avaliar o erro do sistema. Os testes foram realizados com um resistor de 600Ω e a exatidão da fonte de tensão foi de 0,025% e a exatidão da medida de corrente foi de 0,1%.

De acordo com (BROWN *et al*, 1994), o primeiro sistema de EIT com múltiplas frequências apresentado pelo grupo de Sheffield é denominado *Mark-3*, o qual utiliza oito frequências discretas na faixa de 9,6 kHz até 1,2 MHz. Uma corrente de excitação senoidal com amplitude de 2 mA_{pp} é aplicada através de eletrodos e os potenciais resultantes são medidos em paralelo. Este sistema utiliza cabos triaxiais para conectar a eletrônica aos eletrodos. A malha interna é excitada com a mesma tensão do condutor central para minimizar as capacitâncias parasitas e a malha externa é aterrada com o objetivo de atenuar o acoplamento capacitivo entre os eletrodos. O sistema *Mark-3* não possui dispositivos programáveis e a demodulação é realizada analogicamente, o que torna este sistema pouco robusto a mudanças de parâmetros de projeto.

Segundo (ZHU *et al*, 1994), o grupo de Oxford Brookes seguiu no desenvolvimento de um novo tomógrafo para operar com múltiplas fontes de excitação e também com múltiplas frequências, denominado OXBACT-III. Em, a forma de onda senoidal de excitação é gerada digitalmente através de uma tabela alocada em ROM e convertida para uma tensão analógica, cuja distribuição é realizada para cada uma das 32 fontes de corrente. As frequências de excitação disponíveis são 10 kHz, 40 kHz e 160 kHz e a fonte de corrente utilizada é baseada na arquitetura de um amplificador de transcondutância. De acordo com (DENYER *et al*, 1994a), a impedância de saída da fonte de corrente foi determinada em $680 \text{ k}\Omega$ a 160 kHz,

entretanto o sistema utiliza uma calibração automática onde a impedância de saída e o ganho de transcondutância são constantemente medidos. Os sinais analógicos medidos são convertidos para sinais digitais através de um conversor A/D de 12 bits e a demodulação síncrona é realizada no processador DSP TMS320C40. Os resultados da exatidão do sistema apresentado não são reportados.

O sistema ACT 3 é apresentado em (COOK *et al*, 1994) e é composto por 32 canais e produz imagens em tempo real de condutividade e permissividade a uma taxa de 20 imagens por segundo. Este sistema é totalmente paralelo contendo 32 fontes de corrente e 32 voltímetros. Um trigésimo terceiro eletrodo é conectado ao terra afastado dos demais eletrodos. Este eletrodo provê um caminho para a corrente residual quando a soma de todas as correntes aplicadas não é zero. Um sinal de excitação senoidal de 28,8 kHz é gerado de forma digital através de uma tabela alocada em memória ROM. A conversão tensão – corrente é realizada através da topologia *Howland* implementada com um amplificador de instrumentação. A fonte de corrente inclui um potenciômetro digital para permitir o ajuste da sua impedância de saída e um circuito conversor de impedância negativa para realizar o cancelamento das capacitâncias. As partes real e imaginária das tensões em cada eletrodo são medidas através de 32 voltímetros síncronos cuja implementação é feita através de um conversor analógico – digital de 12 bits e um processador digital de sinais. De acordo com (HOLDER, 2005), enquanto a maioria dos projetos de sistemas de EIT está focada na simplificação do *Hardware*, o sistema ACT 3 visa a otimização do desempenho não estando em evidência o tamanho físico ou custo de todo o sistema. Entretanto, o uso do cancelamento de capacitâncias é atualmente o método mais efetivo para obter correntes com alta exatidão, uma vez que a corrente desejada é entregue a carga sem a necessidade de rotinas de calibração.

Em (SMITH, FREESTON, BROWN; 1995), o grupo de pesquisa da Universidade de Sheffield apresenta uma nova versão do tomógrafo de bioimpedância denominado *Sheffield Mark-2*, o qual permite que a ventilação e a perfusão pulmonar sejam observadas em tempo real. Este sistema opera com uma forma de onda senoidal de 20,83 kHz gerada digitalmente através de 48 valores em uma tabela alocada em uma ROM. A fonte de corrente com carga flutuante é similar ao apresentado pelo sistema anterior (*Mark-1*) e produz em sua saída uma corrente com amplitude de 5 mA_{pp} . As medidas diferenciais de tensão são realizadas com o circuito integrado INA110 seguido de um amplificador de ganho programável com o objetivo de reduzir a faixa dinâmica das medidas. Um circuito de realimentação de modo-comum, descrito em (SMITH *et al*, 1992), é utilizado para reduzir a tensão de modo comum nas entradas dos amplificadores de instrumentação. As medidas da corrente aplicada e das tensões resultantes são processadas em um demodulador síncrono implementado no DSP TMS32020. Apenas a parte real das medidas é utilizada para a reconstrução da imagem devido ao impacto das capacitâncias parasitas na componente reativa. Além de atingir a exatidão de 0,1% nas medidas, os autores apontam que o sistema desenvolvido tem uma relação sinal-ruído (SNR) maior que 60 dB.

Um tomógrafo de bioimpedância multifrequencial descrito em (CHAUVEAU *et al*, 1996) foi desenvolvido em Toulouse com 16 eletrodos ativos podendo estender-se até 32. Cada eletrodo ativo pode ser programado para operar no modo excitação de corrente ou no modo medição de tensão. As partes real e imaginária da impedância de carga são obtidas pela aplicação do método de identificação paramétrica e a reconstrução da imagem é realizada usando o algoritmo *back-projection*. A avaliação do desempenho do sistema foi realizada na faixa de frequências de 10 kHz até 1 MHz apresentando erros sistemáticos de 2%.

O tomógrafo de impedância elétrica TIE-4sys é apresentado pelo grupo de pesquisa da universidade politécnica da Catalunya em (CASAS *et al*, 1996). Este sistema adota uma

topologia paralela para geração de imagens em tempo real com 16 eletrodos e utiliza a técnica *back-projection* para a reconstrução das imagens. O equipamento é capaz de produzir imagens cardíacas multifrequenciais em 25 quadros por segundo. Os resultados obtidos apresentam uma relação sinal-ruído nas medidas maior que 60 dB dentro da faixa de frequências entre 10 kHz e 250 kHz.

De acordo com (HARTOV *et al*, 2000), o grupo de pesquisa de Dartmouth College tem desenvolvido sistemas de EIT com múltiplas fontes de excitação para a detecção de câncer de mama. O sistema apresentado em suporta 32 eletrodos e frequências selecionáveis dentro da faixa de 1 kHz até 1 MHz. O sinal de excitação é produzido através de uma placa conectada a um PC contendo um gerador de formas de onda arbitrária. O sistema contém 32 fontes de tensão e 32 fontes de corrente sendo que o tipo de excitação pode ser selecionado pelo operador. As fontes de corrente são implementadas com o amplificador de transcondutância OPA2662 e as fontes de tensão são realizadas com um amplificador operacional em ganho unitário. As medidas de tensão ou corrente são efetuadas em uma placa de aquisição conectada a um PC onde os sinais são adquiridos em um conversor A/D de 16 bits para realização da demodulação síncrona. A exatidão do sistema foi avaliada através de uma carga RC conhecida resultando em 0,02% a frequência de 100 kHz.

Em (WILSON *et al*, 2001), o tomógrafo *Mark-3.5* foi apresentado para ser um sistema modular baseado em dispositivos programáveis. As medidas são adquiridas em trinta frequências entre 2 kHz e 1,6 MHz aplicadas simultaneamente. A corrente de excitação é produzida através da fonte de corrente *Howland* modificada e as tensões resultantes são medidas com amplificadores diferenciais. Tanto a geração da forma de onda da excitação quanto a demodulação dos sinais são realizadas de forma digital em uma placa de aquisição de 12 bits contendo o DSP '549 da *Texas Instruments*. Este sistema permite a medida da parte

real e imaginária da impedância de carga com a exatidão de 0,1% aplicando níveis de excitação 15% menores que o sistema anteriormente desenvolvido (*Mark-3*)

Em (CHEREPENIN *et al*, 2001), é proposto um sistema de EIT para imagens de seios com o propósito de detectar antecipadamente tumores através do mapeamento em 3D da distribuição interna de impedâncias. Neste sistema, a forma de onda de excitação de 50 kHz é gerada digitalmente e um conversor D/A produz a tensão analógica de entrada para a fonte de corrente. O circuito da fonte de corrente utiliza três amplificadores operacionais e necessita de ajuste nos valores dos resistores para maximizar a impedância de saída. A demodulação síncrona é realizada de forma analógica e somente a parte real das medidas é processada. Não são reportados os resultados da exatidão do canal de medição desenvolvido neste sistema.

Um sistema de EIT de frequência única para visualização de imagens estáticas dos pulmões é apresentado por (CHEREPENIN *et al*, 2002) e, de acordo com os resultados obtidos, este sistema pode ser sensível a detecção de câncer e outras doenças pulmonares. O tomógrafo apresentado utiliza 16 eletrodos e um único canal de medição multiplexado. A corrente aplicada é retangular com frequência fixa de 8 kHz e amplitude de 0,5 mA. A demodulação síncrona é realizada analogicamente e este sistema também possui um circuito de realimentação de modo-comum de maneira a reduzir a tensão de modo-comum na entrada do amplificador de instrumentação. Não são reportados os resultados da exatidão do sistema desenvolvido.

De acordo com (YERWORTH *et al*, 2002), o tomógrafo UCLH Mark 1b é um sistema de EIT portátil que pode endereçar até 64 eletrodos e foi projetado para realizar o mapeamento da função cerebral. Este sistema emprega em sua topologia um canal de medição multiplexado de maneira que os eletrodos de medição e excitação podem ser combinados via software. A faixa de frequências de operação é 225 Hz até 77 kHz e o desempenho foi

avaliado através de uma rede RC e tanques salinos com *phantoms*. A relação sinal – ruído obtida foi maior que 50 dB e o erro máximo de reciprocidade ficou abaixo de 10 %.

Um novo sistema é apresentado por (HALTER, HARTOV, PAULSEN; 2005) para detecção de câncer de mama em frequências até 10 MHz. O sistema é baseado em um processador DSP ADSP21065L, que permite flexibilidade na geração do sinal de excitação. Tanto o módulo quanto a fase podem ser enviados como argumentos para o DSP permitindo um padrão arbitrário de geração de sinais. Este tomógrafo adota como estratégia de medida a aplicação de tensão em múltiplos eletrodos e a medição da corrente resultante nos demais eletrodos. As amostras de corrente são adquiridas pelo conversor A/D AD7677 e a demodulação síncrona é realizada pelo processador DSP. O desempenho do sistema foi avaliado através da relação sinal-ruído SNR e o resultado obtido foi 78 dB na máxima frequência de 10 MHz.

O sistema ACT-4 apresentado em (LIU *et al*, 2005) é um projeto modular que suporta até 72 eletrodos e frequências de excitação selecionáveis na faixa de 300 Hz até 1 MHz. O sistema é capaz de aplicar tanto tensões quanto correntes em todos os eletrodos simultaneamente e medir as correntes ou tensões respectivas. A fase e amplitude do sinal de excitação podem ser controladas através do dispositivo programável FPGA XC2V2000. A fonte de corrente é implementada através da topologia *Howland* com conversores de impedância generalizada descrita em (ROSS *et al*, 2003). A demodulação síncrona também é realizada no FPGA, entretanto os resultados preliminares não apontam a avaliação da exatidão do sistema.

Segundo (BAYFORD, 2006), outro sistema que está em desenvolvimento no grupo de pesquisa de Oxford Brookes é o OXBACT-V, o qual é especificado a trabalhar em uma frequência selecionada na faixa entre 26 kHz e 160 kHz. Este sistema possui um dispositivo programável (FPGA) o qual é utilizado para gerar a forma de onda de excitação bem como as

medidas dos sinais. Este tomógrafo está em estágio de desenvolvimento e não há ainda resultados reportados.

Em (MCEWAN *et al*, 2006), um sistema compacto de EIT, denominado UCLH Mk 2.5, foi desenvolvido para mapeamento cerebral com melhorias nas impedâncias de entrada e saída, largura de banda e rejeição ao modo comum. A exatidão do sistema foi suficiente para mapear derrames cerebrais. Os resultados apresentaram uma rejeição ao modo comum de 80 dB e 0,7% de exatidão nas medidas.

Uma descrição de novos métodos de calibração para um sistema multifrequencial de EIT desenvolvido na universidade de Kyung Hee é apresentada em (OH *et al*, 2007). O tomógrafo desenvolvido chama-se KHU Mark1 e possui sistemas de calibração distribuídos nas etapas do circuito. A fonte de corrente utiliza conversor de impedância generalizado que permite calibração através de potenciômetros digitais, maximizando a impedância de saída do circuito. A medição de tensão permite calibração de ganho e fase permitindo que a defasagem total do sistema seja anulada e que os erros do módulo da resposta em frequência do sistema sejam corrigidos. Os resultados apresentam uma impedância de saída mínima da fonte de corrente de $1\text{ M}\Omega$ e erros de reciprocidade menores que 0,05%.

3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordados os aspectos teóricos envolvidos no projeto e avaliação do canal de medição de bioimpedâncias para TIE. As características elétricas dos tecidos biológicos humanos serão apresentadas juntamente com o conceito de bioimpedância e seu modelo elétrico. Após, a tomografia por bioimpedância será definida e as topologias de medição mais utilizadas serão apresentadas. A abordagem seguirá com as especificações gerais para o projeto do canal de medição de bioimpedâncias e as principais fontes de erro nas etapas do canal serão analisadas.

Após a análise dos sistemas de TIE existentes, o canal de medição de bioimpedâncias proposto será apresentado juntamente com seu diagrama de blocos e circuito elétrico. Uma vez apresentada a proposta do circuito, o modelo teórico será desenvolvido através das equações das funções de transferência das etapas do canal, cujas não idealidades dos componentes eletrônicos serão levadas em consideração. Por fim, a análise da sensibilidade à variação dos parâmetros de projeto e a análise da propagação das incertezas serão apresentadas com objetivo de se verificar a robustez do projeto e os blocos mais críticos que afetam a incerteza na medida.

3.2 BIOIMPEDÂNCIA E CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DOS TECIDOS BIOLÓGICOS HUMANOS

De acordo com (SCHWAN, 1957), a bioimpedância elétrica é definida como a medida da impedância elétrica de tecidos biológicos e este parâmetro pode refletir algumas condições fisiológicas e eventos. As propriedades elétricas de materiais biológicos exibem dependência com a frequência de excitação resultando em três regiões de dispersão da condutividade e permissividade, como mostra a figura 1.

Segundo (FOSTER; SCHWAN, 1989), as dispersões dielétricas, que ocorrem entre 10 Hz e dezenas de megahertz, são geralmente associadas aos processos de difusão iônica (dispersão – α) e as propriedades dielétricas das membranas celulares e suas interações com os eletrólitos nos meios intra e extracelulares (dispersão – β). As propriedades dielétricas na região γ são freqüentemente atribuídas ao conteúdo aquoso nos meios intra e extracelular e a presença de moléculas pequenas.

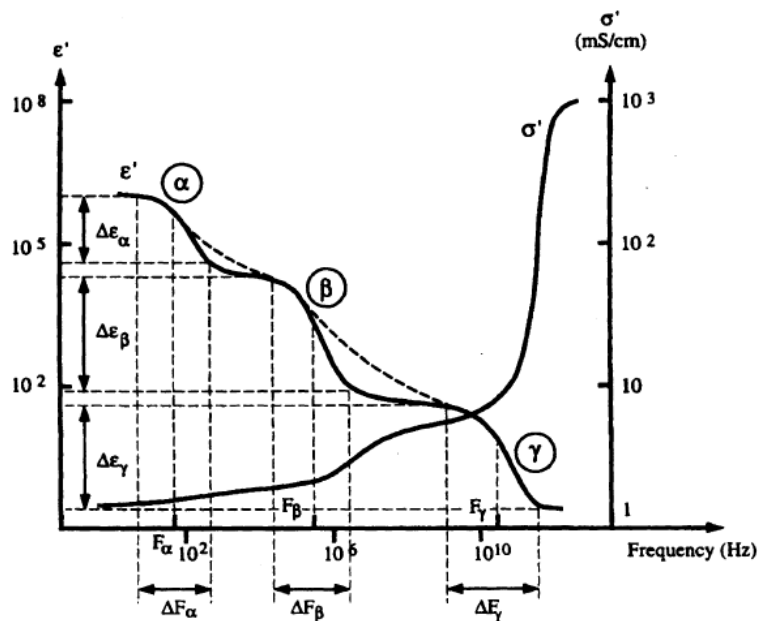


Figura 1 Regiões de dispersão das propriedades elétricas dos tecidos biológicos (BOURNE *et al*, 1996)

A célula é a unidade básica dos tecidos e a sua estrutura determina a impedância elétrica deste alguns hertz até dezenas de megahertz. Pelo ponto de vista do modelo elétrico, o meio extracelular pode ser considerado como uma solução iônica na qual os parâmetros físico-químicos determinam as propriedades elétricas do meio. Assim, o espaço extracelular pode ser modelado por um resistor R_e (CANO, 2005).

A concentração iônica do meio intracelular tem valores similares à concentração do meio extracelular. Entretanto, no interior da célula existem estruturas envolvidas por membranas formadas por materiais dielétricos que possuem condutividade muito baixa. Deste

modo, o modelo elétrico deste meio pode ser expresso por componentes resistivos (R_i) e capacitivos. Embora, este último possa ser desprezado por simplificação (CANO, 2005).

A membrana celular é formada por uma cadeia de moléculas lipídicas que possui alta resistividade comparada aos meios intracelular e extracelular. Assim, a estrutura formada por meio extracelular, membrana e meio intracelular é representada por uma capacitância distribuída C_m com valor típico de $1 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ (CANO, 2005).

Em baixas frequências, a corrente elétrica se limita a circular pelo espaço extracelular devido à alta resistividade das membranas celulares. Portanto, a impedância total nesta situação é predominantemente resistiva. Na medida em que a frequência da corrente elétrica aumenta, a membrana não é carregada totalmente resultando na presença de corrente elétrica no meio intracelular. A figura 2 ilustra o fluxo de corrente elétrica em um tecido para altas e baixas frequências (HOLDER, 2005).

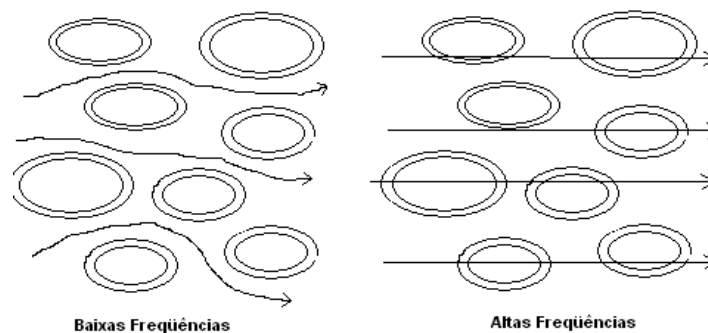


Figura 2 Fluxo de corrente elétrica em um tecido (HOLDER, 2005)

O comportamento elétrico da bioimpedância pode ser modelado por componentes elétricos e este modelo pode ser útil para atribuição de um significado físico aos parâmetros da impedância. Assim, a figura 3 ilustra como o modelo elétrico é criado a partir do comportamento elétrico das estruturas celulares. O resistor R_m representa a parcela resistiva da membrana celular e seu significado é atribuído aos canais de íons presentes nas membranas.

Seu valor é relativamente alto em relação à reatância da membrana e pode ser desprezado (CANO, 2005).

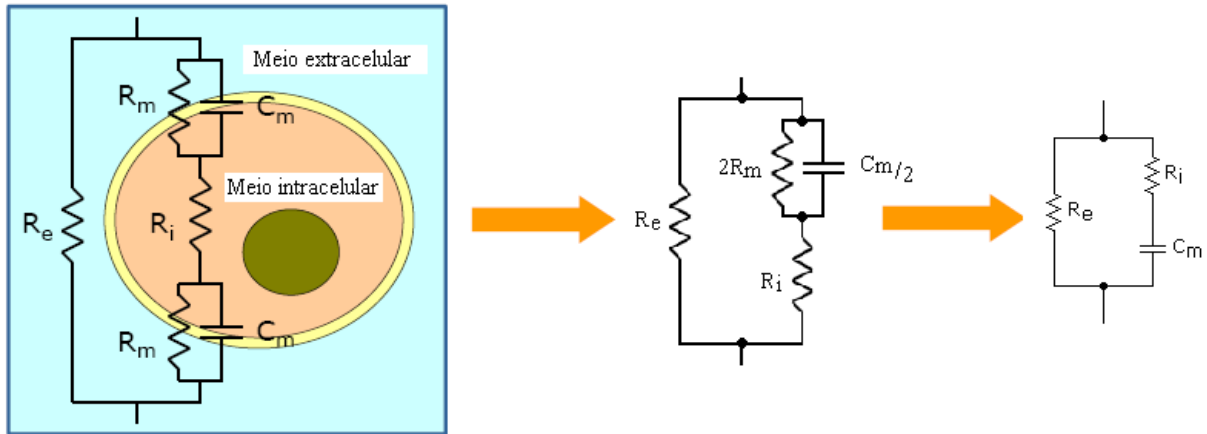


Figura 3 Modelo elétrico da bioimpedância

Estes modelos refletem com exatidão para experimentos de células em suspensão. Entretanto, a bioimpedância tem comportamento mais complexo sendo necessário substituir a capacitância C_m por um componente não realizável fisicamente chamado de elemento de fase constante. A impedância deste elemento pode ser definida por (CANO, 2005):

$$Z_{CPE} = \frac{1}{(j2\pi fC)^\alpha} \quad (1)$$

onde α é um parâmetro de ajuste com valores entre 0,5 e 1.

O significado físico do elemento de fase constante ainda não está totalmente compreendido. Este parâmetro é freqüentemente associado a uma medida da resistência e capacitância distribuída no tecido biológico. Pois, os tecidos não são homogêneos e os tamanhos das células estão aleatoriamente distribuídos. Assim, a combinação de circuitos equivalentes pode diferir de um simples modelo RC (CANO, 2005).

Se o elemento de fase constante for incluído no circuito equivalente da bioimpedância na figura 3, então a expressão para a impedância equivalente, chamada de equação Cole, fica (GRIMNES; MARTINSEN, 2000):

$$Z_L = R_\infty + \frac{R_0 - R_\infty}{1 + (j2\pi f\tau)^\alpha} \quad (2)$$

onde R_0 é a resistência em corrente contínua, R_∞ é a resistência para frequência infinita e τ é a constante de tempo definida por $(R_0 - R_\infty)C$.

3.3 TOMOGRAFIA DE IMPEDÂNCIA ELÉTRICA (TIE)

A tomografia por impedância elétrica é um método relativamente novo para geração de imagens na medicina na qual a distribuição da impedância dos tecidos dentro do corpo humano pode ser visualizada. Por ser um método não invasivo e não necessitar de radiações ionizantes, a EIT torna-se uma técnica promissora para monitoração fisiológica com aplicações possíveis em: (a) Função gastrintestinal; (b) Função cardíaca e imagem torácica dos pulmões; (c) Detecção de câncer de mama; (d) Função cerebral (HOLDER, 2005).

Na tomografia por impedância elétrica, correntes ou tensões são aplicadas na superfície de um volume e um campo eletromagnético interno é estabelecido. As tensões ou correntes resultantes nesta superfície são medidas conforme mostra a figura 4. Com base nestas medidas, estima-se então a distribuição de impedâncias dentro do corpo.

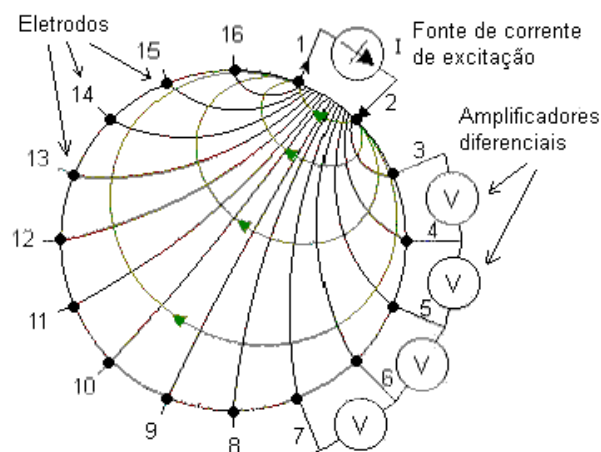


Figura 4 Sistema de medida de bioimpedância para TIE

Entretanto, esta determinação, conhecida como solução inversa, é um problema matematicamente mal posto, pois grandes variações em uma distribuição não conhecida de impedância podem não ser detectadas nas medições realizadas na periferia e de modo análogo, pequenos erros nas medidas podem causar grandes erros na estimação (McEWAN, CUSICK, HOLDER, 2007).

Segundo (BROWN, SEAGAR, 1987), a exatidão necessária a um sistema de EIT varia de acordo com a natureza da aplicação clínica. Um dos primeiros e mais usados sistemas de EIT, *Sheffield Mark 1*, produz imagens úteis para aplicações clínicas com erros de até 20%. Entretanto, para imagens dinâmicas, onde a informação relevante está na variação de impedância, a exatidão ideal nas medidas de impedância é sugerida em 0,1% (BROWN, SEAGAR, 1987; BOONE, HOLDER, 1996). Por outro lado, para geração de imagens estáticas são sugeridas medidas absolutas com uma exatidão entre 0,02% e 0,05% (DENYER *et al*, 1994).

De acordo com (HOLDER, 2005), existe um grande número de tomógrafos de bioimpedância que foram desenvolvidos para resolver o problema básico que é a determinação da distribuição de impedância dentro do corpo a partir de medidas feitas na superfície. A característica mais importante de cada tomógrafo é o tipo de arquitetura utilizada. A escolha da arquitetura passa por uma relação entre complexidade e desempenho, pois sistemas com fonte de excitação única têm uma complexidade menor enquanto que sistemas com múltiplas fontes têm, em teoria, melhor desempenho.

Segundo (HOLDER, 2005), não existe uma arquitetura que seja considerada ideal para uma dada aplicação. Entretanto, os melhores dados para se construir uma imagem vem de um sistema com a maior exatidão possível e com múltiplas fontes de excitação. Este sistema é também o mais complexo e custoso de se construir. A exatidão é importante em vários pontos do sistema como nas correntes aplicadas, nas tensões medidas e no posicionamento dos

eletrodos. Qualquer erro em um destes pontos causará degradação da qualidade dos dados. Do ponto de vista prático, o uso de múltiplas fontes aumenta a exatidão da corrente aplicada, pois evita o uso de multiplexadores. Uma fonte de corrente de alta exatidão requer algum tipo de compensação que minimize os efeitos das capacitâncias parasitas. Com a presença de multiplexadores no sistema, torna-se muito difícil compensar estas capacitâncias, pois estas variam em função da seleção dos eletrodos. Assim, os sistemas de múltiplas fontes de excitação têm uma menor sensibilidade a erros de posicionamento de eletrodos.

3.3.1 Breve histórico dos tomógrafos de bioimpedância

Desde a introdução dos primeiros sistemas no início da década de oitenta do século passado, a instrumentação para sistemas de EIT vem acompanhando os avanços da eletrônica analógica e digital. Os primeiros equipamentos eram projetados usando técnicas predominantemente analógicas e com o passar dos anos boa parte do processamento foi migrando para o domínio digital. O uso extensivo de processadores digitais de sinais e dispositivos lógicos programáveis possibilitou grandes melhorias no desempenho dos sistemas, particularmente em largura de banda e exatidão. Os primeiros sistemas utilizavam frequências de excitação relativamente baixas cujo valor estava compreendido entre 10 kHz e 20 kHz. Os sistemas mais atuais são capazes de aplicar formas de onda com frequências até 10 MHz. Assim, com a capacidade de aplicar sinais dentro de uma faixa significativa de frequências, é possível desenvolver a espectroscopia de bioimpedância na qual a variação da impedância em função da frequência pode ser usada como um fator discriminante para geração de imagens (HOLDER, 2005).

O primeiro tomógrafo de bioimpedâncias foi reportado em (HENDERSON *et al*, 1976) para aplicações biomédicas na produção de imagens torácicas. Em (HENDERSON; WEBSTER, 1978), o tomógrafo, cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 5, foi utilizado

para o estudo de edemas pulmonares. Este instrumento utilizava uma fonte de tensão como excitação a 100 kHz para alimentar 144 eletrodos posicionados ao redor do tórax. As correntes resultantes eram medidas em cada eletrodo sequencialmente. De acordo com (NOOR, 2007), a imagem era reconstruída assumindo que o fluxo de corrente era retilíneo dentro do corpo.

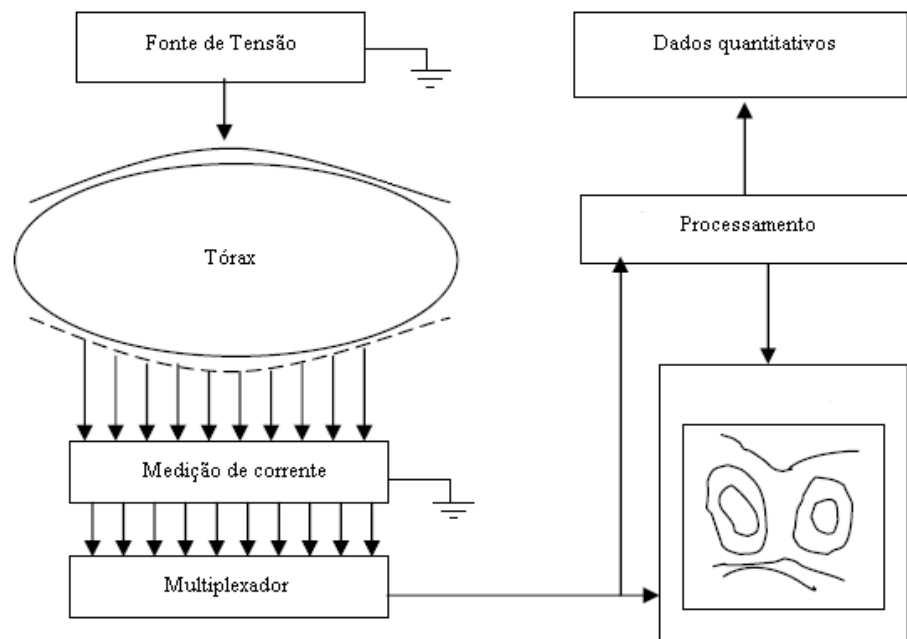


Figura 5 Diagrama de blocos do sistema desenvolvido por Henderson e Webster (NOOR, 2007)

As primeiras imagens tomográficas do tórax foram feitas com o desenvolvimento da técnica *Applied Potential Tomography* (APT) (BARBER *et al*, 1983) onde era usado o sistema de 16 eletrodos com a injeção de corrente entre eletrodos adjacentes e o algoritmo *back-projection* era usado para a reconstrução das imagens (BROWN *et al*, 1985). Através do sistema APT foram produzidas as primeiras imagens in vivo do tórax humano, como as apresentadas na figura 6.

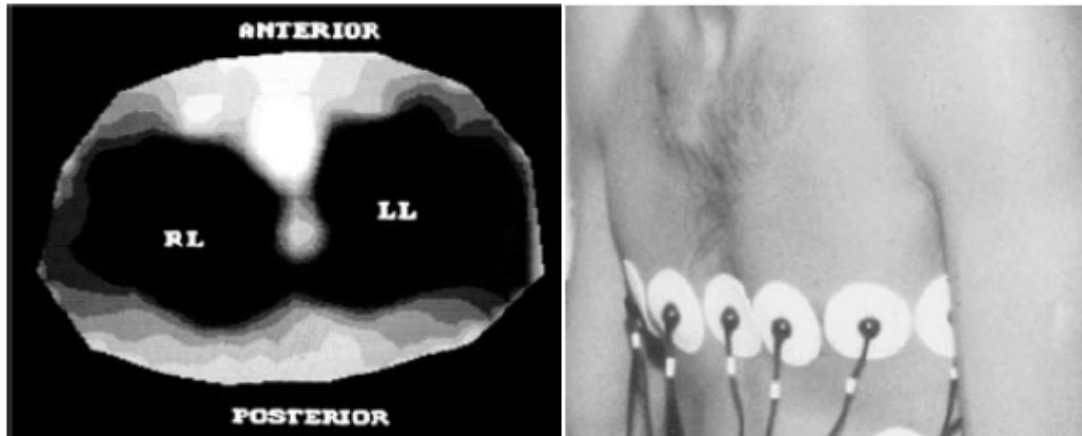


Figura 6 Uma imagem torácica mostrando as mudanças de resistividade durante a respiração (BROWN, 2001)

Após a publicação dos primeiros tomógrafos, melhorias nas técnicas procederam através do desenvolvimento do hardware e software envolvendo mais de trinta grupos de pesquisa em todo o mundo. No instituto politécnico Rensselaer foi introduzido a técnica *Adaptive Current Tomography* (ACT1), na qual é produzido um padrão de injeção de correntes em todos os eletrodos simultaneamente melhorando a resolução da imagem e a distinção de tecidos com diferentes resistividades (GISSER *et al*, 1987). Neste mesmo grupo de pesquisa, um tomógrafo foi desenvolvido em sua terceira geração para uso em mapeamento de mamas em três dimensões utilizando correntes de excitação senoidal a 30 kHz (COOK *et al*, 1994). Nesta aplicação, o grupo de pesquisa em Dartmouth se especializou e desenvolveu um sistema de 32 eletrodos operando em múltiplas frequências na faixa de 10 kHz até 1 MHz (KERNER *et al*, 2000).

3.4 CANAL DE MEDIÇÃO PARA SISTEMAS DE TIE

3.4.1 Especificações gerais

De acordo com a revisão de literatura realizada, o estudo das propriedades elétricas dos tecidos utiliza medidas das componentes real e reativa da impedância em uma ampla faixa de

freqüências desde 1 Hz até 100 MHz. Além disto, a maioria dos tecidos humanos, com exceção de ossos e gorduras, apresenta uma resistividade variando de 150 Ωcm a 675 Ωcm (FAES *et al*, 1999). Os estudos para a determinação do percentual de gordura total do corpo indicam que a impedância total do corpo varia de 200 Ω a 800 Ω (LUKASKI; SIDERS, 2003) e o valor mais freqüente é 500 Ω (SHIFFMAN *et al*, 1999). Entretanto, em aplicações de tomografia de impedância elétrica as impedâncias de carga têm valores tipicamente entre 100 Ω e 10 k Ω , segundo (HOLDER, 2005). Portanto, o instrumento de medidas de bioimpedância proposto neste trabalho visa medir o módulo e a fase da impedância de carga através da aplicação de uma corrente elétrica senoidal de amplitude 1 mA em freqüências de excitação entre 100 kHz e 1 MHz. O fundo de escala para a impedância de carga é 1 k Ω e as especificações de exatidão e precisão devem estar de acordo com as apontadas na literatura.

3.4.2 Partes de um canal de medição e as principais fontes de erro

O canal de medição de bioimpedâncias pode ser idealizado através da figura 7, cuja configuração é chamada de medição tetrapolar. Esta topologia utiliza pares distintos de eletrodos de excitação e de medição. Segundo (HOLDER, 2005), a forma mais freqüente pela qual se obtém a medida de bioimpedância é a utilização da excitação em corrente elétrica e a medida da tensão resultante. O canal de medição é finalizado com a medida da parte real e imaginária da carga através das técnicas de detecção síncrona (demodulação em quadratura) ou detecção de ganho e fase (YANG *et al*, 2006).

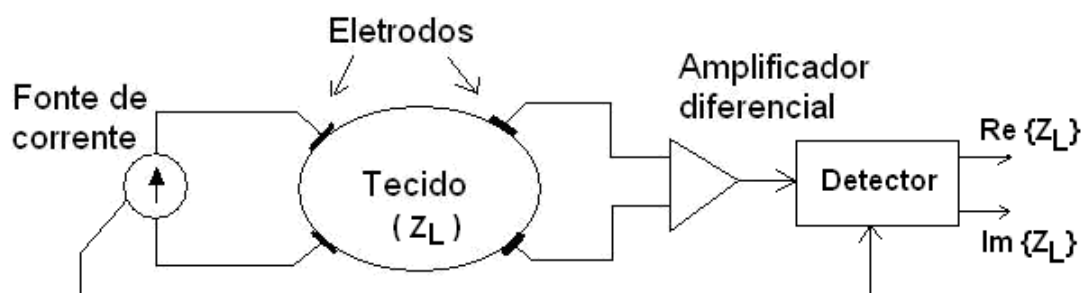


Figura 7 Uma representação idealizada para medidas de bioimpedância

Entretanto, uma representação mais refinada é apresentada no circuito equivalente da figura 8 na qual podem ser vistos os elementos parasitas inerentes ao sistema. A partir da análise do circuito equivalente da figura 8, podem-se identificar os componentes do canal de medição que causam erros sistemáticos nas medidas de impedância. A fonte de corrente, que pode ser simples ou bipolar, possui uma impedância de saída finita composta pela resistência de saída R_o e uma capacitância de saída C_o . A tensão V_{cm} , representada na figura 8, indica a presença indesejável da tensão de modo comum que é resultado da interação da fonte de corrente com o restante do circuito (BOONE, HOLDER, 1996).

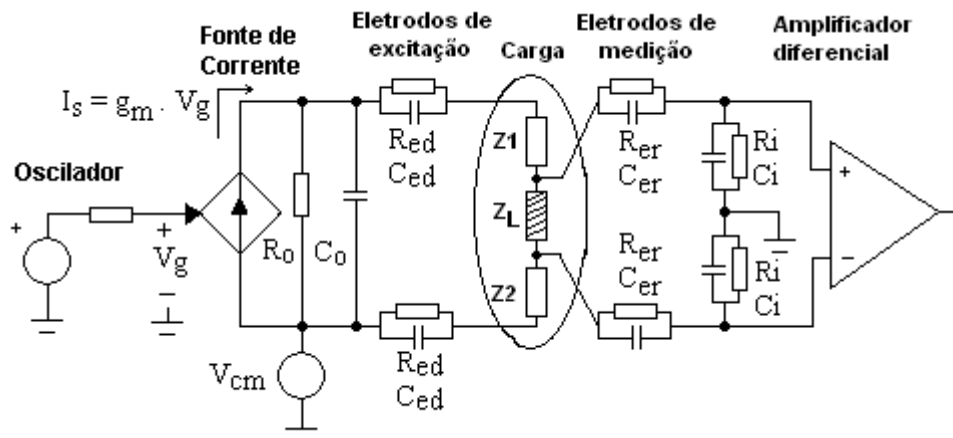


Figura 8 Circuito equivalente do canal de medição de bioimpedância (BOONE, HOLDER, 1996)

Os eletrodos de excitação colocados em contato com a pele podem ser representados pelo equivalente paralelo de uma resistência R_{ed} e uma capacitância C_{ed} . Da mesma forma, os eletrodos de medição em contato com a pele representam um equivalente paralelo de uma resistência R_{er} e uma capacitância C_{er} . Segundo (BOONE, HOLDER, 1996), a remoção do tecido morto e dos pêlos pode diminuir a resistência e aumentar a capacitância de contato entre eletrodo e pele. Além das impedâncias de contato, pode-se incluir no modelo de medição a impedância de entrada do amplificador diferencial representada por uma resistência R_i e uma capacitância C_i .

Os fatores específicos que levam aos erros sistemáticos de medição podem ser atribuídos aos divisores de tensão e corrente mostrados na figura 8. A existência de uma impedância de saída finita na fonte de corrente faz com que a corrente aplicada no paciente dependa do valor de impedância de carga. A impedância de contato entre eletrodo de medição e pele e a impedância de entrada do amplificador formam um divisor de tensão. Portanto, a tensão medida pelo amplificador depende da impedância dos eletrodos. O erro de medição se torna cada vez maior com o aumento da frequência de excitação. Em frequências próximas a 1 MHz, as capacitâncias do circuito apresentam reatâncias na ordem de $k\Omega$ podendo produzir erros sistemáticos acima de 10% (BOONE, HOLDER, 1996).

Os erros de modo comum também são fatores que devem ser considerados. Uma tensão de modo comum é produzida a partir do potencial desenvolvido entre os eletrodos e o terra devido a circulação de corrente no corpo. Uma fonte de corrente ideal com carga flutuante deveria resolver este problema, uma vez que a soma das correntes na carga é zero. Entretanto, uma tensão de modo comum aparece devido ao acoplamento capacitivo entre a fonte de corrente e o terra fazendo com que a fonte não tenha mais carga flutuante. A tensão de modo comum pode chegar a valores maiores que 2 V segundo (BOONE, HOLDER, 1996; HOLDER, 2005).

Uma segunda fonte de erro de modo comum é a injeção de corrente. Quando usadas fontes de correntes duplas, estas devem ser perfeitamente balanceadas de maneira a não produzir uma corrente de offset na carga. O desbalanço destas correntes faz surgir uma tensão de modo comum na entrada do amplificador produzindo erros. Se um desbalanço de 1% está presente em uma fonte de corrente dupla de 1 mA e a impedância de entrada do amplificador é $1 M\Omega$, então a tensão de modo comum pode ser maior do que 5 V segundo (BOONE, HOLDER, 1996).

Os fatores que levam aos erros sistemáticos nas medidas como os divisores de tensão e corrente e erros de modo-comum influenciam na taxa de rejeição de modo comum (CMRR) que o amplificador deve apresentar. Na prática, a impedância de contato eletrodo – pele associada às capacitâncias parasitas tende a atenuar a tensão de entrada. Se estas impedâncias são diferentes para cada entrada do amplificador, então o efeito resultante é a redução da CMRR. Segundo (BROWN, SEAGAR, 1987), as capacitâncias típicas dos cabos também podem produzir erros na tensão de entrada na ordem de 15 mV. De acordo com (BOONE, HOLDER, 1996), alguns sistemas de EIT minimizam os efeitos das capacitâncias parasitas medindo somente a componente resistiva da carga através da demodulação síncrona, uma vez que tais efeitos tem influência maior na parte reativa da carga total medida.

Algumas conclusões a respeito das principais fontes de erro na instrumentação de sistemas de EIT são relatadas por (BOONE, HOLDER, 1996) e a análise dos resultados indica que, independente da configuração da fonte de corrente, as diferenças nas impedâncias dos eletrodos de medição produzem grandes erros. Pode-se concluir também que o desbalanço nos eletrodos de excitação é menos significativo para geração de erros. Um aumento na CMRR do amplificador diferencial pode reduzir mais significativamente o erro em sistemas de fonte de excitação única do que em sistemas de fonte de excitação dupla.

3.5 O CANAL DE MEDIÇÃO PROPOSTO

3.5.1 Diagrama de blocos

Conforme os fundamentos teóricos apresentados na seção 3.4.2, o canal de medição proposto deve conter os elementos básicos mostrados na figura 9. O bloco oscilador produz a frequência de excitação e sua amplitude de tensão V_{osc} controla a amplitude da corrente elétrica I_L pela qual a carga é excitada. A tensão resultante na carga é medida através do amplificador de instrumentação A_I , cuja tensão de saída é designada por V_{ina} . O sinal do

oscilador V_{osc} é submetido a um amplificador buffer A_2 , cuja saída V_{buf} é utilizada como referência para o circuito detector de ganho e fase. As redes de atenuação α e β são necessárias para realizar o casamento de impedâncias e ajustar a faixa dinâmica dos sinais V_{ina} e V_{buf} . O canal de medição possui duas saídas em tensão contínua, V_{mag} e V_{phs} , as quais representam o ganho e a fase entre os sinais V_a e V_b , respectivamente.

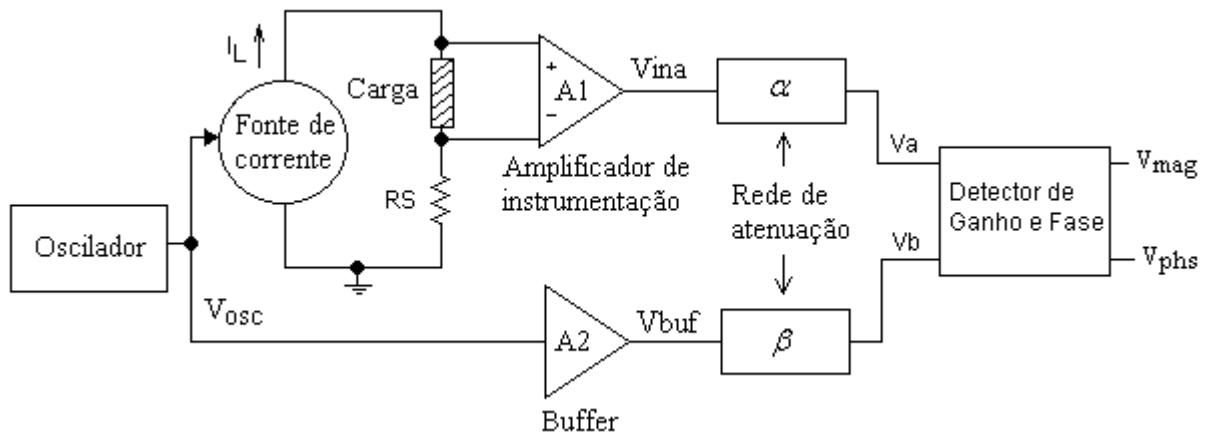


Figura 9 Diagrama de blocos do canal de medição

De acordo com o diagrama de blocos apresentado na figura 9, a corrente na carga I_L pode ser determinada pela equação:

$$I_L = G_M \angle \theta_G \cdot V_{osc} \quad (3)$$

onde G_M é o módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente e θ_G é a defasagem entre a corrente na carga e a tensão do oscilador.

O sinal de tensão V_a pode ser obtido através das funções de transferência de todos os blocos envolvidos, como mostra a equação:

$$V_a = \alpha \angle \theta_\alpha \cdot A_1 \angle \theta_1 \cdot G_M \angle \theta_G \cdot V_{osc} \cdot Z_L \angle \theta_Z \quad (4)$$

onde α e θ_α são o módulo e a fase da função de transferência da rede de casamento de impedâncias, respectivamente. A_1 e θ_1 são o módulo e a fase da função de transferência do amplificador de instrumentação, respectivamente. V_{osc} é a tensão do oscilador e Z_L e θ_Z são o módulo e a fase da impedância de carga, respectivamente.

De forma análoga, o sinal V_b pode ser obtido através da equação:

$$V_b = \beta \angle \theta_\beta \cdot A_2 \angle \theta_2 \cdot V_{osc} \quad (5)$$

onde β e θ_β são o módulo e a fase da função de transferência da rede de casamento de impedâncias, respectivamente, e A_2 e θ_2 são o módulo e a fase da função de transferência do buffer do oscilador, respectivamente.

O circuito integrado detector de módulo e fase AD8302 possui duas saídas V_{mag} e V_{phs} , contínuas associadas ao módulo e à fase da impedância medida, e cujas expressões são dadas por (ANALOG DEVICES, 2002):

$$V_{MAG} = 0,6 \log \left(\frac{|V_a|}{|V_b|} \right) + 0,9V \quad (6)$$

$$V_{PHS} = 1,8V - 10 \times 10^{-3} (\angle V_a - \angle V_b) \quad (7)$$

Combinando-se as equações (4) e (5) em (6) e (7) e resolvendo-se para o módulo e a fase da carga, pode-se determinar o módulo e a fase da impedância Z_L , cujas equações são respectivamente:

$$|Z_L| = \frac{|\beta \cdot A_2|}{|\alpha \cdot A_1 \cdot G_M|} \cdot 10^{\frac{V_{MAG} - 0,9V}{0,6V}} \quad (8)$$

$$\theta_Z = \theta_2 + \theta_\beta - \theta_\alpha - \theta_1 - \theta_G + \frac{1,8V - V_{PHS}}{10 \times 10^{-3}} \quad (9)$$

Assim, através do conhecimento das funções de transferência das etapas do canal de medição e das medidas de V_{MAG} e V_{PHS} é possível determinar o módulo e a fase da impedância de carga.

3.5.2 Esquema elétrico do canal proposto

De acordo com o diagrama de blocos apresentado na figura 9, pode-se determinar o esquema elétrico do canal de medição proposto. Cada bloco do circuito será descrito será descrito nas seções seguintes.

3.5.3 Circuito Oscilador

O uso de técnicas digitais para geração e processamento de sinais tem sido cada vez mais freqüente nos instrumentos de medida de bioimpedância (HOLDER, 2005). Uma das técnicas mais recentes é a *Direct Digital Synthesis* (DDS), cujo sinal de saída pode ter sua freqüência e fase ajustadas em relação a uma fonte precisa de *clock*. A arquitetura DDS elimina a necessidade do ajuste manual de parâmetros e também minimiza efeitos de *aging* e *drift* encontrados em soluções analógicas. A programação da forma de onda juntamente com seus parâmetros pode ser feita através da interface SPI (*Serial Parallel Interface*) existente no chip.

A técnica DDS, de um modo geral, pode ser implementada através de uma fonte precisa de clock, um contador de endereços, uma memória PROM e um conversor D/A como mostra a figura 10 (ANALOG DEVICES, 1999).

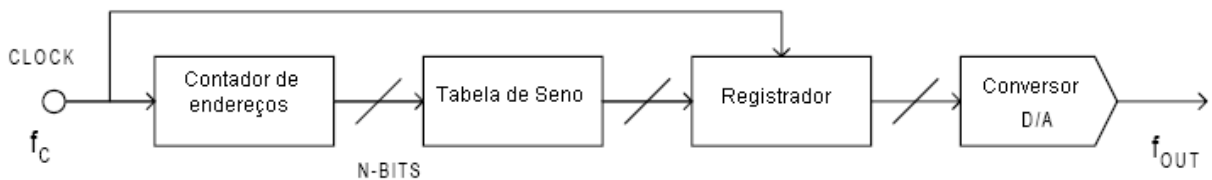


Figura 10 Diagrama de blocos simplificado de um DDS (ANALOG DEVICES, 1999)

O contador de endereços acessa as posições de memória da PROM, onde um ciclo completo de uma forma de onda senoidal está gravado. Os dados de amplitude da forma de onda senoidal são passados para o conversor D/A, cuja função é converter os dados digitais em uma saída analógica. A freqüência da forma de onda na saída depende basicamente da freqüência do sinal de referência de clock, f_c , e do tamanho do passo de quantização na tabela de seno. Esta simples implementação é pobre em termos de flexibilidade, pois as únicas maneiras de alterar a freqüência do sinal de saída é alterar a freqüência de clock ou reprogramar a tabela de seno (ANALOG DEVICES, 1999).

Para contornar este problema, é introduzido o acumulador de fase na cadeia digital e esta estrutura é chamada de oscilador numericamente controlado, que é o núcleo de um DDS flexível. Esta estrutura é apresentada na figura 11.

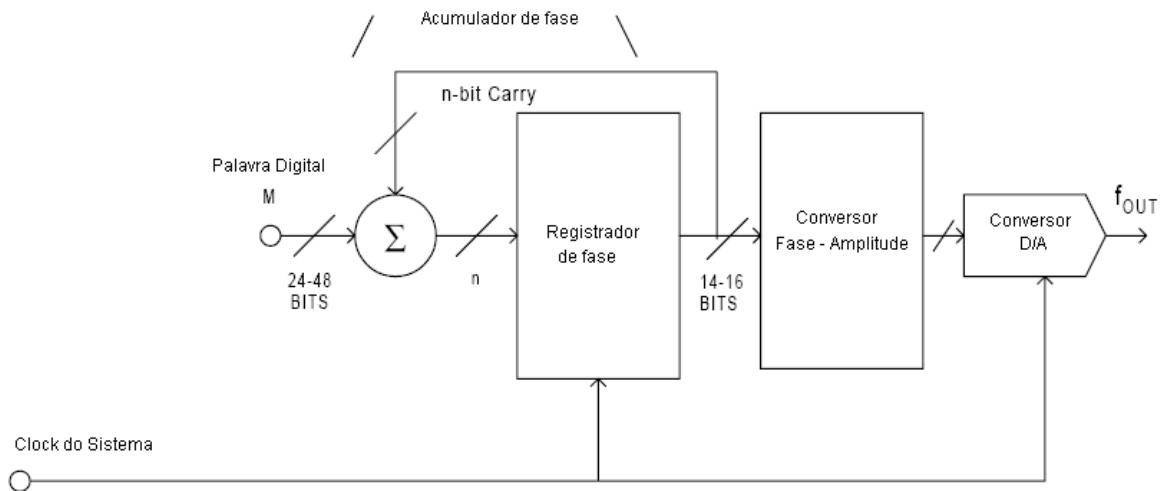


Figura 11 Sistema DDS com ajuste de frequência (ANALOG DEVICES, 1999)

Para a visualização desta operação, é necessário considerar a oscilação senoidal como um vetor girando sobre o círculo de fase mostrado na figura 12. Cada ponto no círculo de fase corresponde a um respectivo ponto em um ciclo da forma de onda senoidal. O conteúdo do acumulador de fase corresponde ao número total de pontos de um ciclo da forma de onda senoidal da saída. A saída do acumulador de fase é linear e não pode ser diretamente usada para gerar a forma de onda senoidal. Assim, uma tabela de conversão de fase para amplitude é usada para converter uma versão truncada da saída do acumulador de fase em uma informação da amplitude senoidal.

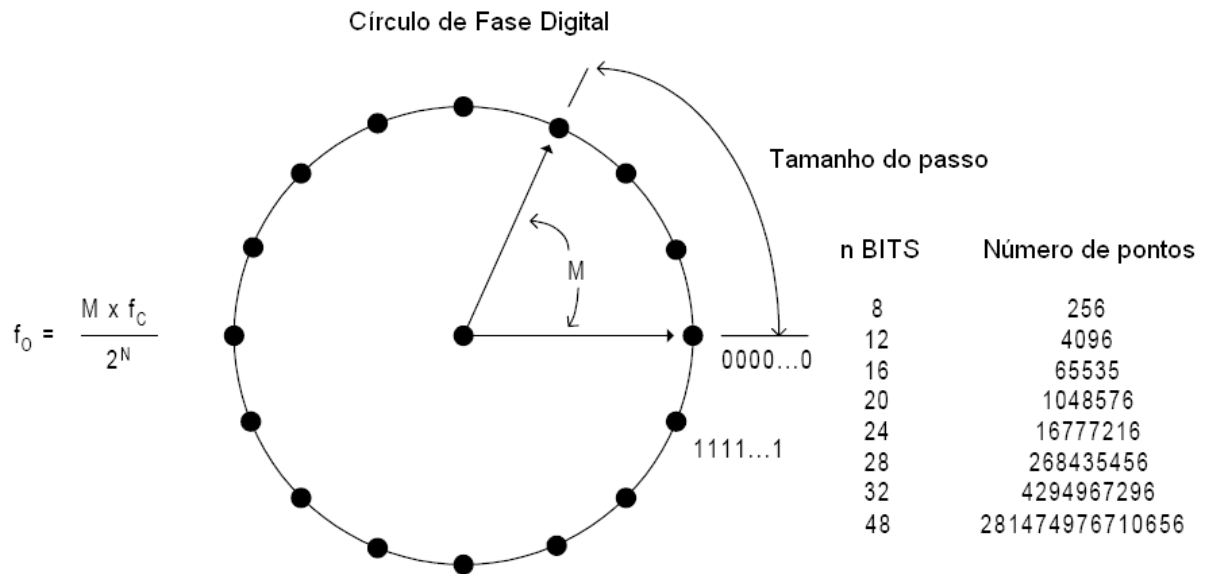


Figura 12 Círculo de fase digital (ANALOG DEVICES, 1999)

O acumulador de fase é, de fato, um contador módulo M que incrementa seu valor armazenado a cada pulso de clock. A magnitude do incremento é determinada pela palavra digital M armazenada no registrador de fase. Este dado indica quantos pontos serão descartados ao longo do círculo de fase. Quanto maior o tamanho de M , mais rápido o acumulador completa o ciclo e, conseqüentemente, maior a frequência da forma de onda na saída. Assim, a frequência da forma de onda na saída do circuito integrado DDS AD9834 é determinada pela fórmula (ANALOG DEVICES, 2006a):

$$f_{out} = \frac{f_c}{2^{28}} \cdot FREQREG \quad (10)$$

onde f_c é a frequência de clock e $FREQREG$ é o registrador de frequência onde é armazenada a palavra digital M .

De acordo com (ANALOG DEVICES, 2006a), o circuito elétrico utilizado para a geração da forma de onda de excitação pode ser visualizado na figura 13.

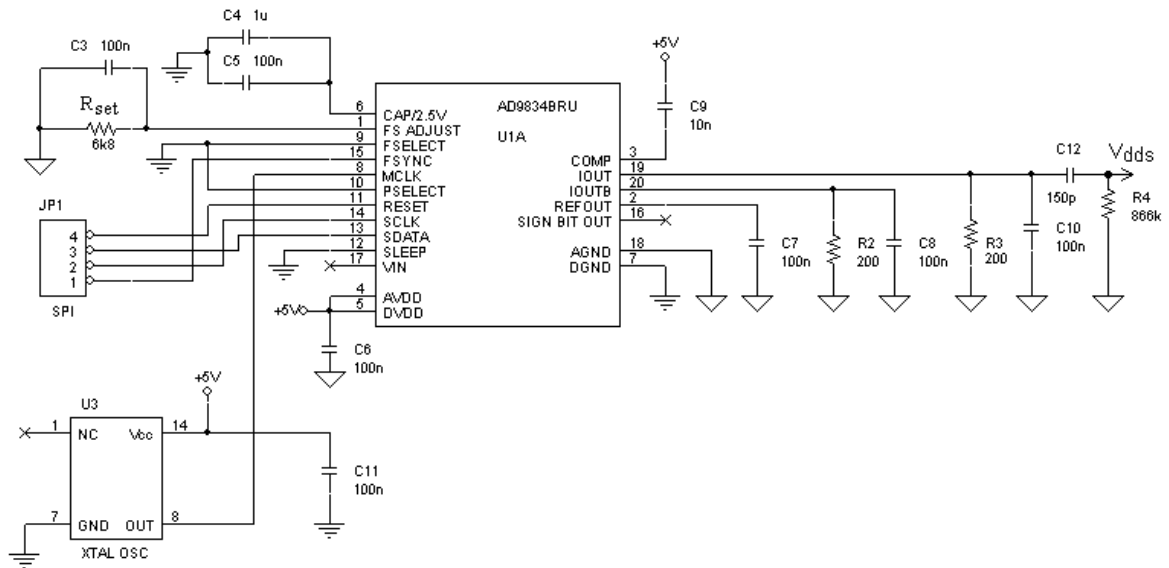


Figura 13 Circuito oscilador com o CI AD9834

Segundo as informações publicadas em (ANALOG DEVICES, 2006a), a tensão de saída V_{dds} produz $0,6 V_{pp}$ com uma tensão de offset de $0,3 V$. Com o objetivo de se obter um sinal senoidal de amplitude de $2 V$ e sem *offset* em V_{osc} para controle da fonte de corrente, é inserido um estágio condicionador de sinal como mostra a figura 14.

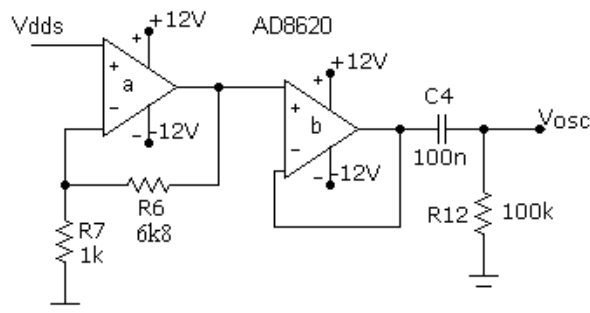


Figura 14 Estágio condicionador para o sinal do circuito integrado DDS

3.5.4 Fonte de corrente

Uma das topologias mais populares para a implementação de fonte de corrente para aplicações de bioimpedância é a topologia *Howland* modificada (FRANCO, 2002), onde uma variação deste circuito é apresentada na figura 15.

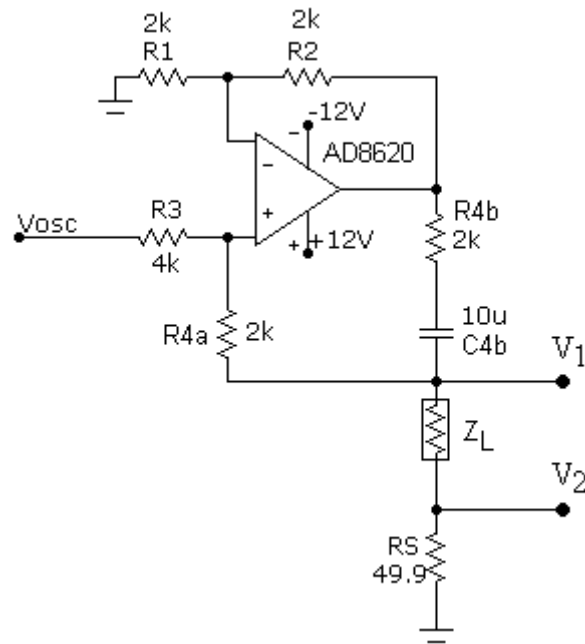


Figura 15. Fonte de corrente *Howland* modificada

3.5.5 Amplificador de instrumentação

A amplificação do sinal de tensão na carga pode ser diferencial ou referenciada ao terra. Cada abordagem tem suas vantagens e desvantagens. A principal vantagem da medição diferencial, segundo (HOLDER, 2005), é a redução da faixa dinâmica dos sinais a serem medidos, pois os sinais diferenciais podem ser significativamente menores em relação aos sinais referenciados ao terra. As tensões diferenciais variam tipicamente entre $100 \mu\text{V}$ e 10 mV (BOONE, HOLDER, 1996), enquanto que as tensões de modo comum nas entradas do amplificador podem exceder 2 V (RIU *et al*, 1990).

A principal desvantagem da medição diferencial é a perda de exatidão devido ao ganho de modo comum do amplificador de instrumentação (HOLDER, 2005). Um amplificador ideal tem sua tensão de saída determinada unicamente pelo ganho de modo diferencial. Entretanto, no caso real a tensão de saída depende também da parcela de modo comum. Um modelo bastante usado (FRANCO, 2002) para a tensão de saída de um amplificador operacional real é dado por:

$$V_{out} = A_d \cdot V_d + A_{cm} \cdot V_{cm} \quad (11)$$

onde V_d é a tensão diferencial, A_d é o ganho de modo diferencial, V_{cm} é a tensão de modo comum e A_{cm} é o ganho de modo comum. A taxa de rejeição ao modo comum (CMRR) fica então definida por:

$$CMRR_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{A_d}{A_{cm}}\right) \quad (12)$$

Para se obter 0,1% de exatidão nas medidas de bioimpedância, sugere-se que a taxa de rejeição ao modo comum (CMRR) do amplificador de instrumentação deva ser superior a 100 dB (HOLDER, 2005). O amplificador AD8130 utilizado neste trabalho mantém um CMRR típico de 105 dB até 100 kHz, estando de acordo com a literatura. Entretanto, em frequências até 2 MHz o CMRR se mantém superior a 80 dB.

O circuito integrado AD8130 utiliza uma arquitetura chamada de realimentação ativa, o que difere dos amplificadores convencionais. A característica mais discriminante é a presença de dois pares diferenciais de entrada separados, onde um é utilizado para o sinal de entrada e o outro para a realimentação. O diagrama de blocos do AD8130 é mostrado na figura 16.

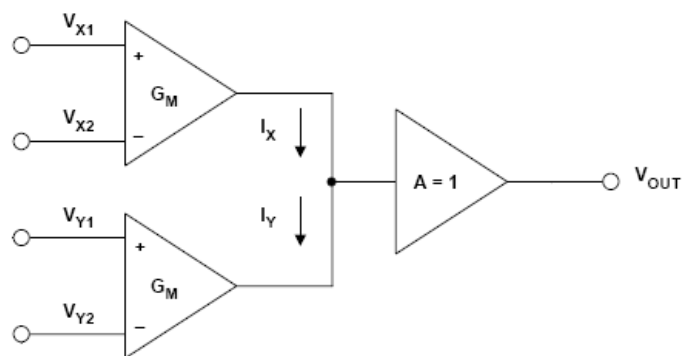


Figura 16 Diagrama de blocos do CI AD8130

A realimentação ativa oferece algumas vantagens sobre os amplificadores convencionais dentre as quais se destaca o alto CMRR, pois a interação entre o sinal de

realimentação com o sinal de entrada que causaria a degradação do CMRR nos amplificadores operacionais convencionais, é minimizada na arquitetura do AD8130, pois os sinais de entrada e de realimentação estão conectados a pares diferenciais separados (ANALOG DEVICES).

A possibilidade de se ter um bloco amplificador de instrumentação reduzido com alto CMRR e sem componentes externos motiva a escolha do AD8130 para o projeto. Entretanto, este circuito integrado possui uma impedância de entrada diferencial de $6\text{ M}\Omega/4\text{ pF}$. Esta característica se torna crítica em altas frequências, pois os erros de medição aumentam devido à presença do divisor de tensão formado entre a impedância de contato dos eletrodos de medição e a impedância de entrada do amplificador de instrumentação.

Em 100 kHz, a impedância de contato dos eletrodos de medição para uma pele humana não preparada é tipicamente $100\ \Omega$ (BOONE, HOLDER, 1994). Nesta situação de frequência a impedância de entrada do AD8130 apresenta o valor de $373,142\text{ k}\Omega$. Assim, o erro devido a presença do divisor de tensão resulta em $0,026\%$. Contudo, em 1 MHz a impedância de entrada do amplificador diferencial cai para $37,314\text{ k}\Omega$ e o erro associado ao divisor de tensão sobe para $0,26\%$. Portanto, é necessário aumentar a impedância de entrada do bloco amplificador de instrumentação para melhorar a exatidão das medidas sem degradar o CMRR do circuito.

A figura 17 mostra a solução adotada neste trabalho, onde *buffers* foram inseridos nas entradas do AD8130. A resistência de entrada do circuito passa a ser de $1 \times 10^{13}\ \Omega$, mas a capacitância de entrada de 8 pF do amplificador operacional AD8620 degrada o desempenho em altas frequências.

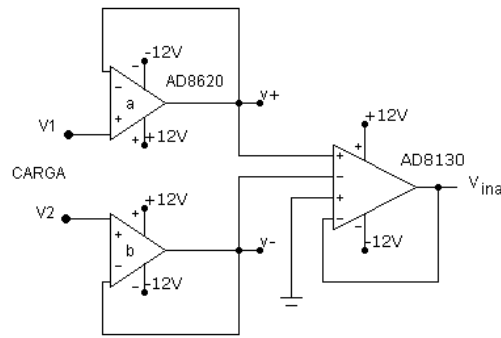


Figura 17 Amplificador de instrumentação

3.5.6 Detector de ganho e fase

A detecção de ganho e fase entre os sinais de tensão da carga e do oscilador é realizada através do circuito integrado AD8302, que oferece uma solução compacta com poucos componentes externos sendo possível medir sinais com intensidade entre -60 dBm até 0 dBm e frequências até 2 GHz. Este circuito integrado possui duas saídas em tensão contínua pelas quais pode ser realizada a medida de ganho ou atenuação entre dois sinais na faixa de ± 30 dB com escala de 30 mV/dB e a medida de fase relativa entre estes sinais na faixa de 0° até 180° com escala de 10 mV/ $^\circ$ (ANALOG DEVICES, 2002).

A figura 18 apresenta o circuito do detector de ganho e fase utilizado no projeto, onde se utiliza um atenuador resistivo para as funções de casamento de impedâncias com as entradas do AD8302 e ajuste da faixa dinâmica do sinal.

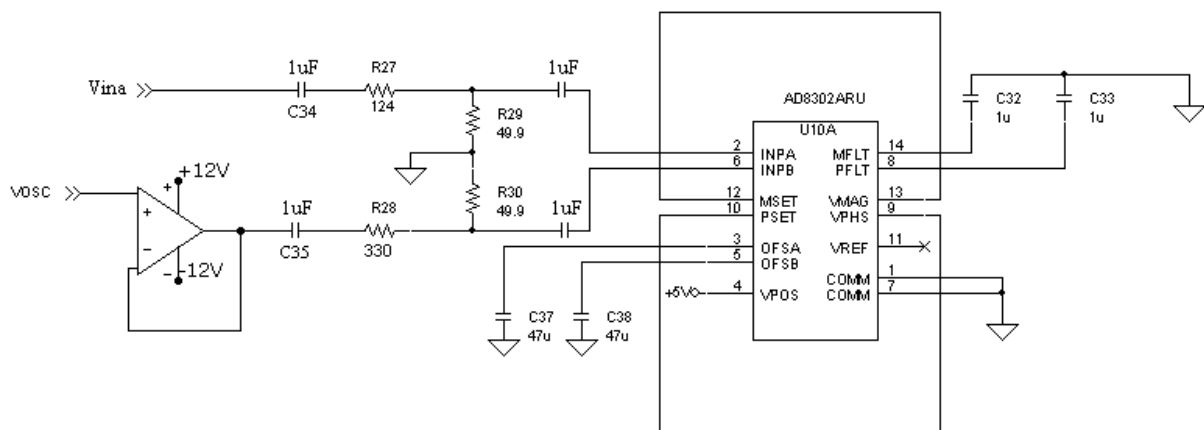


Figura 18 Detector de ganho e fase

3.6 MODELO TEÓRICO DO CANAL DE MEDIÇÃO PROPOSTO

3.6.1 Circuito oscilador

De acordo com dados do fabricante, a amplitude pico-a-pico corrente de saída do circuito integrado AD9834 pode ser obtida através da expressão:

$$I_{OUT(FS)} = \frac{18 \cdot V_{REF}}{R_{SET}} \quad (13)$$

onde a tensão V_{REF} é produzida internamente, cujo valor típico é 1,20 V e R_{SET} é o resistor externo.

Na figura 13, se a reatância do capacitor C_{10} for muito maior comparada ao resistor R_3 , então a tensão de saída V_{dds} é obtida pela relação:

$$V_{dds} = R_3 \cdot I_{OUT(FS)} \quad (14)$$

Como a saída do AD9834 possui *offset*, o capacitor C_{12} é inserido tendo uma reatância desprezível na banda de frequências do instrumento.

A função de transferência ideal do estágio condicionador pode ser obtida pela relação:

$$\frac{V_{osc}}{V_{dds}} = 1 + \frac{R_6}{R_7} \quad (15)$$

Assim, substituindo-se as equações (13) e (14) na equação (15), então a tensão de saída V_{osc} ideal pode ser obtida por:

$$V_{osc} = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \left(R_3 \frac{18 \cdot V_{REF}}{R_{SET}}\right) \quad (16)$$

3.6.2 Fonte de corrente

A função de transferência da fonte de corrente *Howland* pode ser obtida, sem levar em conta as limitações do amplificador operacional, através da seguinte equação:

$$I_L = \frac{V_{osc} (R_1 (R_{4a} + R_{4b}) + R_2 \cdot R_{4a})}{R_1 \cdot Z_{4b} (R_3 + R_{4a}) + Z_L (R_1 (R_{4a} + Z_{4b}) - R_2 \cdot R_3)} \quad (17)$$

onde $Z_{4b} = R_{4b} + 1/(j\omega C_{4b})$. O capacitor C_{4b} é utilizado para bloquear as baixas frequências de excitação (NOWICKI, WEBSTER, 1989) e seu valor é escolhido de modo que sua reatância seja desprezível para a menor frequência de operação.

A corrente de saída I_L pode se tornar independente da carga se a seguinte relação for satisfeita:

$$R_1 (R_{4a} + Z_{4b}) = R_2 \cdot R_3 \quad (18)$$

Entretanto, esta relação nunca será satisfeita, pois o lado esquerdo é um número complexo. Contudo, se a defasagem produzida por Z_{4b} for considerada desprezível, ou seja, $Z_{4b} \cong R_{4b}$, então a equação (18) poderá ser satisfeita de modo aproximado à custa da redução da impedância de saída do circuito. Assim, a equação (17) pode ser simplificada por:

$$I_L = \frac{V_{osc}}{Z_{4b}} \quad (19)$$

Entretanto, a equação (18) é muito difícil de ser satisfeita, pois além dos resistores possuírem tolerância não nula, as limitações do amplificador operacional interferem no ganho de transcondutância da fonte de corrente. Esta interferência do amplificador operacional na equação de transcondutância da fonte de corrente pode ser vista na equação (PORTO, SCHUCK, 2007):

$$I_L = \frac{\frac{A}{G} V_{osc} + G \cdot PR}{Z_{4b} \left(1 + \frac{A}{G} \right) + Z_L \left(1 + \frac{A}{G} \left(\frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_{4a} + R_3} \right) - B \right)} \quad (20)$$

onde,

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (21)$$

$$A = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620} \quad (22)$$

$$PR = v_c \cdot 10^{\frac{PSRR}{20}} \quad (23)$$

$$Z_{4b} = R_{4b} + \frac{1}{j\omega C_{4b}} \quad (24)$$

$$Z_L = R_L \parallel \frac{1}{j\omega C_L} \quad (25)$$

$$B = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}} \left(A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620} \right) \quad (26)$$

As parcelas A_{d8620} e A_{cm8620} representam os ganhos diferencial em malha aberta e de modo-comum do amplificador operacional AD8620. A partir dos dados fornecidos pelo fabricante do amplificador operacional, estas parcelas de ganho são definidas por (ANALOG DEVICES, 2006b):

$$A_{d8620} = \frac{5,8625 \cdot 10^{16}}{(j\omega + 2\pi \cdot 135)(j\omega + 2\pi \cdot 55 \cdot 10^6)} \quad (27)$$

$$A_{cm8620} = \frac{0,2333(j\omega + 2\pi \cdot 300)}{(j\omega + 2\pi \cdot 70 \cdot 10^3)} \quad (28)$$

Assim, se a interferência do amplificador operacional for levada em conta na equação de transcondutância da fonte de corrente, então a amplitude da corrente I_L seria de 0.9994880259 mA para a mínima frequência de operação de 100 kHz e 0.9965667959 mA para a máxima frequência de operação de 1 MHz, considerando uma carga resistiva fixa de 1 k Ω . Deste modo, considerando os dados do fabricante, o amplificador operacional utilizado neste projeto contribuiria para uma variação de 0,05% e 0,34% na amplitude da corrente I_L , para frequências de 100 kHz e 1 MHz, respectivamente.

A impedância de saída finita da fonte de corrente Z_o causa uma dependência de I_L com a carga Z_L . O projeto deve ser realizado com o objetivo de maximizar Z_o , resultando em uma mínima variação da corrente I_L em função da carga Z_L . A impedância de saída Z_o pode ser expressa por:

$$Z_o = \frac{R_{4b}(R_3 + R_{4a})}{(R_3 + R_{4a} + Z_{4b}) + \left[\frac{R_3(R_1 + R_2)(2.A_{d8620} + A_{cm8620})}{-2(R_1 + R_2) + R_1(-2.A_{d8620} + A_{cm8620})} \right]} \quad (29)$$

Se o amplificador operacional for considerado ideal, então a equação (29) fica reduzida

a:

$$\lim_{A_{cm} \rightarrow 0, A_d \rightarrow \infty} (Z_o) = \frac{R_1 \cdot Z_{4b} (R_3 + R_{4a})}{R_1 (R_{4a} + Z_{4b}) - R_2 \cdot R_3} \quad (30)$$

O valor ideal da impedância de saída da fonte de corrente pode ser obtido através da substituição dos valores nominais dos componentes externos na equação (30), obtendo assim 1895,73 GΩ. Entretanto, este valor não se verifica nos experimentos, pois a tolerância dos componentes externos e a influência do ganho finito do amplificador operacional contribuem para a queda do valor da impedância de saída.

3.6.3 Amplificador de instrumentação

De acordo com a figura 17, o ganho em malha fechada ideal do bloco amplificador de instrumentação é unitário. Contudo, os ganhos em malha aberta tanto do amplificador operacional AD8620, quanto do amplificador diferencial AD8130 são finitos e a consequência disto é o aparecimento de um erro de tendência, degradando assim a exatidão das medidas.

A partir dos parâmetros fornecidos por (ANALOG DEVICES, 2006b), pode-se estimar a função de transferência em malha aberta, A_{d8130} , do AD8130 como:

$$A_{d8130} = \frac{1,543 \times 10^{18}}{(j\omega + 2\pi 35 \text{kHz})(j\omega + 2\pi 250 \text{MHz})} \quad (31)$$

e o ganho de modo comum, A_{cm8130} , pode ser expresso por:

$$A_{cm8130} = \frac{5,02 \times 10^5 (j\omega + 2\pi 50 \text{kHz})}{(j\omega + 2\pi 200 \text{MHz})^2} \quad (32)$$

Assim, a função de transferência do bloco amplificador de instrumentação pode ser obtida combinando as equações (27), (31) e (32) em:

$$A_1 = \left(\frac{A_{d8620}}{A_{d8620} + 1} \right) \left[\frac{A_{d8130}}{A_{d8130} + 1} + \left(1 + \frac{2R_S}{Z_L} \right) \frac{A_{cm8130}}{2} \right] \quad (33)$$

onde A_{d8620} é o ganho em malha aberta diferencial do AD8620 descrito pela equação (27), A_{d8130} é o ganho em malha aberta diferencial do AD8130 descrito pela equação (31) e A_{cm8130} é o ganho em modo comum do AD8130 descrito pela equação (32).

3.6.4 Detector de ganho-fase

O circuito integrado AD8302 possui um par casado de amplificadores logarítmicos que converte um sinal de entrada de ampla faixa dinâmica em uma versão com faixa dinâmica compactada, em dB, na forma:

$$V_{out} = V_{slp} \log \left(\frac{V_{in}}{V_Z} \right) \quad (34)$$

onde V_{slp} é o fator de escala, V_Z é a tensão de cruzamento de zero e V_{in} a tensão de entrada.

A figura 19 mostra o diagrama de blocos do AD8302 na qual se pode notar que a tensão V_{MAG} é dada pela diferença entre as saídas dos amplificadores logarítmicos, cuja expressão para o cálculo é dada por:

$$V_{MAG} = V_{slp} \log \left(\frac{V_A}{V_B} \right) + 0,9 \quad (35)$$

onde V_A e V_B são os sinais nas entradas A e B respectivamente e a tensão 0,9 V é o offset gerado internamente.

De acordo com o esquema de ligação apresentado na figura 18, as tensões de entrada V_A e V_B são determinadas a partir dos divisores de tensão, cujas equações são dadas respectivamente por:

$$V_a = \frac{R_{29}}{R_{29} + R_{27} + \frac{1}{j\omega C_{34}}} \cdot V_{ina} \quad (36)$$

$$V_b = \frac{R_{30}}{R_{30} + R_{28} + \frac{1}{j\omega C_{35}}} \cdot V_{osc} \quad (37)$$

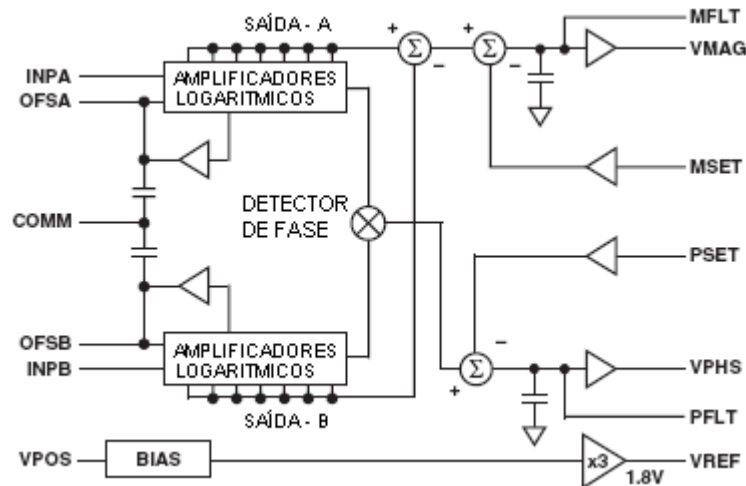


Figura 19 Estrutura geral do Circuito Integrado AD8302 (ANALOG DEVICES, 2002)

A equação (34) não apresenta mais a tensão de cruzamento V_z que afeta a saída dos amplificadores logarítmicos. As variações na frequência dos sinais, no processo de fabricação, na temperatura e na tensão de alimentação afetam ambos os canais de maneira idêntica, mas na diferença destes sinais não (ANALOG DEVICES, 2002).

As saídas dos amplificadores logarítmicos também são conectadas a um detector de fase baseado em uma lógica *OU - exclusivo* e, operando estritamente nos cruzamentos relativos por zero dos sinais, a diferença de fase é extraída independente das amplitudes dos sinais de entrada. A tensão de saída relativa à diferença de fase dos sinais de entrada, V_{PHS} , obedece à relação:

$$V_{PHS} = 1,8 - V_{\varphi} (|\varphi_A - \varphi_B|) \quad (38)$$

onde V_φ é o fator de escala dado em Volts/Graus, φ_A e φ_B são as fases relativas aos sinais V_A e V_B , respectivamente e a tensão 1,8 V é o offset gerado internamente.

A função básica do AD8302 é realizar a medida direta do ganho e fase entre os canais de entrada INPA e INPB, conforme mostra a figura 19. Quando os pinos de saída V_{MAG} e V_{PHS} são conectados diretamente aos pinos de realimentação M_{SET} e P_{SET} , respectivamente, o fator de escala padrão para os sinais de saída é estabelecido e na figura 20 é possível visualizar a resposta das tensões de saída em função do ganho e fase relativos aos sinais de entrada.

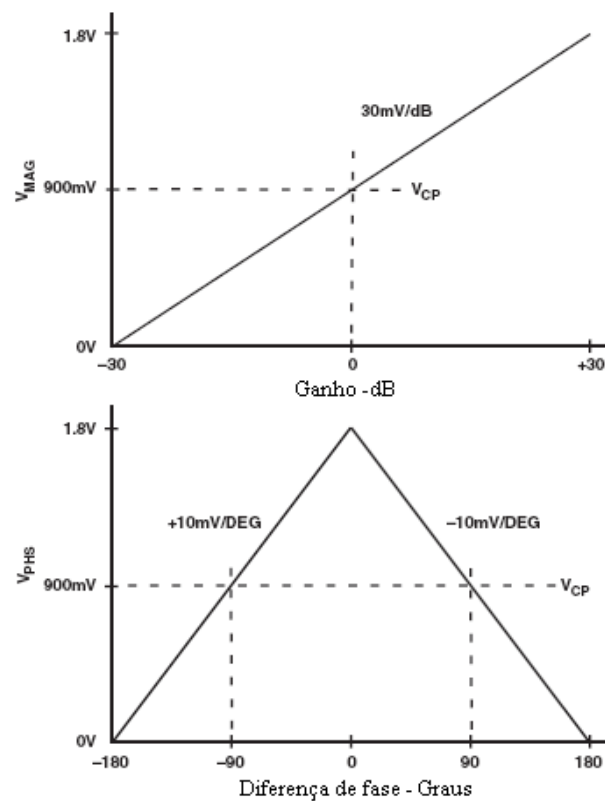


Figura 20 Relação de transferência do AD8302 (ANALOG DEVICES, 2002)

As tensões de saída V_{MAG} e V_{PHS} têm resposta em frequência com um pólo dominante em $s_p = 1/T$, onde a constante de tempo T pode ser calculada por $T = 3,3.C_{32}$ ou $T = 3,3.C_{33}$. Se não forem utilizados capacitores externos conectados aos pinos FLT e MLT, então a largura de banda nas tensões de saída está limitada em 30 MHz devido à presença de capacitores internos.

Os pinos de entrada são polarizados internamente em 100 mV em relação à tensão de alimentação e devem externamente desacoplados através de capacitores. Nos pinos de entrada INPA e INPB o capacitor deve oferecer uma impedância desprezível na frequência do sinal e para os pinos de referência OFSA e OFSB os capacitores têm duas funções: Em primeiro lugar deve oferecer terra para sinais CA e em segundo lugar deve estabelecer a mínima frequência de operação ou frequência de corte do filtro passa-altas. A frequência de corte pode ser estabelecida pela equação:

$$f_{HP} = \frac{2}{C_c(nF)}(MHz) \quad (39)$$

3.6.5 Função de transferência do canal de medição

A função de transferência do canal de medição proposto pode ser obtida através das equações desenvolvidas para as funções de transferência de cada bloco substituídas nas equações (8) e (9). Assim, o módulo e a fase da impedância de carga podem ser determinados através das equações (40) e (41), respectivamente:

$$|Z_L| = \frac{\left| \frac{2}{A} (A_{d8130} + 1) \gamma \cdot B \cdot 10^{\frac{V_{Mag} - 0.9}{0.6}} - 2 \cdot R_S \cdot A_{cm8130} (A_{d8130} + 1) \right|}{\left| 2 \cdot A_{d8130} + A_{cm8130} (A_{d8130} + 1) - \frac{2}{A} (A_{d8130} + 1) \gamma \cdot C \cdot 10^{\frac{V_{Mag} - 0.9}{0.6}} \right|} \quad (40)$$

$$\text{onde } A = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} \left(A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620} \right) + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot V_{osc}} \cdot VC \cdot 10^{\frac{-PSRR}{20}},$$

$$B = Z_{4b} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620} \right) \right),$$

$$C = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620} \right) \left(\frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}} \right) - \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}} \left(A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620} \right),$$

$$\gamma = \frac{R_{30} \sqrt{(R_{27} + R_{29})^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{34}}\right)^2}}{R_{29} \sqrt{(R_{28} + R_{30})^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{35}}\right)^2}} \text{ e } \omega \text{ é a frequência angular do sinal em rad/s, } v_c \text{ é a}$$

amplitude de sinal presente na tensão de alimentação e $PSRR$ é a taxa de rejeição a variações na tensão de alimentação do amplificador operacional AD8620.

$$\begin{aligned} \theta_z = & -\arctan\left(\frac{\omega(p_1 + p_2)}{K_0 + p_1 p_2 - \omega^2}\right) + \arctan\left(\frac{1}{\omega C_{35}(R_{28} + R_{30})}\right) - \arctan\left(\frac{1}{\omega C_{34}(R_{29} + R_{27})}\right) \\ & + \arctan\left(\frac{\omega(p_1 + p_2)}{K_0 + p_1 p_2 - \omega^2}\right) + \arctan\left(\frac{\omega(p_3 + p_4)}{K_1 + p_3 p_4 - \omega^2}\right) - \arctan\left(\frac{\omega B}{A}\right) \\ & + \arctan\left(\frac{\omega\left(R_{4b}(\varphi.E + F) - \frac{(\varphi.C + 2.D)}{\omega^2 C_{4b}} + \frac{1}{1 + (\omega R_L C_L)^2}(R_L^2 C_L.M + R_L.N)\right)}{R_{4b}(\varphi.C + 2.D) + \frac{(\varphi.E + F)}{C_{4b}} + \frac{1}{1 + (\omega R_L C_L)^2}(R_L.M + \omega^2 R_L^2 C_L.N)}\right) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\text{onde } A = 2K_0 p_3 - 2K_1(z_1 p_1 p_2 - \omega^2(p_1 + p_2 + z_1)),$$

$$B = 2K_0 - 2K_1(z_1 p_1 + z_1 p_2 + p_1 p_2 - \omega^2),$$

$$C = 2K_0 p_3 - K_1(z_1 p_1 p_2 - \omega^2(p_1 + p_2 + z_1)),$$

$$D = p_1 p_2 p_3 - \omega^2(p_1 + p_2 + p_3),$$

$$E = 2K_0 - K_1(z_1 p_1 + z_1 p_2 + p_1 p_2 - \omega^2),$$

$$F = p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3 - \omega^2,$$

$$G = 2K_0 p_3 + K_1(z_1 p_1 p_2 - \omega^2(z_1 + p_1 + p_2)),$$

$$H = 2K_0 + K_1(z_1 p_1 + z_1 p_2 + p_1 p_2 - \omega^2),$$

$$M = 2.D + \varphi.\gamma\left(C(R_3 + R_{4a} + R_{4b}) + \frac{E}{C_{4b}}\right) - \psi.G,$$

$$\varphi = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\psi = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}},$$

$$\gamma = \frac{1}{R_3 + R_{4a}},$$

$$N = 2.F + \varphi.\gamma \left(E(R_3 + R_{4a} + R_{4b}) - \frac{C}{\omega^2 C_{4b}} \right) - \psi.H, \quad p1 \text{ e } p2 \text{ são os pólos da função de}$$

transferência do ganho em malha aberta de modo diferencial do amplificador operacional AD8620, cujos valores são 135 Hz e 55 MHz, respectivamente, e $z1$ e $p3$ são o zero e o pólo da função de transferência do ganho em modo comum do amplificador operacional AD8620, cujos valores são 300 Hz e 70 kHz, respectivamente, K_0 e K_1 são os ganhos em baixas frequências de modo diferencial e de modo comum, respectivamente e ω é a frequência angular de excitação.

3.7 SENSIBILIDADE À VARIAÇÃO DE PARÂMETROS

Nesta seção será abordada a análise teórica da sensibilidade que o circuito proposto apresenta em relação à variação de parâmetros do modelo desenvolvido. A análise de cada bloco será feita separadamente e, por fim, o canal completo será avaliado.

3.7.1 Circuito Oscilador

O circuito oscilador é composto pelo circuito integrado DDS AD9834 e por um condicionador de sinal. O circuito integrado AD9834 possui uma tensão interna de referência, cuja sensibilidade em relação à temperatura é de 100 ppm/°C. A variação desta tensão de referência afeta a tensão de saída V_{osc} como mostra a equação (16). A etapa de condicionamento de sinal também possui uma dependência com a temperatura, pois o ganho em malha aberta do amplificador operacional AD8620 em baixa frequência pode ser expresso por (ANALOG DEVICES, 2006b):

$$A_d = (-1,3T + 273,3) \frac{V}{mV} \quad (42)$$

Assim, a equação (27) pode ser reescrita como:

$$A_{d8620}(j\omega) = \frac{29,312725 \times 10^{10} (-1,3T + 273,3)}{(j\omega + 2\pi \cdot 135)(j\omega + 2\pi \cdot 55 \times 10^6)} \quad (43)$$

De acordo com a figura 14, a função de transferência em malha fechada do circuito condicionador de sinal pode ser expressa por:

$$G_{OSC}(j\omega) = \frac{(A_{d8620})^2}{\left(1 + \frac{R_7}{R_6 + R_7} \cdot A_{d8620}\right)(1 + A_{d8620})} \quad (44)$$

onde o ganho A_{d8620} é definido pela equação (43).

Assim, utilizando a expressão do ganho real da equação (44) na na equação (16) a sensibilidade da tensão de saída do circuito oscilador em relação a variações de temperatura pode ser definida por:

$$\frac{\partial V_{OSC}}{\partial T} = \frac{\partial}{\partial T} \left[\left(\frac{18R_3 V_{REF}}{R_{SET}} \right) G_{OSC}(j\omega) \right] = \frac{18 \cdot R_3 \cdot V_{ref}}{R_{set}} \left(\begin{array}{l} - \frac{2,6K_{DC}^2 (-1,3T + 273,3)}{(p_1 + j\omega)^2 (p_2 + j\omega)^2 (1 + \beta \cdot A_{d8620})(1 + A_{d8620})} + \\ \frac{1,3K_{DC}^2 (-1,3T + 273,3) \beta \cdot A_{d8620}}{(p_1 + j\omega)^2 (p_2 + j\omega)^2 (1 + \beta \cdot A_{d8620})^2 (1 + A_{d8620})} + \\ \frac{1,3K_{DC}^3 (-1,3T + 273,3)^2}{(p_1 + j\omega)^3 (p_2 + j\omega)^3 (1 + \beta \cdot A_{d8620})(1 + A_{d8620})^2} \end{array} \right) \quad (45)$$

onde K_{DC} é o ganho em baixas frequências da função de transferência em malha aberta do amplificador operacional AD8620, ω é a frequência angular da saída do oscilador dada em rad/s e $\beta = \frac{R_7}{(R_6 + R_7)}$.

3.7.2 Fonte de corrente

A fonte de corrente possui um amplificador operacional AD8620 e componentes externos os quais são críticos para o desempenho deste bloco. Portanto, a análise da sensibilidade deve contemplar além do efeito das variações de temperatura na corrente de saída I_L , a influência das variações na tensão de alimentação e nos valores dos componentes externos. Além disso, a impedância de saída da fonte de corrente é degradada pelo descasamento dos componentes externos (FRANCO, 2002). Assim, torna-se necessário a análise da sensibilidade da impedância de saída Z_o em função da variação dos valores (tolerância) dos componentes externos.

A sensibilidade da corrente de saída I_L em relação à temperatura $S_{I_L}^T$ pode ser determinada a partir da equação (20) e realizando a operação abaixo:

$$S_{I_L}^T = \frac{\partial I_L}{\partial T} = \frac{1,3\beta \cdot K_{DC} \cdot V_{osc}}{(p_1 + j\omega)(p_2 + j\omega)(Z_{4b}(1 + \beta \cdot \varphi) + Z_L(1 + \gamma \cdot \varphi - \theta \cdot \psi))} + \frac{1,3\beta \cdot K_{DC} \cdot \varphi \cdot V_{osc} (-Z_{4b} \cdot \beta + Z_L(-\gamma + \theta))}{(p_1 + j\omega)(p_2 + j\omega)(Z_{4b}(1 + \beta \cdot \varphi) + Z_L(1 + \gamma \cdot \varphi - \theta \cdot \psi))^2} \quad (46)$$

$$\text{onde } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$\gamma = \frac{R_1(R_3 + R_{4a} + Z_{4b})}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_{4a})},$$

$$\theta = \frac{R_3}{(R_3 + R_{4a})},$$

$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}$, K_{DC} é o ganho em baixas frequências da função de transferência de modo diferencial em malha aberta, A_{d8620} , do amplificador operacional AD8620 e ω é a frequência angular de excitação.

A sensibilidade da corrente de saída I_L em relação à variação na tensão de alimentação $S_{I_L}^{V_{cc}}$ pode ser determinada de forma similar por:

$$S_{I_L}^{V_{cc}} = \frac{\partial I_L}{\partial v_{cc}} = \frac{\beta \cdot 10^{\frac{-PSRR}{20}}}{Z_{4b} \left(1 + \frac{\varphi}{\beta} \right) + Z_L \left(1 + \frac{\varphi(R_3 + R_{4a} + Z_{4b})}{\beta(R_3 + R_{4a})} - \theta \cdot \psi \right)} \quad (47)$$

onde $\beta = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$,

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}},$$

$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}$ e $PSRR$ é a taxa de rejeição à variação na tensão de alimentação, dada em decibéis, do amplificador operacional AD8620.

Por fim, a sensibilidade da corrente de saída em relação às variações nos valores dos componentes externos $S_{I_L}^{R_i}$ é determinada por:

$$S_{I_L}^{R_i} = \frac{\partial I_L}{\partial R_i} \quad (48)$$

onde R_i é o i -ésimo componente externo.

Desta forma, a sensibilidade da corrente de saída em função do componente externo R_i é determinada por:

$$S_{I_L}^{R_i} = E \left(\frac{\left(\frac{V_{osc} \cdot \varphi}{R_1 + R_2} + \frac{C}{R_1} \right)}{F} - \frac{\left(V_{osc} \cdot \varphi \cdot \beta + \frac{C}{\beta} \right) \left(\frac{Z_{4b} \cdot \varphi}{R_1 + R_2} + \frac{Z_L \cdot A}{R_1 + R_2} \right)}{F^2} \right) \quad (49)$$

onde $E = 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}$,

$$C = vc.10^{\frac{-PSRR}{20}},$$

$$F = Z_{4b} \left(1 + \frac{\varphi}{\beta} \right) + Z_L \left(1 + \frac{\varphi(R_3 + R_{4a} + Z_{4b})}{\beta(R_3 + R_{4a})} - \theta \cdot \psi \right),$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}},$$

$$A = \frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}.$$

A sensibilidade da corrente de saída em função do componente externo R_2 é determinada por:

$$S_{I_L}^{R_2} = \frac{-\frac{V_{osc} \cdot \varphi \cdot \beta}{(R_1 + R_2)} + \frac{C}{R_1}}{F} + \frac{\left(V_{osc} \cdot \varphi \cdot \beta + \frac{C}{\beta} \right) \left(\frac{\beta}{(R_1 + R_2)} \right) (Z_{4b} \cdot \varphi + Z_L \cdot A)}{F^2} \quad (50)$$

$$\text{onde } A = \frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}},$$

$$C = vc.10^{\frac{-PSRR}{20}},$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$F = Z_{4b} \left(1 + \frac{\varphi}{\beta} \right) + Z_L \left(1 + \frac{\varphi(R_3 + R_{4a} + Z_{4b})}{\beta(R_3 + R_{4a})} - \theta \cdot \psi \right),$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}.$$

A sensibilidade da corrente de saída em função do componente externo R_3 é determinada por:

$$S_{I_L}^{R_3} = -\frac{N.Z_L \left(\frac{\beta.\varphi}{R_3 + R_{4a}} (1-A) + \frac{\psi}{R_3 + R_{4a}} (\theta-1) \right)}{(M + Z_L (1 + \beta.\varphi.A - \theta.\psi))^2} \quad (51)$$

$$\text{onde } N = \beta.\varphi.V_{osc} + \frac{VC}{\beta} \cdot 10^{\frac{PSRR}{20}},$$

$$A = \frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}},$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$M = Z_{4b} (1 + \beta.\varphi),$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}.$$

A sensibilidade da corrente de saída em função do componente externo R_{4a} é determinada por:

$$S_{I_L}^{R_{4a}} = -\frac{N.Z_L \left(\frac{\beta\varphi}{R_3 + R_{4a}} (1-A) + \frac{\theta.\psi}{(R_3 + R_{4a})} \right)}{(M + Z_L (1 + \beta.\varphi.A - \theta.\psi))^2} \quad (52)$$

$$\text{onde } N = \beta.\varphi.V_{osc} + \frac{VC}{\beta} \cdot 10^{\frac{PSRR}{20}},$$

$$A = \frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}},$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$M = Z_{4b} (1 + \beta.\varphi),$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620} \cdot$$

Por fim, a sensibilidade da corrente de saída em função do componente externo Z_{4b} é determinada por:

$$S_{I_L}^{Z_{4b}} = -\frac{N \cdot Z_L \cdot \beta \cdot \varphi}{(R_3 + R_{4a})(M + Z_L(1 + \beta \cdot \varphi \cdot A - \theta \cdot \psi))^2} \quad (53)$$

$$\text{onde } N = \beta \cdot \varphi \cdot V_{osc} + \frac{VC}{\beta} \cdot 10^{\frac{PSRR}{20}},$$

$$A = \frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}},$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$M = Z_{4b}(1 + \beta \cdot \varphi),$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620} \cdot$$

A sensibilidade da impedância de saída em relação às variações nos valores dos componentes externos $S_{Z_o}^{R_i}$ é determinada a partir da equação (29) realizando a operação:

$$S_{Z_o}^{R_i} = \frac{\partial Z_o}{\partial R_i} \quad (54)$$

onde R_i é o i -ésimo componente externo.

Assim, a sensibilidade da impedância de saída da fonte de corrente em função do componente externo R_i é dada por:

$$S_{Z_o}^{R_1} = - \frac{\frac{A.R_3.\psi}{R_2 + R_1(1+\varphi)} \left(1 - \frac{(R_1 + R_2)(1+\varphi)}{R_2 + R_1(1+\varphi)} \right)}{\left(B + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{R_2 + R_1(1+\varphi)} \right)^2} \quad (55)$$

onde $A = Z_{4b}(R_3 + R_{4a})$,

$$B = R_3 + R_{4a} + Z_{4b},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2}A_{cm8620} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2}A_{cm8620}.$$

A sensibilidade da impedância de saída em função do componente externo R_2 é dada por:

$$S_{Z_o}^{R_2} = - \frac{\frac{A.R_3.\psi}{R_2 + R_1(1+\varphi)} \left(1 - \frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_1(1+\varphi)} \right)}{\left(B + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{R_2 + R_1(1+\varphi)} \right)^2} \quad (56)$$

onde $A = Z_{4b}(R_3 + R_{4a})$,

$$B = R_3 + R_{4a} + Z_{4b},$$

$$\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2}A_{cm8620} e$$

$$\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2}A_{cm8620}.$$

A sensibilidade da impedância de saída em função do componente externo R_3 é dada por:

$$S_{Z_o}^{R_3} = \frac{Z_{4b}}{R_3 + R_{4a} + Z_{4b} + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{A}} - \frac{Z_{4b}(R_3 + R_{4a}) \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{A} \psi \right)}{\left(R_3 + R_{4a} + Z_{4b} + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{A} \right)^2} \quad (57)$$

onde $A = R_1 + R_2 + R_1 \cdot \varphi$, $\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620}$ e $\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}$.

A sensibilidade da impedância de saída em função do componente externo R_{4a} é dada por:

$$S_{Z_o}^{R_{4a}} = \frac{Z_{4b}}{R_3 + R_{4a} + Z_{4b} + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{A}} - \frac{Z_{4b}(R_3 + R_{4a})}{\left(R_3 + R_{4a} + Z_{4b} + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{A}\right)^2} \quad (58)$$

onde $A = R_1 + R_2 + R_1 \cdot \varphi$, $\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620}$ e $\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}$.

A sensibilidade da impedância de saída em função do componente externo Z_{4b} é dada por:

$$S_{Z_o}^{Z_{4b}} = \frac{R_3 + R_{4a}}{R_3 + R_{4a} + Z_{4b} + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{A}} - \frac{Z_{4b}(R_3 + R_{4a})}{\left(R_3 + R_{4a} + Z_{4b} + \frac{R_3(R_1 + R_2)\psi}{A}\right)^2} \quad (59)$$

onde $A = R_1 + R_2 + R_1 \cdot \varphi$, $\varphi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620}$ e $\psi = A_{d8620} + \frac{1}{2} A_{cm8620}$.

3.7.3 Amplificador de instrumentação

O amplificador de instrumentação não possui componentes discretos externos, portanto a sensibilidade deste bloco está associada ao desempenho dos amplificadores AD8620 e AD8130. Então, a sensibilidade da tensão de saída deste bloco em relação à variação de temperatura $S_{V_{ina}}^T$ é determinada por:

$$S_{V_{ina}}^T = \frac{\partial V_{ina}}{\partial T} = -\frac{1,3V_L \cdot K_2 \cdot A}{(p_4 + j\omega)(p_5 + j\omega)(A_{d8620} + 1)} + \frac{1,3V_L K_2^2(-1,3T + 273,3)A}{(p_4 + j\omega)^2(p_5 + j\omega)^2(A_{d8620} + 1)^2} \quad (60)$$

onde $V_L = Z_L \cdot I_L$,

$$A = \frac{A_{d8130}}{A_{d8130} + 1} + \left(1 + \frac{R_S}{2Z_L}\right) A_{cm8130},$$

K_2 é o ganho em baixas frequências da função de transferência em modo diferencial do amplificador AD8620, p_4 e p_5 são os pólos da função de transferência A_{d8620} .

A sensibilidade da tensão de saída do amplificador de instrumentação em relação a variações na tensão de alimentação $S_{V_{ina}}^{V_{cc}}$ é expressa por:

$$S_{V_{ina}}^{V_{cc}} = \frac{\partial V_{ina}}{\partial v_{cc}} = 10^{\frac{-PSRR}{20}} \quad (61)$$

onde v_{cc} é a variação na tensão de alimentação e $PSRR$ é a taxa de rejeição as variações na tensão de alimentação em dB.

3.7.4 Buffer do oscilador

O buffer do oscilador também não possui componentes discretos externos. Portanto a análise da sensibilidade é semelhante à descrita na seção 3.7.3. De acordo com a figura 18, a tensão de saída, V_{buf} , deste bloco pode ser expressa por:

$$V_{buf} = \left(\frac{A_{d8620}}{1 + A_{d8620}} \right) \left(V_{osc} + v_c \cdot 10^{\frac{-PSRR}{20}} \right) \quad (62)$$

onde A_{d8620} é o ganho diferencial em malha aberta do amplificador operacional AD8620 definido pela equação (43), V_{osc} é a amplitude de sinal do oscilador, v_c é a amplitude da variação na tensão de alimentação e $PSRR$ é a taxa de rejeição a variações na tensão de alimentação dada em decibéis.

Assim, as sensibilidades da tensão de saída V_{buf} em relação à temperatura e à variação na tensão de alimentação podem ser expressas respectivamente por:

$$S_{V_{buf}}^T = \frac{\partial V_{buf}}{\partial T} = -\frac{1,3 \cdot K_0 \cdot A}{(p_1 + j\omega)(p_2 + j\omega)(A_{d8620} + 1)} + \frac{1,3 \cdot A_{d8620}^2 \cdot A}{(-1,3 \cdot T + 273,3)(A_{d8620} + 1)^2} \quad (63)$$

onde K_0 é o ganho em baixas frequências da função de transferência A_{d8620} , p_1 e p_2 são os pólos da função de transferência A_{d8620} , ω é a frequência angular de operação dada em rad/s,

T é a temperatura em °C e $A = V_{osc} + v_c \cdot 10^{\frac{-PSRR}{20}}$ e

$$S_{V_{buf}}^{vc} = \frac{\partial V_{buf}}{\partial v_c} = \frac{A_{d8620}}{A_{d8620} + 1} 10^{\frac{-PSRR}{20}} \quad (64)$$

onde A_{d8620} é o ganho diferencial em malha aberta do amplificador operacional AD8620 e $PSRR$ é a taxa de rejeição a variações na tensão de alimentação dada em decibéis.

3.7.5 Detector de ganho-fase e canal de medição

O bloco detector de ganho-fase, da mesma forma que o amplificador de instrumentação, tem sua sensibilidade determinada pelo circuito integrado utilizado. Entretanto, o fabricante Analog Devices não disponibiliza uma equação que possa ser utilizada na análise da sensibilidade a parâmetros como temperatura e tensão de alimentação.

A Analog Devices disponibiliza a variação de parâmetros como a tensão de ponto central V_{CP} (vide figura 20) e a inclinação em função da temperatura para a saída V_{MAG} , como mostra a figura 21. A variação dos parâmetros da curva V_{PHS} em função da temperatura fornecida pela Analog Devices pode ser visualizada na figura 22

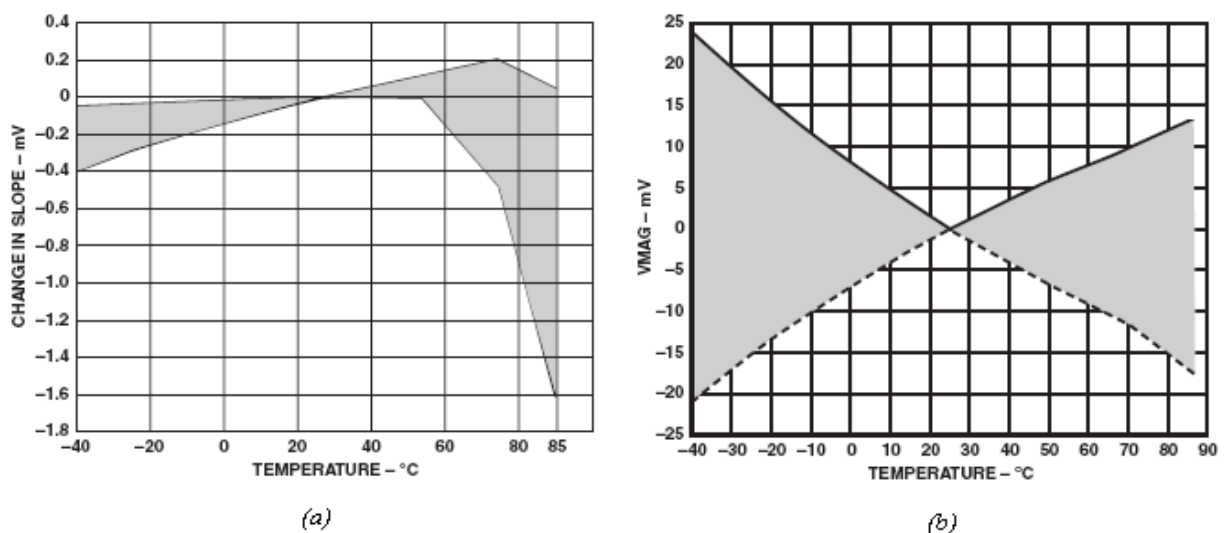


Figura 21 (a) Variação na inclinação da curva V_{MAG} em função da temperatura. (b) Variação na tensão V_{CP} da curva V_{MAG} em função da temperatura. (ANALOG DEVICES, 2002)

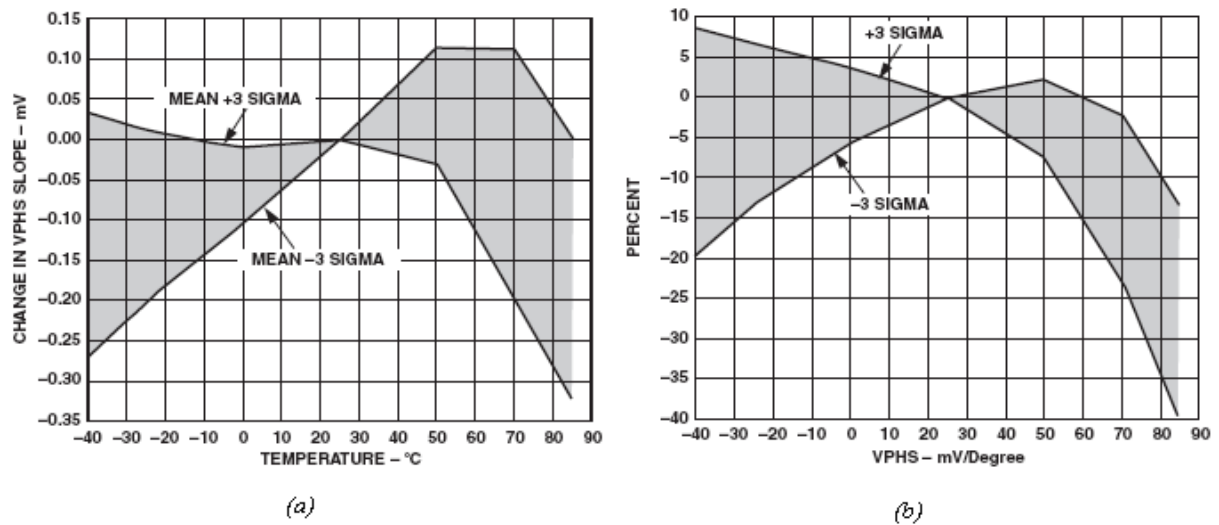


Figura 22 (a) Variação na inclinação da curva V_{PHS} em função da temperatura. (b) Variação na tensão V_{CP} da curva V_{PHS} em função da temperatura. (ANALOG DEVICES, 2002)

3.8 ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DE INCERTEZAS

A análise da propagação das incertezas de medição se faz necessária, pois a medida do módulo e da fase da impedância de carga é realizada de maneira indireta através das saídas V_{MAG} e V_{PHS} , respectivamente. Assim, as incertezas na medida destas duas tensões de saída influenciam na incerteza da medida da impedância de carga Z_L .

Cada etapa no canal de medição contribui para uma parcela de incerteza na medida final. Portanto, nesta seção será feita a análise das incertezas de cada etapa do circuito e como estas se propagam ao longo do canal até a saída.

3.8.1 Circuito oscilador

O circuito oscilador é composto por uma etapa de geração da forma de onda senoidal pelo circuito integrado AD9834 e por uma etapa de condicionamento de sinal com amplificadores operacionais. A incerteza na medida de V_{DD5} se propaga para o bloco de condicionamento de sinal, como mostra a figura 23.

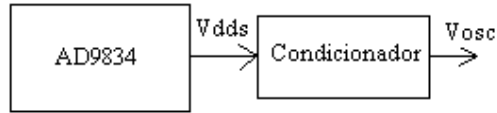


Figura 23 Diagrama de blocos do circuito oscilador

A etapa de saída do circuito integrado DDS AD9834 consiste em um conversor D/A de 10 bits, portanto a incerteza associada à tensão de saída V_{DDS} pode ser expressa por (OPPENHEIM, SHAFER, 1998):

$$s_{V_{dds}} = \sqrt{\frac{2^{-2B} V_{\max}^2}{12}} \quad (65)$$

onde B é o número de bits do conversor menos 1LSB e V_{\max} é a amplitude do sinal V_{DDS} .

Deste modo, incerteza padrão combinada da saída V_{osc} pode ser expressa por:

$$s_{V_{osc}} = \frac{\partial V_{osc}}{\partial V_{dds}} \cdot s_{V_{dds}} \quad (66)$$

De acordo com a figura 13, se o amplificador for considerado como ideal, então a derivada da tensão de saída V_{osc} em relação à tensão de entrada V_{dds} pode ser expressa por:

$$\frac{\partial V_{osc}}{\partial V_{dds}} = 1 + \frac{R_6}{R_7} \quad (67)$$

Assim, substituindo as equações (65) e (67) na equação (66) a incerteza padrão combinada da tensão de saída do oscilador V_{osc} resulta em:

$$s_{V_{osc}} = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \sqrt{\frac{2^{-2B} V_{\max}^2}{12}} \quad (68)$$

3.8.2 Fonte de corrente

A corrente de saída I_L depende de parâmetros cujas incertezas contribuem para a incerteza total deste bloco. Assim, a expressão da incerteza padrão combinada da corrente I_L pode ser determinada por:

$$s_{I_L} = \sqrt{\left(\frac{\partial I_L}{\partial V_{osc}} \cdot s_{V_{osc}}\right)^2 + \left(\frac{\partial I_L}{\partial R_1} \cdot s_{R1}\right)^2 + \left(\frac{\partial I_L}{\partial R_2} \cdot s_{R2}\right)^2 + \left(\frac{\partial I_L}{\partial R_3} \cdot s_{R3}\right)^2 + \left(\frac{\partial I_L}{\partial R_{4a}} \cdot s_{R4a}\right)^2 + \left(\frac{\partial I_L}{\partial R_{4b}} \cdot s_{R4b}\right)^2 + \left(\frac{\partial I_L}{\partial C_{4b}} \cdot s_{C4b}\right)^2} \quad (69)$$

onde s_{R1} , s_{R2} , s_{R3} , s_{R4a} , s_{R4b} e s_{C4b} são as incertezas padrão de medição dos componentes

externos, $\frac{\partial I_L}{\partial V_{osc}} = \frac{\beta \cdot \phi}{Z_{4b}(1 + \beta \cdot \phi) + Z_L(1 + \beta \cdot \phi \cdot D - E)}$,

$$D = \frac{R_3 + R_{4a} + Z_{4b}}{R_3 + R_{4a}},$$

$$E = \frac{R_3 \psi}{R_3 + R_{4a}},$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial R_1} = \frac{\frac{\phi \cdot V_{osc}}{R_1 + R_2}(1 - \beta) + \frac{PS}{R_1}\left(1 - \frac{1}{\beta}\right)}{F} - \frac{\left(\beta \cdot \phi \cdot V_{osc} + \frac{PS}{\beta}\right)\left(\frac{Z_{4b} \phi}{R_1 + R_2}(1 - \beta) + \frac{Z_L \phi \cdot D}{R_1 + R_2}(1 - \beta)\right)}{F^2},$$

$$PS = vc.10^{\frac{-PSRR}{20}},$$

$$F = Z_{4b}(1 + \beta \cdot \phi) + Z_L(1 + \beta \cdot \phi \cdot D - E),$$

$$\phi = A_{d8620} - \frac{1}{2} A_{cm8620},$$

$$\psi = A_d + \frac{1}{2} A_{cm},$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial R_2} = \frac{\frac{-\beta \cdot \phi \cdot V_{osc}}{R_1 + R_2} + \frac{PS}{R_1}}{F} - \frac{\left(\beta \cdot \phi \cdot V_{osc} + \frac{PS}{\beta}\right)\left(\frac{-\beta \cdot \phi}{R_1 + R_2}(Z_{4b} + Z_L \cdot D)\right)}{F^2},$$

$$\theta = \frac{R_3}{R_3 + R_{4a}},$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial R_3} = -\frac{\frac{G \cdot Z_L}{R_3 + R_{4a}}(\beta \cdot \phi(1 - D) - \psi(1 - \theta))}{(H + Z_L(1 + \beta \cdot \phi \cdot D - E))^2},$$

$$G = \beta \cdot \varphi \cdot V_{osc} + \frac{PS}{\beta},$$

$$H = Z_{4b} (1 + \beta \cdot \varphi),$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial R_{4a}} = - \frac{\frac{G \cdot Z_L}{R_3 + R_{4a}} (\beta \cdot \varphi (1 - D) + E)}{(H + Z_L (1 + \beta \cdot \varphi \cdot D - E))^2},$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial R_{4b}} = - \frac{\frac{K \cdot R_{4b}}{Z_{4b}} \left(L + \frac{Z_L \cdot \beta \cdot \varphi \cdot R_{4a}}{(R_3 + R_{4a})} \right)}{\left(Z_{4b} \cdot L + Z_L \left(1 + \frac{\beta \cdot \varphi (R_3 + R_{4a} \cdot Z_{4b})}{R_3 + R_{4a}} - E \right) \right)^2},$$

$$K = \beta \cdot \varphi \cdot V_{osc} + \frac{PS}{\beta},$$

$$L = 1 + \beta \cdot \varphi,$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial C_{4b}} = - \frac{\frac{K}{\omega^2 C_{4b}^3 \cdot Z_{4b}} \left(L - \frac{Z_L \cdot \beta \cdot \varphi \cdot R_{4a}}{R_3 + R_{4a}} \right)}{\left(Z_{4b} \cdot L + Z_L \left(1 + \frac{\beta \cdot \varphi (R_3 + R_{4a} \cdot Z_{4b})}{R_3 + R_{4a}} - E \right) \right)^2} \text{ e } \omega \text{ é a frequência angular de excitação}$$

dada em rad/s.

3.8.3 Amplificador de instrumentação

De acordo com a equação (33), a tensão de saída do amplificador de instrumentação, V_{ina} pode ser obtida multiplicando-se a função de transferência A_I pela tensão diferencial de entrada $V_d = I_L V_L$. Assim a tensão de saída do amplificador de instrumentação, V_{ina} pode ser escrita como:

$$V_{ina} = \frac{A_{d8620}}{A_{d8620} + 1} \cdot I_L \left[\frac{A_{d8130}}{A_{d8130} + 1} \cdot Z_L + \frac{A_{cm8130}}{2} (Z_L + 2 \cdot R_S) \right] \quad (70)$$

onde A_{d8620} é o ganho diferencial em malha aberta do amplificador AD8620 definido na equação (43), A_{d8130} é o ganho diferencial em malha aberta do amplificador AD8130 definido

na equação (31) e A_{cm8130} é o ganho em modo comum do amplificador AD8130 definido na equação (32). Deste modo, a incerteza combinada desta etapa pode ser expressa por:

$$s_{V_{ina}} = \sqrt{\left(\frac{\partial V_{ina}}{\partial I_L} \cdot s_{I_L}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{ina}}{\partial R_s} \cdot s_{R_s}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{A_{d8620} \left(\frac{A_{d8130} \cdot Z_L}{A_{d8130} + 1} + \frac{A_{cm8130} (Z_L + 2 \cdot R_s)}{2}\right) s_{IL}}{(A_{d8620} + 1)}\right)^2 + \left(\frac{A_{d8620} \cdot I_L \cdot A_{cm8130} \cdot s_{R_s}}{(A_{d8620} + 1)}\right)^2} \quad (71)$$

onde s_{R_s} é a incerteza padrão de medição do resistor R_s e s_{IL} é a incerteza padrão da corrente de saída I_L da fonte de corrente.

3.8.4 Buffer do oscilador

O *buffer* do oscilador tem sua função de transferência descrita pela equação (62), assim a parcela significativa de contribuição para a incerteza na tensão de saída deste bloco provém da incerteza no oscilador. Portanto, a incerteza da medida da tensão de saída deste bloco pode ser expressa por:

$$s_{V_{buf}} = \frac{\partial V_{buf}}{\partial V_{osc}} \cdot s_{V_{osc}} = \frac{A_{d8620}}{A_{d8620} + 1} s_{V_{osc}} \quad (72)$$

onde $s_{V_{osc}}$ é a incerteza padrão da tensão de saída V_{osc} do oscilador.

3.8.5 Rede de atenuação

O sinal V_a , como mostra a figura 8, depende da tensão de saída do amplificador de instrumentação V_{ina} e da atenuação α . Por conseguinte, a tensão V_a pode ser expressa por:

$$V_a = \frac{R_{1a}}{R_{1a} + Z_{2a}} \cdot V_{ina} \quad (73)$$

Assim, a expressão da incerteza combinada da medida da tensão V_a é determinada por:

$$s_{V_a} = \sqrt{\left(\frac{\partial V_a}{\partial R_{1a}} \cdot s_{R_{1a}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_a}{\partial R_{2a}} \cdot s_{R_{2a}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_a}{\partial C_{2a}} \cdot s_{C_{2a}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_a}{\partial V_{ina}} \cdot s_{V_{ina}}\right)^2} \quad (74)$$

$$\text{onde } \frac{\partial V_a}{\partial R_{1a}} = V_{ina} \left(\frac{1}{R_{1a} + Z_{2a}} - \frac{R_{1a}}{(R_{1a} + Z_{2a})^2} \right),$$

$$Z_{2a} = \sqrt{R_{2a}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{2a}}\right)^2},$$

$$\frac{\partial V_a}{\partial R_{2a}} = -\frac{R_{1a} R_{2a} \cdot V_{ina}}{(R_{1a} + Z_{2a})^2 Z_{2a}},$$

$$\frac{\partial V_a}{\partial C_{2a}} = \frac{R_{1a} \cdot V_{ina}}{(R_{1a} + Z_{2a})^2 \omega^2 C_{2a}^3 \cdot Z_{2a}},$$

$$\frac{\partial V_a}{\partial V_{ina}} = \frac{R_{1a}}{R_{1a} + Z_{2a}} \text{ e } s_{R_{1a}}, s_{R_{2a}} \text{ e } s_{C_{2a}} \text{ são as incertezas padrão de medição dos valores dos}$$

componentes e $s_{V_{ina}}$ é a incerteza padrão da tensão de saída V_{ina} do amplificador de instrumentação.

A expressão para determinação do V_b é semelhante à equação (73), entretanto há a dependência com a tensão de saída do buffer do oscilador V_{buf} , como ilustra a figura 9.

Portanto, a tensão V_b pode ser expressa por:

$$V_b = \frac{R_{1b}}{R_{1b} + Z_{2b}} \cdot V_{buf} \quad (75)$$

Assim, a expressão da incerteza combinada da medida da tensão V_b é determinada por:

$$s_{V_b} = \sqrt{\left(\frac{\partial V_b}{\partial R_{1b}} \cdot s_{R_{1b}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_b}{\partial R_{2b}} \cdot s_{R_{2b}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_b}{\partial C_{2b}} \cdot s_{C_{2b}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_b}{\partial V_{buf}} \cdot s_{V_{buf}}\right)^2} \quad (76)$$

$$\text{onde } \frac{\partial V_b}{\partial R_{1b}} = V_{buf} \left(\frac{1}{R_{1b} + Z_{2b}} - \frac{R_{1b}}{(R_{1b} + Z_{2b})^2} \right),$$

$$Z_{2b} = \sqrt{R_{2b}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{2b}}\right)^2},$$

$$\frac{\partial V_b}{\partial R_{2b}} = -\frac{R_{1b} R_{2b} \cdot V_{buf}}{(R_{1b} + Z_{2b})^2 Z_{2b}},$$

$$\frac{\partial V_b}{\partial C_{2b}} = \frac{R_{1b} \cdot V_{buf}}{(R_{1b} + Z_{2b})^2 \omega^2 C_{2b}^3 \cdot Z_{2b}},$$

$$\frac{\partial V_b}{\partial V_{buf}} = \frac{R_{1b}}{R_{1b} + Z_{2b}} \text{ e } s_{R1b}, s_{R2b} \text{ e } s_{C2b} \text{ são as incertezas padrão de medição dos valores dos}$$

componentes e $s_{V_{buf}}$ é a incerteza da tensão de saída V_{buf} do buffer do oscilador.

3.8.6 Detector de ganho e fase (canal completo)

A última etapa do canal de medição de bioimpedância é realizada pelo circuito integrado AD8302, cujas saídas V_{MAG} e V_{PHS} são descritas pelas equações (35) e (38), respectivamente. Assim, a incerteza padrão combinada para a saída V_{MAG} pode ser expressa por:

$$s_{V_{mag}} = \sqrt{\left(\frac{\partial V_{MAG}}{\partial V_a} \cdot s_{V_a}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{MAG}}{\partial V_b} \cdot s_{V_b}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{MAG}}{\partial V_{slp}} \cdot s_{V_{slp}}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{MAG}}{\partial V_{cp}} \cdot s_{V_{cp}}\right)^2} =$$

$$\sqrt{\left(\frac{V_{slp} \cdot s_{V_a}}{V_a \ln(10)}\right)^2 + \left(\frac{V_{slp} \cdot s_{V_b}}{V_b \cdot \ln(10)}\right)^2 + \left(\frac{\ln\left(\frac{V_a}{V_b}\right) \cdot s_{V_{slp}}}{\ln(10)}\right)^2 + (s_{V_{cp}})^2} \quad (77)$$

onde V_{slp} é a taxa de inclinação da curva V_{MAG} , $s_{V_{slp}}$ é a incerteza padrão da taxa de inclinação,

V_{cp} é a tensão de ponto central e $s_{V_{cp}}$ é a incerteza padrão da tensão de ponto central.

A incerteza padrão combinada para a tensão de saída V_{PHS} é determinada por:

$$s_{V_{phs}} = \sqrt{\left(\frac{\partial V_{PHS}}{\partial \theta_1} \cdot s_{\theta_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{PHS}}{\partial \theta_2} \cdot s_{\theta_2}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{PHS}}{\partial \alpha} \cdot s_{\alpha}\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{PHS}}{\partial V_{CP}} \cdot s_{V_{cp}}\right)^2} =$$

$$\sqrt{(\alpha \cdot s_{\theta_1})^2 + (\alpha \cdot s_{\theta_2})^2 + ((-\theta_1 + \theta_2) s_{\alpha})^2 + (2 \cdot s_{V_{cp}})^2} \quad (78)$$

onde α é a taxa de inclinação da curva V_{PHS} , s_α é a incerteza padrão da taxa de inclinação, V_{CP} é a tensão de ponto central da curva V_{PHS} e $s_{V_{CP}}$, a incerteza padrão da tensão de ponto central, θ_1 e θ_2 são as defasagens dos sinais de entrada V_a e V_b , respectivamente e s_{θ_1} e s_{θ_2} as incertezas das medidas de fase dos sinais V_a e V_b , respectivamente.

De acordo com as equações (8) e (9), o cálculo do módulo e da fase da impedância de carga depende das tensões V_{MAG} e V_{PHS} respectivamente. Portanto as incertezas associadas a estas tensões influenciam nas incertezas das medidas de $|Z_L|$ e θ_Z . Assim, as incertezas combinadas da medida de módulo e fase da impedância de carga podem ser determinadas por:

$$S_{|Z_L|} = \left(\frac{\partial}{\partial V_{MAG}} |Z_L| \right) \cdot S_{V_{MAG}} = \frac{\beta A_2 \ln(10) \cdot 10^{\frac{V_{MAG} - V_{CP}}{V_{SLP}}}}{\alpha A_1 G_M V_{slp}} S_{V_{mag}} \quad (79)$$

onde $S_{V_{mag}}$ é definida pela equação (77) e

$$S_{\theta_Z} = \left(\frac{\partial}{\partial V_{PHS}} \theta_Z \right) \cdot S_{V_{PHS}} = -\frac{1}{\alpha} S_{V_{PHS}} \quad (80)$$

onde $S_{V_{phs}}$ é definida pela equação (78).

4 MÉTODOS E MATERIAIS

4.1 METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO TEÓRICA DO CANAL DE MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA

A questão principal a ser avaliada na avaliação teórica é o erro de tendência que cada bloco do circuito introduz no sistema e qual o erro de tendência do canal de medição completo. A análise da sensibilidade a variação de parâmetros tais como temperatura, tensão de alimentação e valores de componentes externos também é um aspecto ser abordado, pois indica o grau de robustez do circuito. Por fim, a análise da propagação das incertezas será realizada com o objetivo de se verificar a imprecisão do sistema e como os erros aleatórios se propagam nas etapas do canal de medição.

4.1.1 Determinação do erro de tendência teórico do canal de medição

A avaliação do erro de tendência teórico para as frequências 100 kHz, 300 kHz e 1 MHz foi feita a partir da comparação das funções de transferência ideal de cada etapa do circuito, com as funções de transferência modeladas no capítulo 3. A avaliação numérica de todas as funções de transferência modeladas e suas respectivas saídas foi feita com o software *Maple* 8.

Para cada frequência de excitação selecionada, foi utilizado um conjunto de cargas puramente resistivas, cujos valores são apresentados na tabela 1. A escolha da carga resistiva permite que o erro da medida de fase que o instrumento insere possa ser avaliado. Assim, o erro percentual relativo foi calculado para cada função de transferência e suas respectivas saídas e para o canal completo através da equação:

$$Erro(\%) = \frac{V_t - V_i}{V_i} \cdot 100 \quad (81)$$

onde V_i é o valor ideal da variável analisada e V_t é o valor teórico da mesma variável calculado pelos modelos desenvolvidos no capítulo 3.

Tabela 1 Valores dos resistores utilizados na avaliação teórica

R_S	R_{L1}	R_{L2}	R_{L3}	R_{L4}	R_{L5}	R_{L6}	R_{L7}	R_{L8}	R_{L9}	R_{L10}
49,9 Ω	100 Ω	200 Ω	300 Ω	400 Ω	500 Ω	600 Ω	700 Ω	800 Ω	900 Ω	1000 Ω

O canal de medição proposto também foi editado e simulado no software *Microcap 9* com os modelos SPICE fornecidos pela Analog Devices. A simulação nesta etapa foi realizada com o intuito de validar as equações desenvolvidas no capítulo 3. O detector de ganho e fase AD8302 e o circuito integrado DDS AD9834 não foram incluídos na simulação devido aos seus modelos não estarem disponíveis no site da Analog Devices. A figura 24 apresenta o circuito do canal de medição proposto utilizado nas simulações.

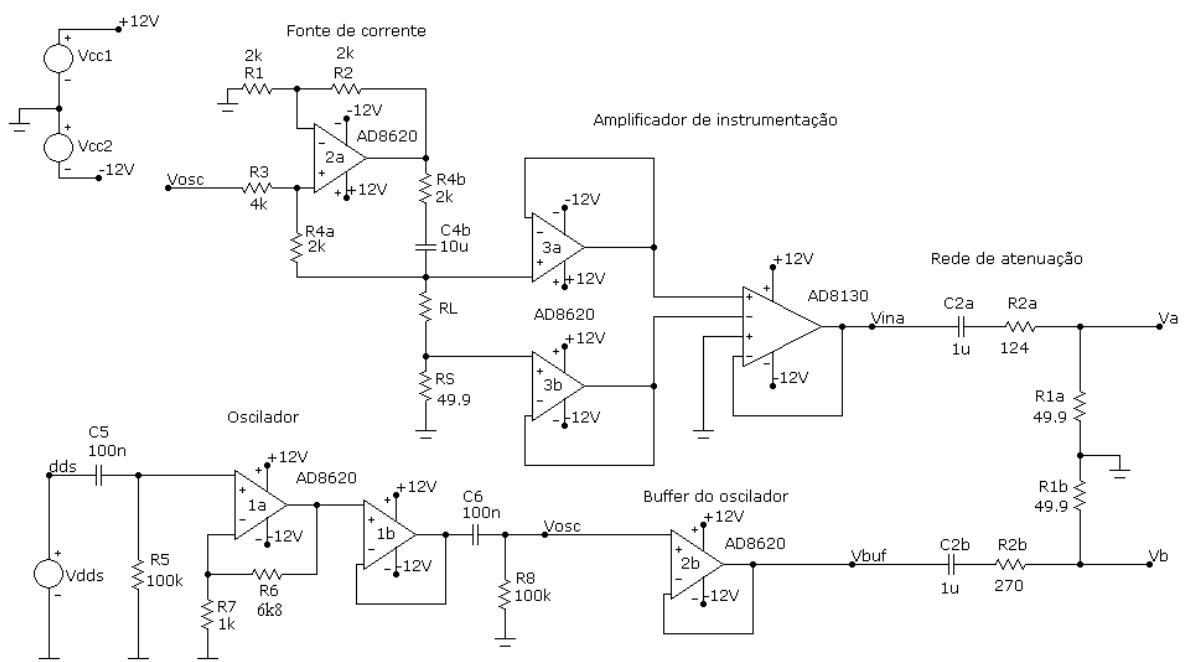


Figura 24 Indicação das variáveis utilizadas na avaliação do erro de tendência

4.1.2 Análise da sensibilidade a variação de parâmetros de projeto

A sensibilidade do canal de medição à variação de parâmetros foi avaliada através da variação do sinal de saída de cada bloco em função da variação de cada parâmetro de projeto. No circuito do oscilador, a sensibilidade da amplitude da tensão de saída V_{osc} em relação a uma variação de temperatura de 20°C até 40°C foi calculada através das equações desenvolvidas no capítulo 3 e avaliada numericamente através da ferramenta computacional Maple 8. Também foi avaliada a sensibilidade de V_{osc} em relação a variações de 1 V pico-a-pico em torno da tensão nominal de alimentação de 12 V. A avaliação teórica da sensibilidade foi comparada com a simulação realizada com o software MicroCap 9 sob as mesmas condições de ensaio.

Pela importância da fonte de corrente na exatidão do canal de medição, foram determinadas as sensibilidades da corrente de saída I_L em relação à temperatura e à tensão de alimentação nas mesmas faixas adotadas para a análise do oscilador. Adicionalmente, foi calculada a sensibilidade de I_L para variações nos valores dos componentes externos dentro de suas respectivas tolerâncias. Para todos os ensaios de sensibilidade com a fonte de corrente foi considerada uma carga resistiva de 1 k Ω e frequências de excitação de 100 kHz e 1 MHz.

A análise das sensibilidades das tensões de saída do amplificador de instrumentação e do buffer do oscilador, por não possuírem componentes externos, foi realizada em relação às variações de temperatura e tensão de alimentação sob as mesmas condições apontadas para o circuito do oscilador. As avaliações numéricas das sensibilidades foram feitas com o software Maple 8 e os resultados foram comparados com a simulação realizada com o MicroCap 9.

Por fim, a sensibilidade da amplitude e fase dos sinais de entrada do detector de ganho V_a e V_b foi avaliada em relação a variações na temperatura, na tensão de alimentação e nos valores dos componentes externos sob as mesmas condições anteriormente descritas. Os resultados da avaliação teórica da sensibilidade foram comparados com a simulação realizada

no o software MicroCap 9. Em função da não disponibilidade de modelos SPICE do detector de ganho e fase AD8302, a sensibilidade do canal completo em relação aos parâmetros descritos neste trabalho não foi avaliada.

4.1.3 Análise da propagação de incertezas ao longo do canal de medição

A análise teórica da propagação das incertezas foi iniciada com o cálculo da incerteza do circuito oscilador de acordo com a equação (68). Tanto para esta etapa quanto para as etapas subseqüentes, a incerteza combinada foi calculada nas frequências 100 kHz e 300 kHz para o conjunto de cargas resistivas apresentados na tabela 1.

A incerteza relativa percentual da corrente de saída I_L foi calculada para cada situação de carga conforme a equação:

$$S_{I_L} (\%) = \frac{S_{I_L}}{I_L} \cdot 100 \quad (82)$$

onde S_{I_L} é determinada pela equação (69) e I_L é o valor da corrente de saída da fonte.

A incerteza relativa percentual da tensão de saída do amplificador V_{ina} foi calculada para cada situação de carga conforme a equação:

$$S_{V_{ina}} (\%) = \frac{S_{V_{ina}}}{V_{ina_{FS}}} \cdot 100 \quad (83)$$

onde $S_{V_{ina}}$ é determinada pela equação (71) e $V_{ina_{FS}}$ é a tensão de fundo de escala na saída do amplificador de instrumentação.

O cálculo da incerteza relativa percentual da tensão de saída do *buffer* do oscilador V_{buf} foi realizado através da equação:

$$S_{V_{buf}} (\%) = \frac{S_{V_{buf}}}{V_{buf}} \cdot 100 \quad (84)$$

onde $S_{V_{buf}}$ é calculada através da equação (72) e V_{buf} é a tensão de saída do buffer do oscilador.

A incerteza relativa percentual da tensão V_a foi calculada através da equação:

$$S_{V_a} (\%) = \frac{S_{V_a}}{V_{a_{FS}}} \cdot 100 \quad (85)$$

onde S_{V_a} é determinada pela equação (76) e $V_{a_{FS}}$ é a tensão de fundo de escala de V_a .

A incerteza relativa percentual da tensão V_b é calculada de maneira similar a equação (85) conforme a equação:

$$S_{V_b} (\%) = \frac{S_{V_b}}{V_b} \cdot 100 \quad (86)$$

onde S_{V_b} é calculada através da equação (76) e V_b é a tensão de saída do buffer do oscilador.

O cálculo da incerteza relativa da tensão de saída V_{MAG} é similar a equação (85) conforme a expressão:

$$S_{V_{MAG}} (\%) = \frac{S_{V_{mag}}}{V_{MAG_{FS}}} \cdot 100 \quad (87)$$

onde $S_{V_{mag}}$ é calculada pela equação (77) e $V_{MAG_{FS}}$ é a tensão de fundo de escala de V_{MAG} .

Por fim, a incerteza relativa percentual da tensão de saída VPHS é calculada pela equação:

$$S_{V_{PHS}} (\%) = \frac{S_{V_{phs}}}{V_{PHS}} \cdot 100 \quad (88)$$

onde $S_{V_{phs}}$ é calculada pela equação (78) e V_{PHS} é calculada pela equação (7).

4.2 METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO CANAL DE MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA

Nesta seção será apresentada a metodologia de ensaios adotada para a avaliação da precisão e exatidão do canal de medição de bioimpedância proposto. Este sistema de medição é composto por circuitos que realizam funções específicas e o desempenho de cada circuito afeta a exatidão da medida. Tendo em vista este efeito, os blocos construtivos serão analisados separadamente com o objetivo de avaliar qual circuito tem o papel mais crítico dentro do processo de medição. Adicionalmente, será apresentada a metodologia de avaliação do canal de medição completo para cargas resistivas selecionadas até 1 k Ω .

Cada bloco do sistema foi analisado com o objetivo de se avaliar os erros sistemáticos e aleatórios presentes, sendo este último crítico, pois sua total correção não pode ser realizada (Diversos autores, 1998). A análise experimental foi baseada em um conjunto de sete cargas resistivas com valores nominais entre 100 Ω e 1000 Ω nas frequências 100 kHz e 300 kHz. Os resistores empregados foram do tipo filme metálico com potência nominal de 1 W e seus valores foram medidos com o multímetro Agilent 34410A de 6 ½ dígitos com $\pm 0,01\%$ de exatidão. Para cada situação de carga e frequência, foram adquiridas 200 amostras de tensão RMS com exatidão de 1,2 % através do multímetro *Agilent* 34410A conectado ao um computador portátil com período de amostragem de dois segundos. Os valores de tensão adquiridos pelo multímetro foram transferidos para um PC *Notebook* através do software *Intuilink* fornecido pela Agilent.

4.2.1 Circuito Oscilador

O oscilador representa um bloco de extrema importância no canal, pois controla o valor da corrente de saída da fonte de corrente. Para realizar a caracterização do erro deste bloco foram feitas medidas da tensão RMS da saída do oscilador com o multímetro Agilent 34410A

até 300 kHz. Os ensaios foram realizados para a frequência de excitação de 100 kHz, que é a mínima frequência de operação do instrumento, e para 300 kHz, que é a máxima frequência que o multímetro é capaz de medir. Para cada ensaio foram calculados o valor médio e o desvio padrão das 200 amostras adquiridas com período de amostragem de 2 segundos.

O grau de imprecisão do oscilador pode ser estimado através do desvio padrão das medidas ou incerteza padrão. A variável V_{osc} foi avaliada adotando-se a medida experimental da incerteza percentual expandida para três desvios padrão $U_{V_{osc}}(\%)$, conforme a equação (Diversos Autores, 1998):

$$U_{V_{osc}}(\%) = \pm \frac{3 \cdot \sigma_{V_{osc}}}{\overline{V_{osc}}} \cdot 100 \quad (89)$$

onde $\sigma_{V_{osc}}$ é o desvio padrão das medidas de V_{osc} e $\overline{V_{osc}}$ é o valor médio das medidas de V_{osc} .

4.2.2 Fonte de corrente

A avaliação da exatidão e precisão da fonte de corrente foi realizada através da utilização de sete cargas resistivas com valores conhecidos e, para cada carga, a corrente de saída foi medida indiretamente através da tensão RMS no resistor R_S disposto em série com a carga R_L , como mostra a Figura 25.

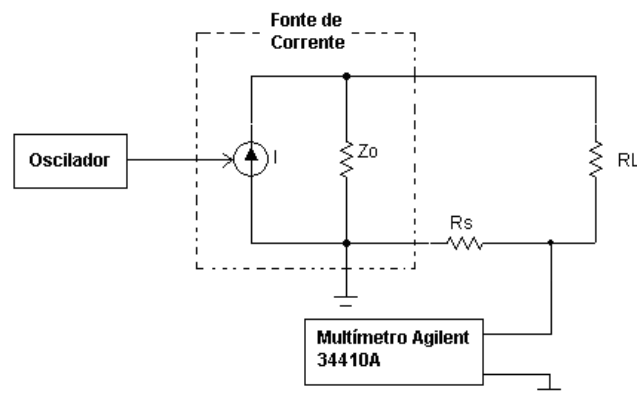


Figura 25 Topologia utilizada para a avaliação da fonte de corrente

O valor RMS da corrente de saída I_L foi calculado através de 200 amostras adquiridas pelo multímetro Agilent 34410A de forma idêntica a relatada na avaliação do circuito oscilador. A partir das 200 amostras adquiridas, foram calculados o desvio padrão e o valor médio das medidas com o objetivo de se avaliar a precisão e a exatidão deste bloco do sistema para as frequências 100 kHz e 300 kHz.

O grau de imprecisão da variável I_L foi avaliado adotando-se a medida experimental da incerteza percentual expandida para três desvios padrão $U_{IL}(\%)$, conforme a equação (Diversos Autores, 1998):

$$U_{IL}(\%) = \pm \frac{3 \cdot \sigma_{IL}}{\bar{I}_L} \cdot 100 \quad (90)$$

onde σ_{IL} é o desvio padrão das medidas da corrente I_L e \bar{I}_L é o valor médio das medidas da corrente I_L .

A fase da corrente de saída em relação à tensão do oscilador V_{osc} foi medida com o auxílio do osciloscópio digital Tektronics TDS 2014, onde foi mensurado o intervalo de tempo relativo entre os máximos das formas de onda V_{osc} e V_{RS} . Assim, a defasagem introduzida pela fonte de corrente foi calculada pela equação:

$$\theta_G = \frac{360^\circ \cdot \Delta t}{T} \quad (91)$$

onde Δt é o intervalo de tempo medido pelo osciloscópio e T é o período da forma de onda.

Não foi possível mensurar o desvio padrão das medidas de defasagem realizadas com o auxílio do osciloscópio devido à impossibilidade de acessar o registro das amostras de tensão adquiridas pelo instrumento. Assim, a medida foi realizada utilizando o valor médio das 128 amostras adquiridas pelo próprio osciloscópio.

4.2.3 Amplificador de instrumentação

O desempenho do amplificador de instrumentação foi avaliado através de ensaios realizados com o objetivo de verificar a relação de transferência, a resposta em frequência e a rejeição ao modo comum deste circuito. A aquisição das medidas deste bloco foi realizada de modo semelhante ao descrito anteriormente para a fonte de corrente e oscilador.

A relação de transferência do amplificador de instrumentação foi avaliada através da medida do valor RMS da tensão de saída V_{ina} em função da tensão de entrada V_L . A variação da tensão de entrada do amplificador de instrumentação foi feita através da utilização do mesmo conjunto de sete cargas resistivas utilizado na avaliação da fonte de corrente. A configuração deste ensaio pode ser visualizada na figura 26.

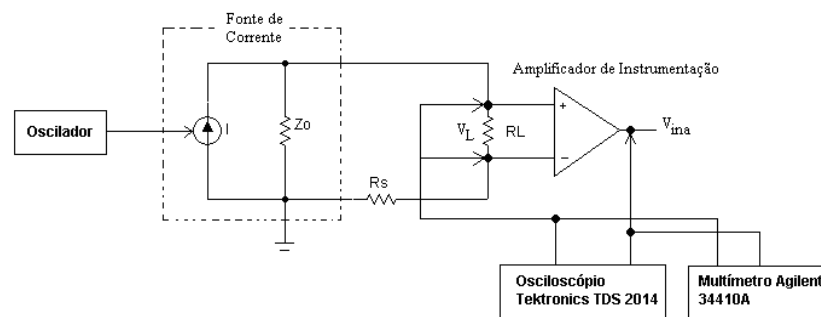


Figura 26 Configuração experimental para avaliação da relação de transferência do amplificador de instrumentação

O grau de imprecisão da variável V_{ina} foi calculada através da medida da incerteza percentual relativa ao fundo de escala $u_{V_{ina}}(\%)$ para três desvios padrão (DOEBELIN, 1983), conforme a equação:

$$u_{V_{ina}}(\%) = \pm \frac{3\sigma_{V_{ina}}}{FS_{V_{ina}}} \cdot 100 \quad (92)$$

onde $\sigma_{V_{ina}}$ e $FS_{V_{ina}}$ são o desvio padrão das medidas de V_{ina} e o fundo de escala da variável V_{ina} , respectivamente.

A rejeição ao modo comum do amplificador de instrumentação também foi analisada segundo a topologia apresentada na figura 27.

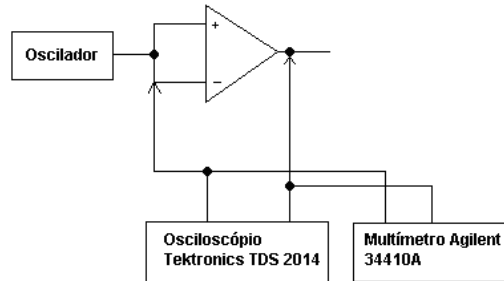


Figura 27 Topologia do ensaio para avaliação da rejeição ao modo comum

Neste ensaio foi adotada a tensão do oscilador como tensão de modo comum as entradas do amplificador de instrumentação, cujo valor foi medido com o multímetro Agilent 34410A e a rejeição ao modo comum foi calculada através da equação (FRANCO, 2002):

$$CMRR_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{A_d}{A_{cm}}\right) \quad (93)$$

onde A_{cm} é o ganho de modo comum, cuja medição foi realizada de acordo com a figura 27, e A_d é o ganho diferencial, cujo valor foi obtido em (ANALOG DEVICES, 2005).

A resposta em frequência do amplificador foi avaliada para as frequências 100 kHz e 300 kHz de acordo com a configuração apresentada na figura 28. Neste ensaio foi utilizado o circuito oscilador para geração do sinal de entrada e, para cada ensaio, foram adquiridas 200 amostras de tensão RMS na entrada e na saída do amplificador de instrumentação. O valor médio das tensões de entrada e saída foi calculado e o ganho deste estágio foi determinado pela equação:

$$A_1 = \frac{\overline{V_{ina}}}{V_{osc}} \quad (94)$$

A defasagem entre os sinais de entrada e saída do amplificador de instrumentação foi medida com o auxílio do osciloscópio digital Tektronics TDS 2014.

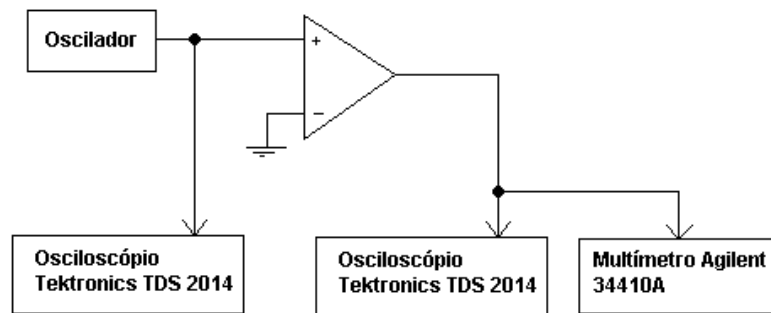


Figura 28 Topologia para determinação da resposta em frequência do amplificador de instrumentação

4.2.4 Canal de medição completo

O último ensaio realizado foi resposta do canal de medição completo em função da frequência e das cargas teste utilizadas. A saída em módulo foi avaliada em primeiro lugar seguindo a topologia apresentada na figura 29.

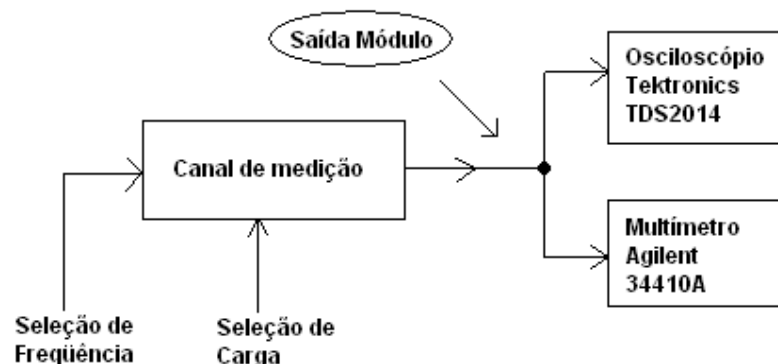


Figura 29 Topologia para avaliação da resposta em módulo do canal de medição

A avaliação da exatidão e da precisão da saída módulo V_{MAG} do canal de medição completo foi realizada através de 200 amostras adquiridas pelo multímetro Agilent 34410A. Para cada situação de carga e frequência de excitação o valor médio e o desvio padrão das medidas foram calculados. Assim como a saída módulo V_{MAG} , a saída fase V_{PHS} do canal de medição foi avaliada de forma similar.

O grau de imprecisão da variável V_{MAG} foi calculada através da medida da incerteza percentual relativa ao fundo de escala $u_{Vmag}(\%)$ para três desvios padrão (DOEBELIN, 1983), conforme a equação:

$$u_{Vmag}(\%) = \pm \frac{3\sigma_{Vmag}}{Fs_{Vmag}} \cdot 100 \quad (95)$$

onde σ_{Vmag} e Fs_{Vmag} são o desvio padrão das medidas de V_{MAG} e o fundo de escala da variável V_{MAG} , respectivamente.

A saída fase V_{PHS} do canal de medição foi avaliada de maneira similar à descrita para a saída módulo V_{MAG} , porém a medida do ângulo de defasagem entre os sinais V_a e V_b é realizada de maneira indireta através da tensão de saída V_{PHS} , como mostra a equação (7). Por conseguinte, foi adotada a medida da incerteza combinada da defasagem $\Delta\theta_{ab}$ entre os sinais V_a e V_b pela equação:

$$U_{C_{\Delta\theta_{ab}}} = \left[\frac{\partial}{\partial V_{PHS}} \Delta\theta(V_{PHS}) \right] U_{V_{PHS}} \quad (96)$$

onde $\Delta\theta(V_{PHS})$ é a diferença de fase entre os sinais V_a e V_b em função da tensão V_{PHS} e $U_{V_{PHS}}$ é a incerteza absoluta das medidas de V_{PHS} .

5 RESULTADOS

5.1 AVALIAÇÃO TEÓRICA DO CANAL DE MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA

Os resultados obtidos da avaliação teórica são apresentados nas figuras a seguir, onde se podem comparar as curvas teóricas e simuladas com as curvas ideais do canal de medição.

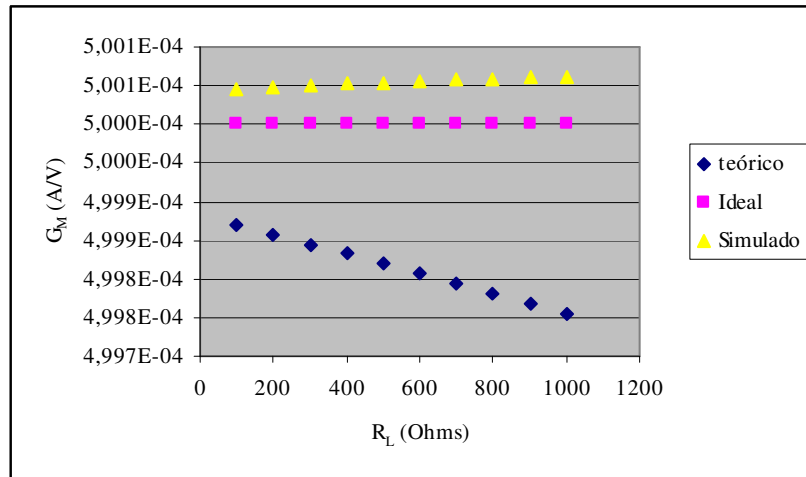


Figura 30 Curvas do módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente G_M em função da carga R_L a 100 kHz

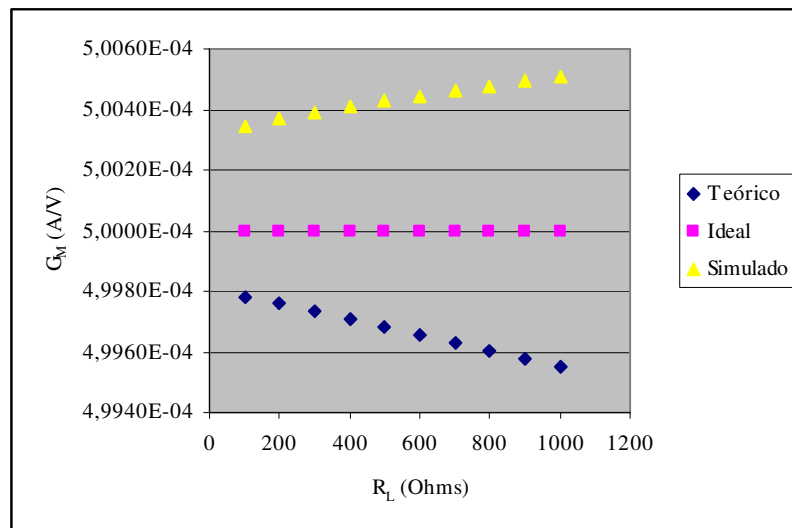


Figura 31 Curvas do módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente G_M em função da carga R_L a 300 kHz

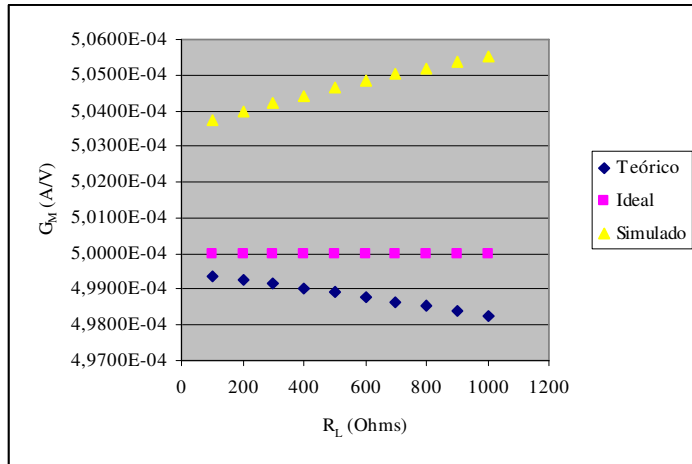


Figura 32 Curvas do módulo do ganho de transcondutância da fonte de corrente G_M em função da carga R_L a 1 MHz

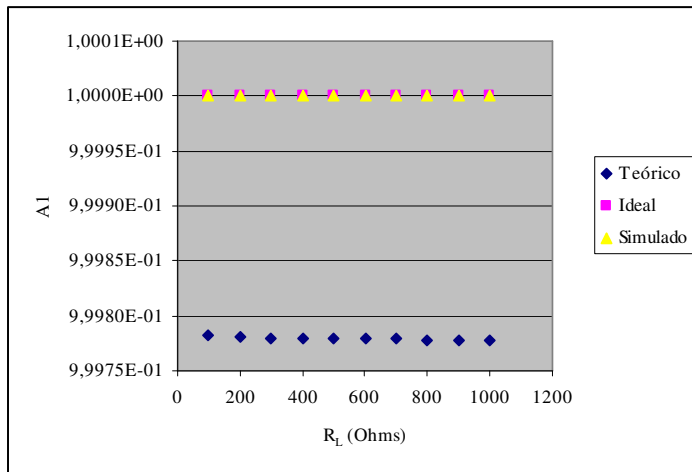


Figura 33 Curvas do módulo da função de transferência do amplificador de instrumentação A_I em função da carga R_L a 100 kHz

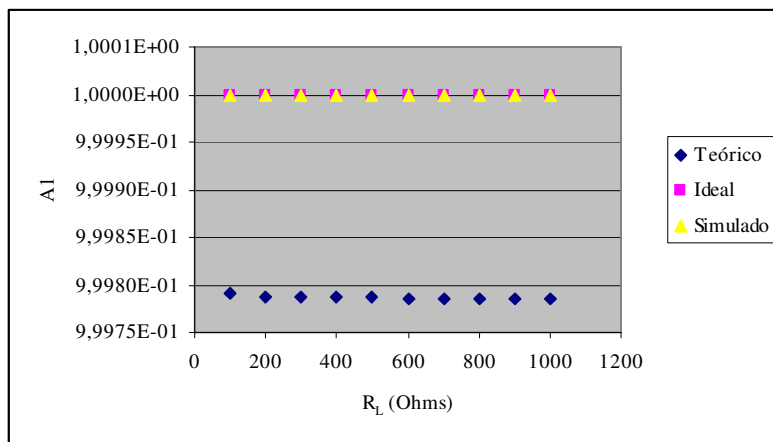


Figura 34 Curvas do módulo da função de transferência do amplificador de instrumentação A_I em função da carga R_L a 300 kHz

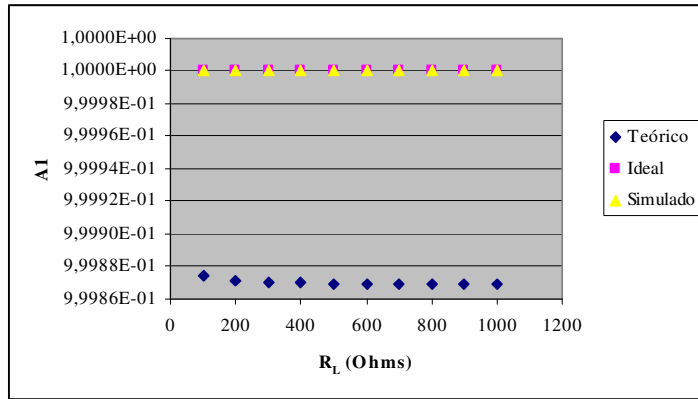


Figura 35 Curvas do módulo da função de transferência do amplificador de instrumentação A_1 em função da carga R_L a 1 MHz

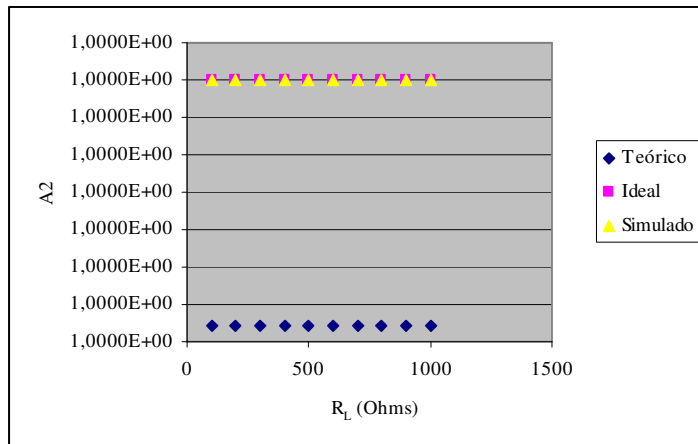


Figura 36 Curvas do módulo da função de transferência do buffer do oscilador A_2 em função da carga R_L a 100 kHz

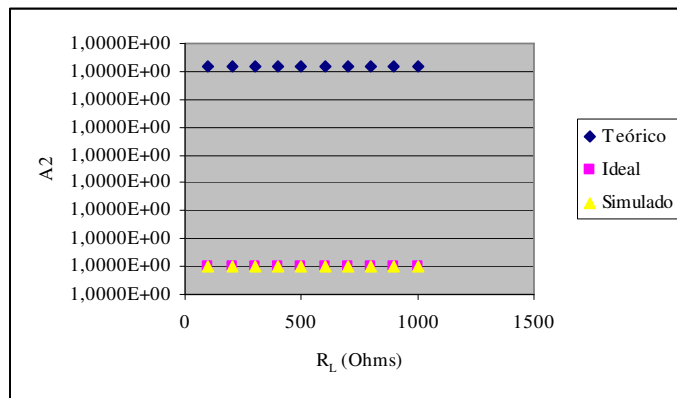


Figura 37 Curvas do módulo da função de transferência do buffer do oscilador A_2 em função da carga R_L a 300 kHz

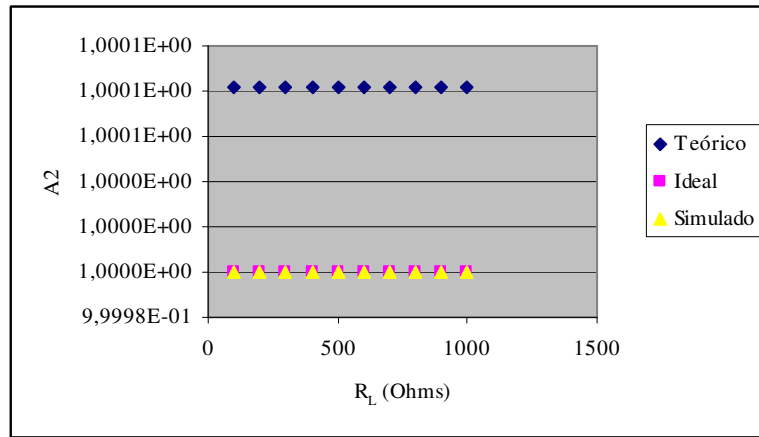


Figura 38 Curvas do módulo da função de transferência do buffer do oscilador A_2 em função da carga R_L a 1 MHz

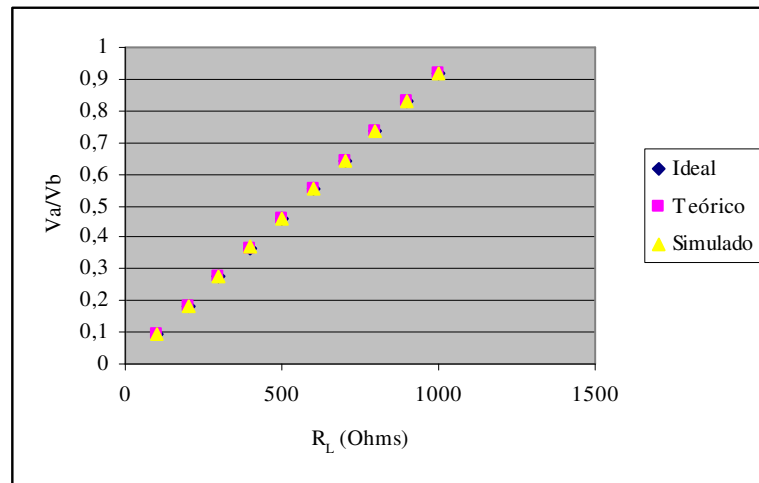


Figura 39 Razão entre o módulo dos sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 100 kHz.

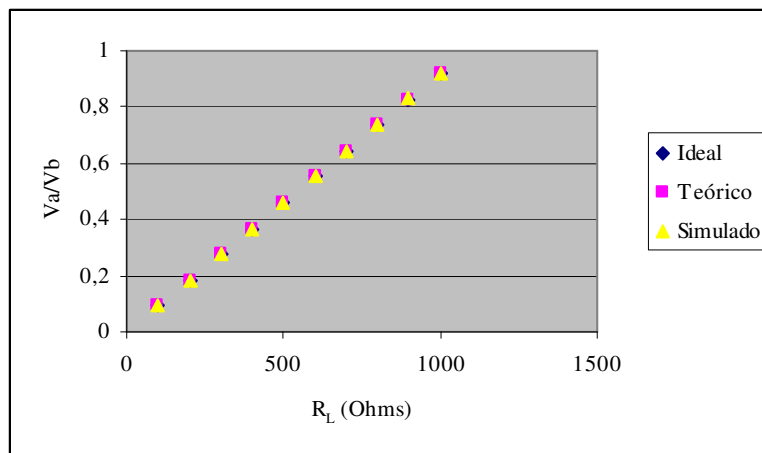


Figura 40 Razão entre o módulo dos sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 300 kHz.

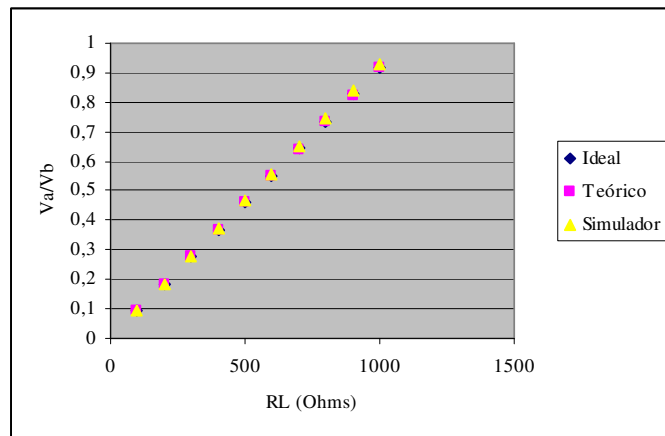


Figura 41 Razão entre o módulo dos sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 1 MHz.

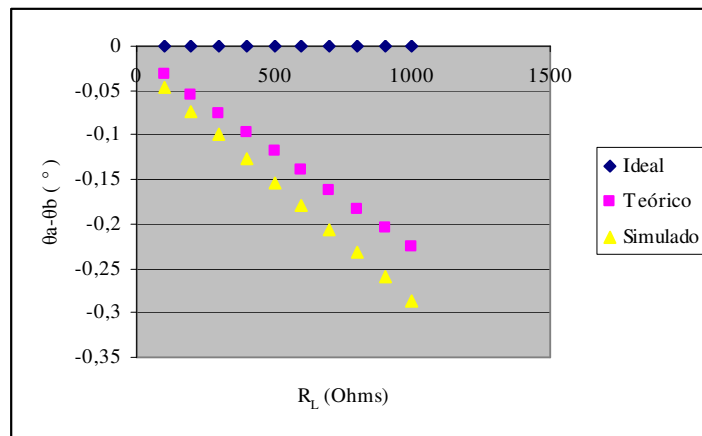


Figura 42 Defasagem entre os sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 100 kHz

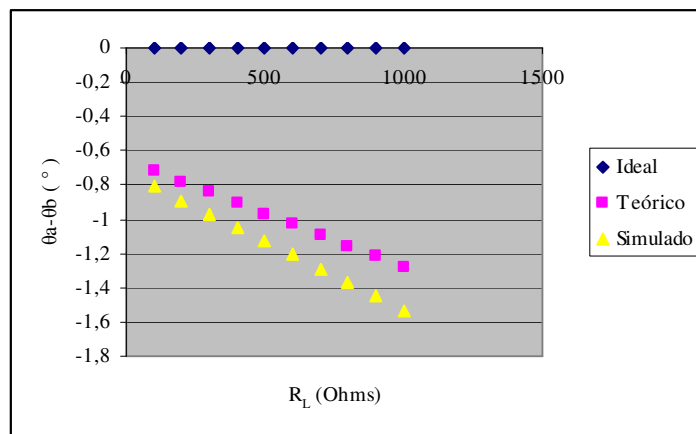


Figura 43 Defasagem entre os sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 300 kHz

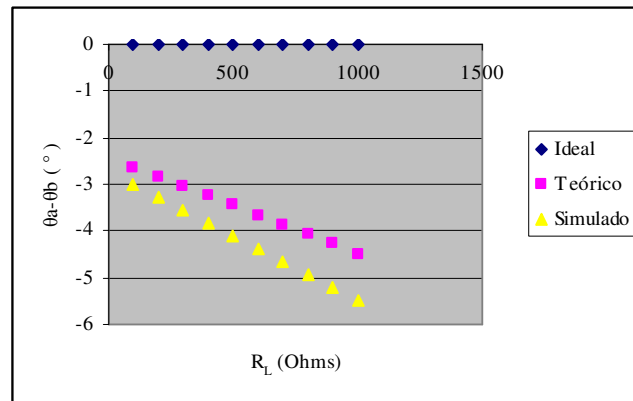


Figura 44 Defasagem entre os sinais V_a e V_b em função da carga R_L a 1 MHz

A tabela 2 apresenta os piores casos dos erros de tendência nas etapas do canal de medição. Os erros relativos ao modelo ideal são mostrados tanto para o modelo teórico desenvolvido quanto para a simulação.

Tabela 2 Resultados comparativos do erro de tendência das etapas do canal para o modelo teórico e simulação

	100 kHz		300 kHz		1 MHz	
	E(teórico)	E(simulado)	E(teórico)	E(simulado)	E(teórico)	E(simulado)
G_M	0,0480%	0,0120%	0,0900%	0,1010%	0,3540%	1,1030%
A_1	0,0220%	0,0000%	0,0210%	0,0000%	0,0130%	0,0000%
A_2	0,0003%	0,0000%	0,0003%	0,0000%	0,0080%	0,0000%
V_a / V_b	0,0740%	0,0400%	0,1100%	0,1400%	0,3700%	1,3000%
$\theta_a - \theta_b$	0,22°	0,28°	1,28°	1,53°	4,48°	5,47°

5.1.1 Resultados da análise da sensibilidade do canal de medição

Os resultados teóricos e simulados referentes à sensibilidade do canal de medição a variações na temperatura nas frequências 100 kHz e 1 MHz são apresentados nas tabelas 3 e 4, respectivamente. Entretanto, os resultados de simulação apresentaram sensibilidade nula a variações na tensão de alimentação tanto para as funções de transferência quanto para o canal de medição completo. Adicionalmente, os resultados da sensibilidade a variações na tensão de alimentação do modelo teórico para as frequências 100 kHz e 1 MHz foram os mesmos.

Assim, são apresentados os resultados teóricos da sensibilidade a variações na tensão de alimentação na tabela 5.

Tabela 3 Resultados teóricos e simulados da sensibilidade a variações na temperatura a 100 kHz.

	Modelo teórico	Simulação
$\Delta V_{osc}/\Delta T$	-2,070E-03	0,000E+00
$\Delta I_L/\Delta T$	-3,060E-08	-1,490E-08
$\Delta \theta_{IL}/\Delta T$	-4,949E-02	0,000E+00
$\Delta V_{ina}/\Delta T$	-9,515E-07	0,000E+00
$\Delta \theta_{vina}/\Delta T$	0,000E+00	0,000E+00
$\Delta V_{buf}/\Delta T$	-9,512E-07	0,000E+00
$\Delta \theta_{vbuf}/\Delta T$	-2,000E-02	0,000E+00
$\Delta(V_a/V_b)/\Delta T$	-5,635E-05	-2,770E-05
$\Delta(\theta_a-\theta_b)/\Delta T$	-4,949E-02	0,000E+00

Tabela 4 Resultados teóricos e simulados da sensibilidade a variações na temperatura a 1 MHz.

	Modelo teórico	Simulação
$\Delta V_{osc}/\Delta T$	-2,070E-03	0,000E+00
$\Delta I_L/\Delta T$	-4,538E-07	-2,210E-07
$\Delta \theta_{IL}/\Delta T$	-4,709E-01	0,000E+00
$\Delta V_{ina}/\Delta T$	-4,813E-05	0,000E+00
$\Delta \theta_{vina}/\Delta T$	0,000E+00	0,000E+00
$\Delta V_{buf}/\Delta T$	-4,814E-05	0,000E+00
$\Delta \theta_{vbuf}/\Delta T$	-2,016E-01	0,000E+00
$\Delta(V_a/V_b)/\Delta T$	-8,346E-04	-2,460E-04
$\Delta(\theta_a-\theta_b)/\Delta T$	-4,709E-01	0,000E+00

Tabela 5 Resultados teóricos da sensibilidade a variações na tensão de alimentação

	Modelo teórico
$\Delta V_{osc}/\Delta V_{cc}$	2,33E-05
$\Delta I_L/\Delta V_{cc}$	1,00E-13
$\Delta V_{ina}/\Delta V_{cc}$	1,58E-06
$\Delta \theta_{vina}/\Delta V_{cc}$	3,36E-04
$\Delta V_{buf}/\Delta V_{cc}$	3,16E-06
$\Delta \theta_{vbuf}/\Delta V_{cc}$	0,00E+00
$\Delta(V_a/V_b)/\Delta V_{cc}$	-1,44E-10
$\Delta(\theta_a-\theta_b)/\Delta V_{cc}$	0,00E+00

A tabela 6 apresenta os resultados teóricos da sensibilidade da corrente de saída da fonte de corrente, I_L e da impedância de saída Z_o em relação a variações nos valores dos componentes externos.

Tabela 6 Resultados teóricos e simulados da sensibilidade da fonte de corrente em relação às variações nos valores dos componentes externos a 100 kHz

	Modelo	Simulação
$\Delta I_L/\Delta R1$	1,66E-06	1,69E-06
$\Delta I_L/\Delta R2$	1,66E-06	1,68E-06
$\Delta I_L/\Delta R3$	4,17E-07	3,32E-07
$\Delta I_L/\Delta R4a$	4,10E-07	3,23E-07
$\Delta I_L/\Delta Z4b$	2,08E-06	1,84E-06
$\Delta Z_o/\Delta R1$	11,7 K	-
$\Delta Z_o/\Delta R2$	11,7 K	-
$\Delta Z_o/\Delta R3$	5,8 K	-
$\Delta Z_o/\Delta R4a$	5,8 K	-
$\Delta Z_o/\Delta Z4b$	5,8 K	-

5.1.2 Resultados da análise da propagação das incertezas ao longo do canal de medição

Nas tabelas 7 e 8 são apresentados os resultados das incertezas combinadas relativas para cada etapa do canal de medição nas frequências 100 kHz e 300 kHz, respectivamente.

Tabela 7 Valores calculados das incertezas combinadas relativas percentuais das etapas do canal de medição a 100 kHz

R_L	$S_{Vosc}(\%)$	$S_{IL}(\%)$	$S_{Vina}(\%)$	$S_{Vbuf}(\%)$	$S_{Va}(\%)$	$S_{Vb}(\%)$	$S_{Vmag}(\%)$	$S_{Vphs}(\%)$
100	0,056382	0,057468	0,057468	0,056382	0,070396	0,057629	0,085250	0,424875
200	0,056382	0,057488	0,057488	0,056382	0,070381	0,057629	0,051676	0,425022
300	0,056382	0,057515	0,057515	0,056382	0,070361	0,057629	0,041995	0,425159
400	0,056382	0,057548	0,057548	0,056382	0,070335	0,057629	0,037063	0,425288
500	0,056382	0,057588	0,057588	0,056382	0,070305	0,057629	0,033964	0,425409
600	0,056382	0,057634	0,057634	0,056382	0,070269	0,057629	0,031789	0,425521
700	0,056382	0,057688	0,057688	0,056382	0,070228	0,057629	0,030152	0,425625
800	0,056382	0,057748	0,057748	0,056382	0,070182	0,057629	0,028862	0,425720
900	0,056382	0,057814	0,057814	0,056382	0,070131	0,057629	0,027808	0,425806
1000	0,056382	0,057888	0,057888	0,056382	0,070075	0,057629	0,026926	0,425884

Tabela 8 Valores calculados das incertezas combinadas relativas percentuais das etapas do canal de medição a 300 kHz

R_L	$S_{Vosc}(\%)$	$S_{IL}(\%)$	$S_{Vina}(\%)$	$S_{Vbuf}(\%)$	$S_{Va}(\%)$	$S_{Vb}(\%)$	$S_{Vmag}(\%)$	$S_{Vphs}(\%)$
100	0,056382	0,057468	0,005749	0,056382	0,004977	0,057629	0,022596	0,002744
200	0,056382	0,057488	0,011502	0,056382	0,009957	0,057629	0,022601	0,294465
300	0,056382	0,057514	0,017261	0,056382	0,014945	0,057629	0,022607	0,317703
400	0,056382	0,057547	0,023026	0,056382	0,019940	0,057629	0,022614	0,343684
500	0,056382	0,057587	0,028801	0,056382	0,024947	0,057629	0,022623	0,371962
600	0,056382	0,057633	0,034587	0,056382	0,029967	0,057629	0,022633	0,402173
700	0,056382	0,057686	0,040387	0,056382	0,035003	0,057629	0,022645	0,434035
800	0,056382	0,057746	0,046202	0,056382	0,040057	0,057629	0,022659	0,467330
900	0,056382	0,057812	0,052034	0,056382	0,045130	0,057629	0,022674	0,501895
1000	0,056382	0,057885	0,057885	0,056382	0,050226	0,057629	0,022690	0,537603

5.2 RESULTADOS DA AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL

Nesta seção serão apresentados os resultados das medidas práticas realizadas no canal de medição implementado.

5.2.1 Circuito oscilador

De acordo com a metodologia apresentada no capítulo 4, os resultados das medidas realizadas na tensão de saída do oscilador V_{osc} são apresentados na tabela 9.

Tabela 9 Medidas experimentais do oscilador

Frequência de saída	\overline{V}_{osc} (V _{RMS})	$\sigma_{V_{osc}}$ (V _{RMS})	$U_{V_{osc}}$ (%)
100 kHz	0,704273	0,000032	0,013528
300 kHz	0,706279	0,000036	0,015261

5.2.2 Fonte de corrente

A avaliação da fonte de corrente foi realizada através do conjunto de cargas resistivas, cujos valores medidos são apresentados na tabela 10.

Tabela 10 Valores medidos dos resistores utilizados no circuito

Valor Nominal (Ω)	\overline{V} (Ω)	σ (Ω)
RS=63,9	63,927427	0,000451
RL=100	98,715106	0,000376
RL=220	219,080705	0,000547
RL=470	464,916795	0,000514
RL=560	554,417070	0,000661
RL=680	670,593060	0,000849
RL=820	811,161550	0,000556
RL=1000	990,690375	0,000668

A tabela 11 apresenta os resultados obtidos para a fonte de corrente nas frequências de excitação 100 kHz e 300 kHz.

Tabela 11 Resultados da avaliação experimental da fonte de corrente

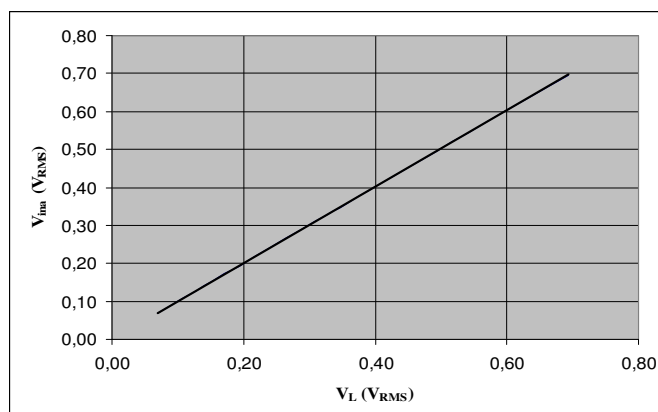
Carga R_L (Ω)	I_L (mA_{rms}) @ 100 kHz	U_{IL} (%) @ 100 kHz	θ_G @ 100 kHz	I_L (mA_{rms}) @ 300 kHz	U_{IL} (%) @ 300 kHz	θ_G @ 300 kHz
100	0,7019	0,0256	1,80°	0,7030	0,0450	8,1°
220	0,7017	0,0270	1,80°	0,7010	0,0429	8,1°
470	0,7010	0,0326	3,60°	0,6956	0,0462	10,8°
560	0,7010	0,0290	3,60°	0,6937	0,0573	10,8°
680	0,7007	0,0366	3,60°	0,6956	0,0671	13,5°
820	0,7003	0,0502	3,60°	0,6935	0,0846	10,5°
1000	0,6996	0,0573	5,40°	0,6804	0,1406	16,2°

5.2.3 Amplificador de Instrumentação

Os resultados do ensaio para caracterização da relação de transferência do amplificador de instrumentação a 100 kHz são apresentados na tabela 12 e a figura 45 apresenta os resultados de forma gráfica.

Tabela 12 Resultados da avaliação experimental do amplificador de instrumentação a 100 kHz

R_L (Ω)	V_L (V_{RMS})	u_{VL} p/3 σ (%)	V_{ina} (V_{RMS})	u_{Vina} p/3 σ (%)
100	0,069292	0,001659	0,069619	0,001895
220	0,153733	0,001745	0,154601	0,003869
470	0,325909	0,002107	0,327908	0,005793
560	0,388637	0,001874	0,390898	0,007947
680	0,469869	0,002367	0,473076	0,010602
820	0,568063	0,003244	0,571560	0,013340
1000	0,693061	0,003698	0,696702	0,019038

**Figura 45 Relação de transferência do amplificador de instrumentação a 100 kHz**

A equação de saída do amplificador de instrumentação obtida experimentalmente por regressão linear para a frequência 100 kHz é:

$$V_{ina} = 1,0057.V_L + 7 \times 10^{-5} \quad (97)$$

onde V_{ina} é a tensão de saída do amplificador de instrumentação e V_L a tensão na carga.

Para a frequência de excitação de 300 kHz, os resultados do ensaio para caracterização da relação de transferência do amplificador de instrumentação são apresentados na tabela 13 e a figura 46 apresenta os resultados na forma gráfica.

Tabela 13 Resultados da avaliação experimental do amplificador de instrumentação a 300 kHz

R_L (Ω)	V_L (V_{RMS})	u_{VL} p/3 σ (%)	V_{ina} (V_{RMS})	u_{Vina} p/3 σ (%)
100	0,069399	0,003000	0,069668	0,002279
220	0,153574	0,002850	0,154308	0,008890
470	0,323387	0,003046	0,325134	0,010946
560	0,384582	0,003769	0,386657	0,011493
680	0,466488	0,004424	0,468845	0,016049
820	0,562527	0,005564	0,564729	0,021005
1000	0,674092	0,009070	0,676362	0,029859

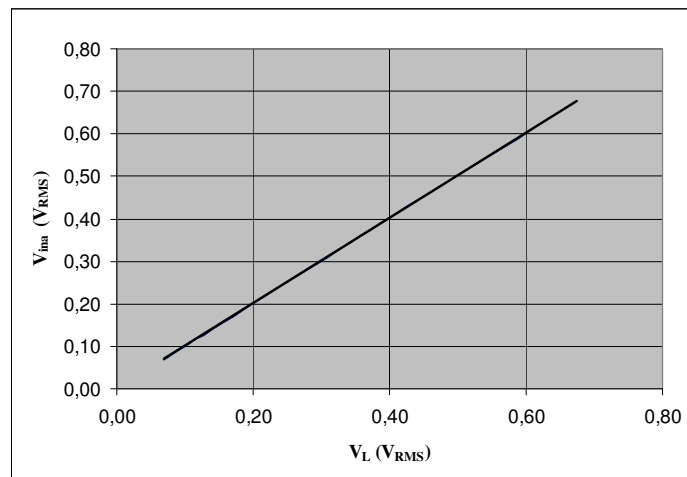


Figura 46 Relação de transferência do amplificador de instrumentação a 300 kHz

A equação de saída do amplificador de instrumentação obtida experimentalmente por regressão linear para a frequência 300 kHz é:

$$V_{ina} = 1,0307.V_L + 4,3 \times 10^{-3} \quad (98)$$

onde V_{ina} é a tensão de saída do amplificador de instrumentação e V_L a tensão na carga. O coeficiente de correlação R^2 das equações (97) e (98) são 1 e 0,9997, respectivamente.

Os resultados do ensaio para determinação da rejeição ao modo comum do amplificador de instrumentação a 100 kHz e 300 kHz são apresentados na tabela 14.

Tabela 14 Resultados da avaliação do CMRR do amplificador de instrumentação

	100 kHz	300 kHz
V_{osc} (V_{RMS})	0,704273	0,706279
V_{ina} (V_{RMS})	0,001165	0,003377
CMRR (dB)	120,63	101,41

Por fim, o ensaio da resposta do amplificador de instrumentação nas frequências de interesse 100 kHz e 300 kHz foi realizado e os resultados obtidos são apresentados na tabela 15 para o fundo de escala da carga.

Tabela 15 Resultados obtidos da resposta em frequência do amplificador de instrumentação

Frequência	$\overline{V_{ina}}$ (V _{RMS})	$\overline{V_{osc}}$ (V _{RMS})	A_1	θ_1
100 kHz	0,705356	0,704273	1,001537	0°
300 kHz	0,708045	0,706279	1,002500	0°

5.2.4 Canal de medição completo

A resposta do canal de medição completo foi avaliada e para a saída módulo V_{MAG} os resultados dos ensaios para 100 kHz e 300 kHz são apresentados na tabela 16. A saída V_{MAG} em função da carga R_L pode ser visualizada na figura 47.

Tabela 16 Medidas da tensão da saída V_{MAG} em função da carga R_L nas frequências 100 kHz e 300 kHz.

R_L (Ω)	V_{MAG} (V) @ 100 kHz	u_{Vmag} (%) @ 100 kHz	V_{MAG} (V) @ 300 kHz	u_{Vmag} (%) @ 300 kHz
100	0,3371	0,0050	0,3346	0,0087
220	0,5481	0,0054	0,5462	0,0056
470	0,7466	0,0048	0,7437	0,0054
560	0,7923	0,0047	0,7891	0,0063
680	0,8390	0,0065	0,8367	0,0066
820	0,8799	0,0064	0,8774	0,0048
1000	0,9158	0,0048	0,9107	0,0087

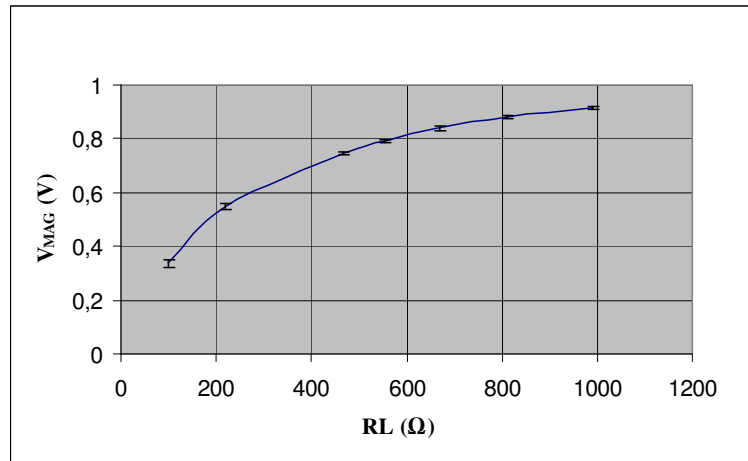


Figura 47 Medidas de V_{MAG} em função da carga resistiva R_L para 100 kHz

A equação ajustada de V_{MAG} para 100 kHz resultou em:

$$V_{MAG} = 0,5876 \cdot \log(R_L) - 0,8285 \quad (99)$$

cujo coeficiente de correlação R^2 é 0,9982.

Para a frequência de excitação de 300 kHz, o gráfico da curva V_{MAG} em função da carga R_L é apresentado na figura 48.

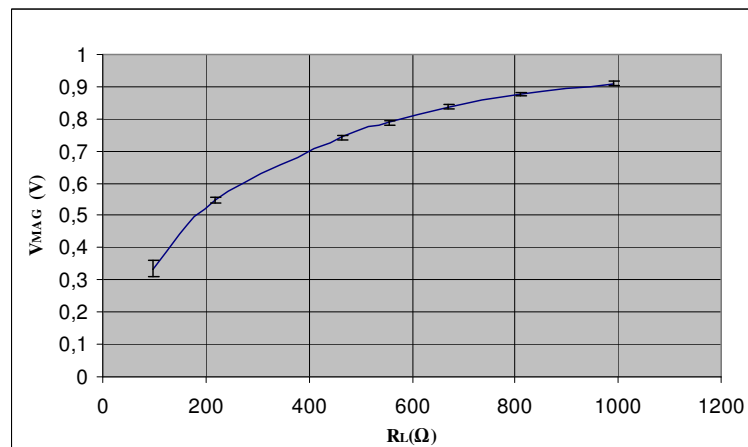


Figura 48 Medidas de V_{MAG} em função da carga resistiva R_L para 300 kHz

A equação ajustada de V_{MAG} para 100 kHz resultou em:

$$V_{MAG} = 0,5860 \cdot \log(R_L) - 0,8273 \quad (100)$$

cujo coeficiente de correlação R^2 é 0,9979.

A resposta da saída fase V_{PHS} do canal de medição completo e a incerteza combinada da medida da defasagem dos sinais V_a e V_b foram avaliadas e os resultados obtidos nos ensaios para 100 kHz e 300 kHz são apresentados na tabela 17 e 18, respectivamente.

Tabela 17 Medidas da saída fase em função da carga R_L na frequência 100 kHz

R_L (Ω)	V_{PHS} (V)	$\sigma_{V_{phs}}$ (V)	$\theta_a - \theta_b$ ($^\circ$)	U_C p/ 3σ ($^\circ$)
100	1,787517	2,6917E-04	1,2483E+00	2,6917E-02
220	1,788733	1,5836E-04	1,1267E+00	1,5836E-02
470	1,816837	1,1972E-04	1,6837E+00	1,1972E-02
560	1,831882	2,0200E-04	3,1882E+00	2,0200E-02
680	1,847581	1,1260E-04	4,7581E+00	1,1260E-02
820	1,841569	1,0829E-04	4,1569E+00	1,0829E-02
1000	1,833048	5,2702E-05	3,3048E+00	5,2702E-03

Tabela 18 Medidas da saída fase em função da carga R_L na frequência 300 kHz

R_L (Ω)	V_{PHS} (V)	$\sigma_{V_{phs}}$ (V)	$\theta_a - \theta_b$ ($^\circ$)	U_C p/ 3σ ($^\circ$)
100	1,783740	2,6917E-04	1,6260E+00	3,1843E-04
220	1,787674	1,5836E-04	1,2326E+00	2,4233E-04
470	1,791662	1,1972E-04	8,3381E-01	6,2725E-05
560	1,782035	2,0200E-04	1,7965E+00	6,4413E-05
680	1,765915	1,1260E-04	3,4085E+00	6,0179E-05
820	1,749034	1,0829E-04	5,0966E+00	5,1912E-05
1000	1,730329	5,2702E-05	6,9671E+00	6,2198E-05

A resposta da saída fase V_{PHS} em função da carga R_L e a defasagem calculada entre os sinais V_a e V_b no detector de ganho e fase são apresentadas nas figuras 49 e 50, respectivamente.

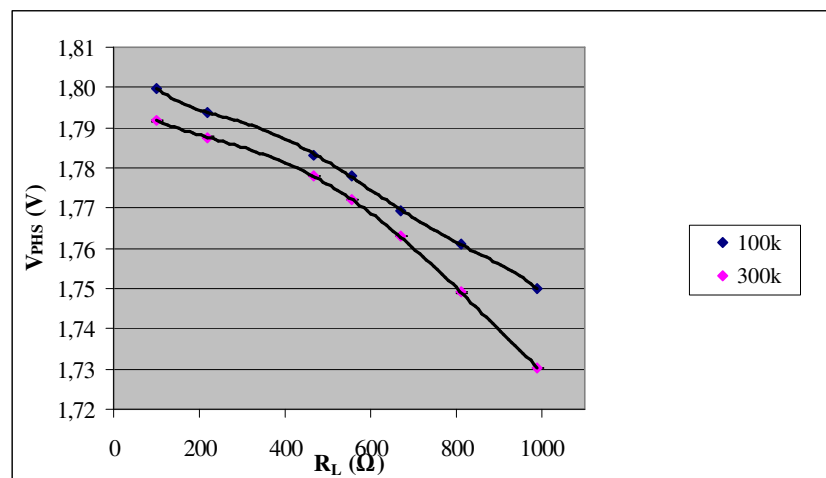


Figura 49 Saída V_{PHS} em função da carga nas frequências 100 kHz e 300 kHz

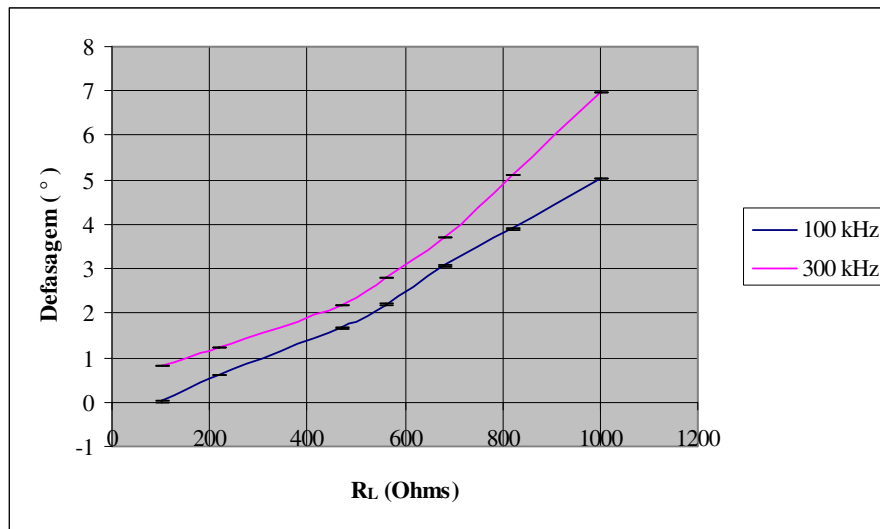


Figura 50 Valor absoluto da defasagem calculada nas frequências 100 kHz e 300 kHz

Por fim, as tabelas 19 e 20 apresentam os respectivos erros de tendência, $\varepsilon_{V_{mag}}$ e $\varepsilon_{V_{phs}}$, do canal de medição para as saídas V_{MAG} e V_{PHS} em função do valor da carga e da frequência de excitação.

Tabela 19 Erro de tendência percentual para V_{MAG} nas frequências 100 kHz e 300 kHz

R _L (Ω) nominal	100	220	470	560	680	820	1000
$\varepsilon_{V_{mag}}$ (%) @ 100 kHz	6,18	4,39	3,56	3,34	2,80	1,65	0,20
$\varepsilon_{V_{mag}}$ (%) @ 300 kHz	6,85	4,92	3,86	3,59	3,16	1,99	0,14

Tabela 20 Erro de tendência percentual para V_{PHS} nas frequências 100 kHz e 300 kHz

R _L (Ω) nominal	100	220	470	560	680	820	1000
$\varepsilon_{V_{phs}}$ (%) @ 100 kHz	0,01	0,34	0,92	1,21	1,71	2,16	2,79
$\varepsilon_{V_{phs}}$ (%) @ 300 kHz	0,45	0,67	1,20	1,54	2,05	2,82	3,85

6 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Um canal de medição de bioimpedâncias foi proposto neste trabalho visando à medida em módulo e fase de impedâncias de carga até 1 k Ω com avaliação do desempenho nas frequências 100 kHz, 300 kHz e 1 MHz. Um modelo teórico foi desenvolvido para cada etapa do canal de medição incluindo as não idealidades dos componentes utilizados na implementação prática. A análise teórica foi realizada com o objetivo de se avaliar os erros de tendência nas etapas do circuito tendo como referência um modelo ideal do sistema. Também foi realizada a análise da sensibilidade com relação à variação de parâmetros como temperatura, tensão de alimentação e valores dos componentes externos para se avaliar qual etapa do canal de medição é menos robusta a variação de tais parâmetros. A análise da propagação de incertezas ao longo do circuito foi desenvolvida para se avaliar qual o bloco é mais crítico para a exatidão final da medida.

A análise teórica foi seguida de simulações SPICE para se verificar o desempenho do circuito e comparar os resultados com os modelos teóricos desenvolvidos. Após a realização da análise teórica uma implementação do canal de medição em placa de circuito impresso foi desenvolvida e a análise experimental foi realizada com o objetivo de se verificar o desempenho previsto pelo modelo teórico.

De acordo com os resultados obtidos na análise teórica do canal, o erro de tendência das etapas do canal de medição aumenta com a frequência. Este comportamento é atribuído principalmente as capacitâncias parasitas incluídas nos modelos dos componentes e pela limitação da resposta em frequência dos amplificadores operacionais escolhidos para o projeto. Nesta análise pode-se inferir que o caminho de sinal menos crítico é o do *buffer* do oscilador de acordo com a tabela 2, pois possui apenas dois blocos constituídos de um amplificador *buffer* e uma rede de atenuação. Entretanto, o caminho do sinal da carga é mais complexo, contribuindo assim para uma parcela maior de erro de tendência no canal de

medição. Neste caminho de sinal, o bloco mais crítico é a fonte de corrente (PORTO; BRITO; SCHUCK, 2008), pois o erro de tendência em módulo e fase na saída do canal de medição é similar ao encontrado na fonte de corrente.

No que diz respeito a análise teórica da sensibilidade a variação de parâmetros, os resultados de simulação apresentaram valores desprezíveis na maior parte dos ensaios. As variações na tensão de alimentação não afetaram as respostas em simulação dos blocos do canal de medição. Entretanto, no modelo teórico o bloco que acusou maior variação com respeito à tensão de alimentação foi o oscilador. Mesmo assim, na entrada do detector de ganho e fase a variação da razão entre os sinais V_a e V_b é cerca de 160 mil vezes menor que a variação na amplitude do oscilador. A partir dos dados da tabela 5, nota-se que a detecção de ganho e fase rejeita as variações de módulo e fase das etapas do canal de medição, pois as variações na tensão de alimentação afetam os dois canais do detector de maneira similar, ocasionando assim o cancelamento parcial deste efeito na saída do canal.

A sensibilidade das etapas do circuito com relação à temperatura apresentou resultados no modelo teórico superiores aos resultados de simulação, mesmo, não tendo sido consideradas no modelo teórico as informações de *drifts* dos componentes AD8130 e AD8302. Entretanto, novamente o processo de detecção de ganho e fase apresentou sensibilidade menor com relação à temperatura do que nas etapas anteriores do canal de medição.

Na análise da sensibilidade da fonte de corrente em relação às variações nos valores dos componentes externos chama-se a atenção na grande sensibilidade da impedância de saída em relação aos componentes externos R_1 e R_2 . Portanto, é importante que estes resistores sejam de alta precisão e baixo coeficiente térmico para garantir a estabilidade da impedância de saída e, conseqüentemente a corrente de excitação I_L .

De acordo com os dados das tabelas 7 e 8, as incertezas relativas nas etapas do circuito apresentaram valores similares em 100 kHz e 300 kHz. Entretanto, a incerteza na saída V_{MAG} é menor que as incertezas nas etapas anteriores. Este resultado também se verifica na avaliação experimental. Além disso, as incertezas ao longo do caminho de sinal do oscilador não dependem do valor da carga como era esperado. Os níveis de incerteza em V_{PHS} são maiores que as em V_{MAG} , pois as parcelas que compõem a incerteza combinada na equação (63) possuem maiores valores do que no cálculo da incerteza combinada de V_{MAG} .

A avaliação experimental das incertezas das etapas do canal de medição aprestou resultados similares aos encontrados na avaliação teórica. Entretanto, os resultados experimentais das incertezas combinadas nas saídas do circuito foram menores do que os obtidos na análise teórica, pois nesta última análise é considerado o pior caso na incerteza, o que não aconteceu na avaliação experimental devido à baixa dispersão das medidas efetuadas.

No que diz respeito ao erro de tendência do canal de medição, em situações de carga próxima ao limite inferior da faixa de medição (100 Ω) o erro percentual obtido foi de 6,85% contra 0,14% próximo ao fundo de escala da carga (1 k Ω) para V_{MAG} . O erro de tendência em V_{PHS} apresentou um comportamento inverso ao de V_{MAG} apresentando erro de 0,45% para 100 Ω e 3,85% para 1 k Ω . A justificativa desta diferença reside nos modelos teóricos utilizado na análise, os quais não levam em conta todas as capacitâncias parasitas na implementação em placa de circuito impresso.

O erro médio quadrático total na análise experimental do canal de medição proposto é praticamente igual ao erro de tendência, pois a influência do erro aleatório no sistema pode ser desprezada. Este resultado é de grande importância, uma vez que erros aleatórios não podem ser compensados (DIVERSOS AUTORES, 1998). As técnicas e instrumentos utilizados para a montagem do protótipo contribuíram para reduzir o máximo possível o ruído nas medições. Entretanto, o erro total do circuito, sob certo aspecto, não atende as

especificações sugeridas na literatura. Mas, a parcela de erro de tendência pode ser ajustada posteriormente no sistema de medição, podendo ser feita de maneira digital (PORTO; SCHUCK, 2007).

Embora existam incertezas experimentais da ordem de 0,1% na fonte de corrente e 0,03% no amplificador de instrumentação, o canal de medição completo apresenta uma incerteza de 0,008% para medidas de amplitude e 0,05% para medidas de fase. A demodulação efetuada pelo circuito integrado AD8302 contribui para a redução da dispersão das medidas (PORTO; BRITO; SCHUCK, 2008).

Como sugestão de melhorias futuras, pode-se investigar melhor o bloco da fonte de corrente devido a sua grande influencia na exatidão do canal. As soluções para corrigir os erros sistemáticos da fonte de corrente *Howland* apresentadas na literatura usualmente são: a inserção de potenciômetros digitais e o uso conversores de impedância negativa (HOLDER, 2005), (ROSS *et al*, 2003). Entretanto, não basta apenas compensar o descasamento dos resistores externos, é necessário também compensar os erros que o amplificador operacional introduz como mostra a equação (20). Podem-se empregar outros modelos de amplificadores operacionais com largura de banda maior tendo assim um ganho de laço aberto maior na faixa de frequências de operação e menor defasagem.

Como trabalhos futuros também estará a realização da metodologia de avaliação experimental descrita neste trabalho para a frequência de 1 MHz, a qual não pode ser realizada pela indisponibilidade de equipamentos no laboratório. Por fim, uma vez feita a caracterização do canal de medição de bioimpedâncias proposto, levando ao conhecimento dos erros aleatórios e sistemáticos do circuito, o próximo passo a ser realizado é a montagem de 32 canais de medição para poder realizar imagens tomográficas de impedância em *phantoms* a serem desenvolvidos no laboratório de instrumentação eletroeletrônica da UFRGS.

REFERÊNCIAS

- WILSON, B. A Low-Distortion Bipolar Feedback Current Amplifier Technique. **Proceedings of the IEEE**, pp 1514-1515, 1981.
- NOWICKI, D. J.; WEBSTER, J. G. A One Op-Amp Current Source for Electrical Impedance Tomography. **IEEE Engineering in Medicine & Biology Society 11th Annual International Conference**, p. 0457-0458, 1989.
- LIDGEY, F. J.; ZHU, Q. S.; McLEOD, C. N.; BRECKON, W. R. Electrode current determination from programmable current sources. **Clin. Phys. Physiol. Meas.** **13 (Suppl A)**, p. 43-46, 1992.
- DENYER, C. W.; LIDGEY, F. J.; ZHU, Q. S.; McLEOD, C. N. High Output Impedance Voltage Controlled Current Source For Bio-Impedance Instrumentation. **Proceedings of the IEEE EMBS Conference**, p. 1026-1027, 1993.
- DENYER, C. W.; LIDGEY, F. J.; ZHU, Q. S.; McLEOD, C. N. A High Output Impedance Current Source. **Physiol. Meas.** **15**, p. A79-A82, 1994.
- JOSSINET, J.; TOURTEL, C.; JARRY, R. Active Electrodes For *in vivo* Electrical Impedance Tomography. **Physiol. Meas.** **15**, p. A83-A90, 1994.
- COOK, R. D.; SAULNIER, G. J.; GISSER, D. G.; GOBLE, J. C.; NEWELL, J. C.; ISAACSON, D. ACT3: A High-Speed, High-Precision Electrical Impedance Tomograph. **IEEE Transactions on biomedical engineering**, vol. **41**, No.8, p. 713-722, 1994.
- BRAGÓS, R.; ROSELL, J.; RIU, P. A Wide-Band AC-Coupled Current Source for Electrical Impedance Tomography. **Physiol. Meas.** **15**, p. A91-A99, 1994.
- SMITH, R. W. M.; FREESTON, I. L.; BROWN, B. H. A Real Time Electrical Impedance Tomography System for Clinical Use – Design and Preliminary Results. **IEEE Transactions on biomedical engineering**, vol. **42**, No.2, p. 133-140, 1995.
- WANG, W.; CHENG, Z.; McCormick, M. A Design of Programmable Wide Bandwidth Current Source for an Impedance Tomography System. **Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society**, p. 800-801, 1996.
- BOONE, K. G.; HOLDER, D. S. Current Approaches to Analogue Instrumentation Design in Electrical Impedance Tomography. **Physiol. Meas.** **17**, p. 229-247, 1996.
- BERTEMES-FILHO, P.; BROWN, B. H.; WILSON, A. J. A Comparison of Modified Howland Circuits as Current Generators With Current Mirror Types Circuits. **Physiol. Meas.** **21**, p. 1-6, 2000.

HARTOV, A.; MAZZARESE, R. A.; REISS, F. R.; KERNER, T. E.; OSTERMAN, K. S.; WILLIAMS, D. B.; PAULSEN, K. D. A Multichannel Continuously Selectable Multifrequency Electrical Impedance Spectroscopy Measurement System. **IEEE Transactions on biomedical engineering**, vol. 47, No. 1, p. 49-58, 2000.

ROSS, A. S.; SAULNIER, G. J.; NEWELL, J. C.; ISAACSON, D. Current Source Design for Electrical Impedance Tomography. **Physiol. Meas.** 24, p. 509-516, 2003.

LEE, J. W.; OH, T. I.; PAEK, S. M.; LEE, J. S.; WOO, E. J. Precision Constant Current Source for Electrical Impedance Tomography. **Proceedings of the annual international conference of the IEEE EMBS**, p. 1066-1069, 2003.

TSUNAMI, D.; McNAMES, J.; COLBERT, A.; PEARSON, S.; HAMMERSCHLAG, R. Variable Frequency Bioimpedance Instrumentation. **Proceedings of the annual international conference of the IEEE EMBS**, p. 2386-2389, 2004.

ARMSTRONG, S.; JENNINGS, D. Current Injection Electrodes for Electrical Impedance Tomography. **Physiol. Meas.** 25, p. 797-802, 2004.

CHENG, K. S.; CHEN, C. Y.; HUANG, M. W.; CHEN, C. H. A Multi-Frequency Current Source for Bioimpedance Application. 2006. Disponível em: <<http://medlab.cs.uoi.gr/itab2006/proceedings/ECG%20&%20Bioimpedance/90.pdf>> Acesso em 10 abr. 2007.

BERTEMES FILHO, P.; LIMA, R. G.; AMATO, M. B. P.; TANAKA, H. Performance of an Adaptive Multiplexed Current Source Used in Electrical Impedance Tomography. In. XX CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA, 2006, **Anais ...** p. 1167-1170.

HOLDER, D. S. **Electrical Impedance Tomography. Methods, History and Applications.** Bristol: Institute of Physics Publishing, 2005. p. 67-104. ISBN 0-7503-0952-0.

SHUAI, Z.; GUIZHI, X.; HUANLI, W.; DUYAN, G.; WEILI, Y. Multi-Frequency EIT Hardware System Base on DSP. 2006. Disponível em: <http://embc2006.njit.edu/pdf/908_Wu.pdf> Acesso em 11 abr. 2007.

CHEN, Y. C.; LU, Y. Y.; HUANG, W. L.; CHENG, K. S. The Simulation of Current Generator Design for Multi-Frequency Electrical Impedance Tomograph. 2006. Disponível em: <<http://delivery.acm.org/10.1145/1170000/1166576/p396-rangraz.pdf>> Acesso em 11 abr. 2007.

TOBEY, G. E.; GRAEME, J. G.; HUELSMAN, L. P. Operational Amplifiers. Design and Applications. Tokyo: McGraw-Hill Kogakusha, 1971. p.225-228. ISBN 07-064917-0.

BAYFORD, R. H. Bioimpedance tomography (electrical impedance tomography). *Annu. Rev. Biomed Eng.* 8, pp. 63-91, 2006.

BROWN, B. H.; SEAGAR, A. D. The Sheffield data collection system. *Clin Phys. Physiol. Meas.* 8, Suppl. A91 – 97, 1987.

DENYER, C. W.; LIDGEY, F. J.; MCLEOD, C. N. ZHU, Q. S.; Current source calibration simplifies high-accuracy current source measurement. *Innov. Tech, Biol. Med.* 15, pp. 48-55, 1994a.

SMITH, R. W. M.; FREESTON, I. L.; BROWN, B. H.; SINTON, A. M. Design of a phase-sensitive detector to maximize signal-to-noise ratio in the presence of Gaussian wide-band noise. *Meas. Sci. Technol.* 3, pp. 1054-1062, 1992.

BROWN, B. H.; BARBER, D. C.; WANG, W.; LU, L.; LEATHARD, A. D.; SMALLWOOD, R. H.; HAMPSHIRE, A. R.; MACKAY, R.; HATZIGALANIS, K. Multi-frequency imaging and modeling of respiratory related impedance changes. *Physiol. Meas.* 15, Suppl. 2A, pp. 1-11, 1994.

WILSON, A. J.; MILNES, P.; WATERWORTH, A. R.; SMALLWOOD, R. H.; BROWN, B. H. Mk3.5: a modular, multi-frequency successor to the Mk3a EIS/EIT system. *Physiol. Meas.* 22, pp. 49-54, 2001.

CHEREPENIN, V.; KARPOV, A.; KORJENEVSKY, A.; KORNIENKO, V.; MAZALETSKAYA, A.; MAZOUROV, D.; MEISTER, D. A 3D electrical impedance tomography (EIT) system for breast cancer detection. *Physiol. Meas.* 22, pp. 9-18, 2001.

CHEREPENIN, V.; KARPOV, A.; KORJENEVSKY, A.; KORNIENKO, V.; KULTIASOV, Y.; MAZALETSKAYA, A.; MAZOUROV, D. Preliminary static EIT images of the thorax in health and disease. *Physiol. Meas.* 23, pp. 33-41, 2002.

ZHU, Z.; LIONHEART, W. R. B.; LIDGEY, F. J.; MCLEOD, C. N.; PAULSON, K. S.; PIDCOCK, M. K. An adaptive current tomography using voltage sources. *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, 47(2), pp. 163-168, 1993.

ZHU, Q. S.; MCLEOD, C. N.; DENYER, C. W.; LIDGEY, F. J.; LIONHEART, W. R. B. Development of a real-time adaptive current tomography. *Physiol. Meas.* 15, pp. A37-A43, 1994.

HALTER, R.; HATROV, A.; PAULSEN, KD. High frequency EIT for breast imaging. *Conf. Biomed. Appl. Elec. Impedance Tomography*, London, UK. Disponível em: <<http://www.eit.org.uk>> . Acesso em 14 ago. 2008.

NEWELL, J. C.; GISSER, D. G.; ISAACSON, D. An electric current tomograph. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 35 (10), pp. 828-833, 1988.

LIU, N.; SAULNIER, G.; NEWELL, JC.; KAO, T. ACT4: a high-precision, multi-frequency electrical impedance tomography. *Conf. Biomed. Appl. Elec. Impedance Tomography*, London, UK. Disponível em: <<http://www.eit.org.uk>>. Acesso em 14 ago. 2008.

FRANCO, S. Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. McGraw-Hill, 2002.

BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML, Guia Para a Expressão da Incerteza de Medição, Rio de Janeiro: ABNT, INMETRO, SBM., 1998.

DOEBELIN, E. O. Measurement Systems Application and Design, New York: McGraw-Hill, 1983.

NOOR, J. A. E. **Electrical Impedance Tomography at low frequencies**. 2007. 241 p. Tese (Doctor of Philosophy) - Faculty of science, University of New South Wales, Sydney, 2007.

GRIMNES, S.; MARTINSEN, O. G. **Bioimpedance & Bioelectricity Basics**. Academic Press, 2000. ISBN: 0-12-303260.

GEDDES, L. A.; BAKER, L. E. **Principles of Applied Biomedical Instrumentation**. New York: Willey, 1989.

NEVES, C. E. B.; SOUZA, M. N. A method for bio-electrical impedance analysis based on a step-voltage response. **Physiol. Meas.** 21, pp. 395-408, mai. 2000.

JOSSINET, J.; SCHMITT, M. A review of parameters for the bioelectrical characterization of breast tissue. **Annals of the New York Academy of Sciences**. n.873, pp. 30-41, 1999.

HENDERSON, R. P.; WEBSTER, J. P.; SWANSON, D. K. A thoracic electrical impedance camera. Proceedings of the Annual Conference of Engineering in Medicine and Biology. 18. pp. 322. 1976.

HENDERSON, R. P.; WEBSTER, J. G. An impedance camera for spatially specific measurement of the thorax. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**. v. 25, n. 3, pp. 250-254. 1978.

McEWAN, A.; CUSICK, G.; HOLDER, D. S. A review of errors in multi-frequency EIT instrumentation. **Physiol. Meas.** 28, pp. S197-S215, jun. 2007.

RECORD, P. M.; GADD, R.; ROLFE, P. A signal-conditioning electrode for electrical impedance tomography. **Proc. Copenhagen Meeting on Electrical Impedance Tomography**. Sheffield University, pp. 168-174, 1990.

RECORD, P. M.; HARGREAVES, R. W. Frequency-independent common-mode voltage compensation for EIT applications. **Innov. Tech. Biol. Med.** V. 15, (Suppl.1), pp. 9-15, 1994.

CALDERÓN, A. P. On an inverse boundary value problem. Seminar on Numerical Analysis and Its Applications to Continuum Physics. Rio de Janeiro: SBM, pp. 67-73, 1980.

SCHWAN, H. P. Electrical Properties of tissue and cell suspensions. **Academic press: Advances in biological and medical physics**, v. 5, pp. 147-209, 1957.

SCHWAN, H. P.; SCHWARTZ, G.; MACZUK, J.; PAULY, H. On the low frequency dielectric dispersion of colloidal particles in electrolyte solution. **J. Phys. Chem.** V.66, pp. 2626-2336. 1962.

YANG, Y.; WANG, J. A Design of Bioimpedance Spectrometer for Early Detection of Pressure Ulcer. Proceedings of the IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference. Shanghai, pp. 6602-6604, sep. 2005.

ANGRISANI, L.; BACCIGALUPI, A.; PIETROSANTO, A. A DSP based VxI instrument for impedance measurement. Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC-96. v.1, pp. 38-43, Brussels, jun. 1996.

GOOVAERTS, H. G.; FAES, J. C.; RAAIJMAKERS, E.; HEETHAAR, R. M. A wideband high common mode rejection ratio amplifier and phase-locked loop demodulator for multifrequency impedance measurement. **Medical and Biological Engineering and Computing**. N. 36, pp. 761-767. nov. 1998.

NEBUYA, S.; NOSHIRO, M.; BROWN, B. H.; SMALLWOOD, R. H. MILNES, P. Accuracy of an optically isolated tetra-polar impedance measurement. **Medical and Biological Engineering and Computing**. N. 40, pp. 647-649. jul. 2002.

SEOANE, F.; FERREIRA, J.; SANCHÉZ, J. J.; BRAGÓS, R. An analog front-end enables electrical impedance spectroscopy system on-chip for biomedical applications. **Physiol. Meas.** 29, pp. S267-S278, mai. 2008.

MIN, M.; PARVE, T. An electrical bio-impedance analyzer for implantable medical devices. **IMTC – Instrumentation and Measurement Technology Conference**, pp. 1823-1828. Ottawa, mai. 2005.

YANG, Y.; WANG, J.; NIU, F.; HE, P. Design and preliminary evaluation of a portable device for the measurement of bioimpedance spectroscopy. **Physiol. Meas.** 27, pp. 1293-1310, set. 2006.

RADIL, T.; RAMOS, P. M.; SERRA, A. C. DSP based portable impedance measurement instrument using sine-fitting algorithms. **IMTC – Instrumentation and Measurement Technology Conference**. pp. 1018-1022, Ottawa, mai. 2005.

YÉLAMOS, D.; CASAS, O.; BRAGÓS, R.; ROSELL, J. Improvement of a front end for bioimpedance spectroscopy. *Annals New York Academy of Sciences*. pp.306-312, 1998.

GUIMERA, A.; CALDERÓN, E. LOS, P.; CHRISTIE, A. M. Method and device for bio-impedance measurement with hard-tissue applications. **Physiol. Meas.** 29, pp. S279-S290, abr. 2008.

BARBER, D. C.; BROWN, B. H.; FREESTON, I. L. Imaging spatial distributions of resistivity using applied potential tomography. *Electronics Letters*, v. 19, pp. 933-935. 1983.

BROWN, B. H.; BARBER, D. C.; SEAGAR, A. D. Applied Potential Tomography: possible clinical applications. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, v. 6(2), pp. 109-121, 1985.

BROWN, B. H. Medical impedance tomography and process impedance tomography: a brief review. **Measurement Science and Technology**, v. 12, pp. 991-996, jun. 2001

GISSER, D. G.; ISSACSON, D.; NEWELL, J. C. Current topics in impedance imaging. *Clinical Physics and Physiological Measurement*. v. 8 (suppl. A), pp.39-46, 1987.

KERNER, T. E.; WILLIAMS, D. B.; OSTERMAN, K. S.; REISS, F. R.; HARTOV, A.; PAULSEN, K. D. Electrical impedance imaging at multiple frequencies in phantoms. *Journal of Physiological Measurement*. v. 21(1), pp. 66-77. 2000.

CHAUVEAU, N.; AYEVA, B.; RIGAUD, B.; MORUCCI, J. P. A multifrequency serial EIT system. **Physiol. Meas.** 17, pp. A7-A13, 1996.

CASAS, O.; ROSELL, J.; BRAGÓS, R.; LOZANO, A.; RIU, P. J. A parallel broadband real-time system for electrical impedance tomography. **Physiol. Meas.** 17, pp. A1-A6, 1996.

OH, T. I.; LEE, K. H.; KIM, S. M.; KOO, H.; WOO, E. J.; HOLDER, D. Calibration methods for a multi-channel multi-frequency EIT system. **Physiol. Meas.** 28, pp. 1175-1188, 2007.

MCEWAN, A.; ROMSAUEROVA, A; YERWORTH, R.; HORESH, L; BAYFORD, R.; HOLDER, D. Design and calibration of a compact multi-frequency EIT system for acute stroke imaging. **Physiol. Meas.** 27, pp. S199-S210, 2006.

YERWORTH, R. J.; BAYFORD, R. H.; CUSICK, G.; CONWAY, M.; HOLDER, D. S. Design and performance of the UCLH Mark 1b 64 channel electrical impedance tomography (EIT) system, optimized for imaging brain function. **Physiol. Meas.** 23, pp. 149-158, jan. 2002.

FOSTER, K. R.; SCHWAN, H. P. Dielectric properties of tissues and biological materials: a critical review. **CRC Critical Reviews in Biomedical Engineering.** v. 17, n. 1, pp. 25-104, 1989.

CANO, A. I. **Contributions to the measurement of electrical impedance for living tissue ischemia injury monitoring.** 2005. 241 p. Tese (Doctor of Philosophy) - Departament D'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Feb. 2005.

FAES, T. J. C.; MEIJ, H. A.; MUNCK, J. C.; HEETHAAR, R. M. The electric resistivity of human tissues (100 Hz – 1 MHz): A meta-analysis of review studies. **Physiol. Meas.** v. 20 R1-R10, 1999.

LUKASKI, H. C.; SIDERS, W. A. Validity and accuracy of regional bioelectrical impedance devices to determine whole-body fatness. **Nutrition** v.19 pp.851-857, 2003.

SHIFFMAN, C. A.; AARON, R.; AMOSS, V.; THERRIEN, J.; COOMLER, K. Resistivity and phase in localized BIA. **Phys. Med. Biol.** v. 44, pp-2409-2429, 1999.

ANALOG DEVICES. **LF-2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector AD8302:** Product Specification. 2002. 24 p. Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em: 14 ago. 2007.

ANALOG DEVICES. **A technical Tutorial on Digital Signal Synthesis:** Application notes. 1999. 122 p. Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em: 11 jan. 2007.

ANALOG DEVICES. **20 mW Power, 2.3 V to 5.5 V, 75 MHz Complete DDS AD9834:** Product Specification. 2006a. 32 p. Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em: 29 abr. 2008.

ANALOG DEVICES. **Precision, very low noise, low input bias current, wide bandwidth JFET operational amplifier AD8610/AD8620:** Product Specification. 2006b. 24 p. Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em: 20 jan. 2008.

ANALOG DEVICES. **Low Cost 270 MHz Differential Receiver Amplifiers AD8129/AD8130:** Product Specification. 2005. 40 p. Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em: 20 jan. 2008.

PORTO, R. W.; SCHUCK JÚNIOR., A. Avaliação do erro estatístico de uma fonte de corrente para medidas de bioimpedância. III **Simpósio de instrumentação e imagens médicas**. São Carlos, SP, p. 7-10, Nov. 2007.

PORTO, R. W.; BRITO, R. M.; SCHUCK JÚNIOR., A. Projeto e avaliação das incertezas de um canal de medição de bioimpedâncias. **XXI Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica**, Salvador, BA. Nov. 2008.