

ANO
2018



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VINICIUS GRANDO SIRTOLI | DESENVOLVIMENTO DE UM MEDIDOR DE
BIOIMPEDÂNCIA RÁPIDO UTILIZANDO DISCRETE INTERVAL BINARY SEQUENCES (DIBS)

Nesse trabalho foi desenvolvido um protótipo para análise de bioimpedância elétrica utilizando excitação de banda larga. A análise da bioimpedância elétrica tem se mostrado uma importante ferramenta no estudo de condições fisiológicas e patológicas de tecidos, bem como na caracterização de outros tipos de materiais. A técnica da bioimpedância tem limitação na frequência de excitação que, por sua vez, depende do tipo de amostra que está sendo avaliada, bem como da velocidade de aquisição e processamento de sinais. Muitas alterações histopatológicas e fisiológicas em sistemas biológicos acontecem em um curto período de tempo. A forma de onda utilizada foi uma sequência binária de intervalos discretos (DIBS), pois se trata de um sinal com alta relação sinal-ruído e de fácil implementação quando comparado ao multiseno. Simulações foram realizadas em MATLAB para entender o comportamento do sinal e em PSPICE para conhecer a resposta do circuito projetado. Uma placa de circuito impresso foi montada. A excitação do tecido ocorre por uma fonte de corrente com otimização da tensão de modo comum na carga. Os circuitos para medir a corrente e a tensão resultante possuem filtros de alta qualidade para eliminar erros de aliasing. Uma interface gráfica foi criada para controlar o protótipo, que possui dois modos de operação, um para desenvolvimento do protótipo e outro para medições práticas. Os erros absolutos do módulo da impedância medida ficaram entre -2 e 5% dependendo da carga medida e o desvio padrão é menor que 1%. O tempo de aquisição de um espectro é de aproximadamente 250 μ s e o tempo total para o processamento deste espectro é de 125 ms.

Orientador: Pedro Bertemes Filho

Coorientador: Volney Coelho Vincence

Joinville, 2018

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

DESENVOLVIMENTO DE UM MEDIDOR DE BIOIMPEDÂNCIA RÁPIDO UTILIZANDO DISCRETE INTERVAL BINARY SEQUENCES (DIBS)

VINICIUS GRANDO SIRTOLI

JOINVILLE, 2018

VINICIUS GRANDO SIRTOLI

**DESENVOLVIMENTO DE UM MEDIDOR DE BIOIMPEDÂNCIA RÁPIDO
UTILIZANDO *DISCRETE INTERVAL BINARY SEQUENCES* (DIBS)**

Dissertação submetida ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. PhD. Pedro Bertmes Filho

Coorientador: Prof. Dr. Volney Coelho Vicence

JOINVILLE

2018

Grando Sirtoli, Vinicius
DESENVOLVIMENTO DE UM MEDIDOR DE BIOIMPEDÂNCIA
RÁPIDO UTILIZANDO DISCRETE INTERVAL BINARY
SEQUENCES (DIBS) / Vinicius Grando Sirtoli. -
Joinville , 2018.
165 p.

Orientador: Pedro Bertemes Filho
Co-orientador: Volney Coelho Vincence
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2018.

1. DIBS. 2. Bioimpedância Elétrica. 3. Excitação
banda-larga. I. Bertemes Filho, Pedro. II. Coelho
Vincence, Volney. , .III. Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV.
Título.

**Desenvolvimento de um Medidor de Bioimpedância Rápido Utilizando Discrete
Interval Binary Sequences (DIBS)**

por

Vinicius Grando Sirtoli

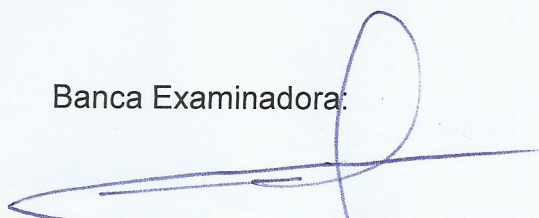
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

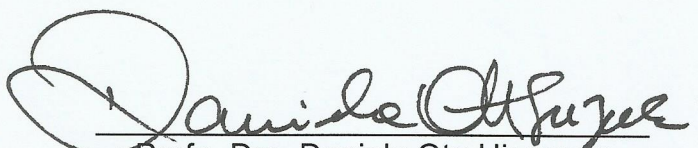
Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:



Prof. Dr. Pedro Bertemes Filho
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)



Profa. Dra. Daniela Ota Hisayasu
Suzuki - UFSC



Prof. Dr. John Alexsander Gómez
Sánchez - CCT/UDESC

Joinville, SC, 20 de agosto de 2018.

RESUMO

Nesse trabalho foi desenvolvido um protótipo para análise de bioimpedância elétrica utilizando excitação de banda larga. A análise da bioimpedância elétrica tem se mostrado uma importante ferramenta no estudo de condições fisiológicas e patológicas de tecidos, bem como na caracterização de outros tipos de materiais. Pode ser analisada em apenas uma frequência ou em várias, no segundo caso, utiliza-se gráficos de Bode ou Nyquist e modelos matemáticos, como o modelo de Cole. A técnica da bioimpedância tem limitação na frequência de excitação que, por sua vez, depende do tipo de amostra que está sendo avaliada, bem como da velocidade de aquisição e processamento de sinais. Muitas alterações histopatológicas e fisiológicas em sistemas biológicos acontecem em um curto período de tempo. O protótipo implementado atende aplicações como o monitoramento do fluxo sanguíneo e medições durante a prática de exercícios. A forma de onda utilizada foi uma sequência binária de intervalos discretos (DIBS), pois se trata de um sinal com alta relação sinal-ruído e de fácil implementação quando comparado ao multiseno. Simulações foram realizadas em MATLAB para entender o comportamento do sinal e em PSPICE para conhecer a resposta do circuito projetado. Uma placa de circuito impresso foi montada. A excitação do tecido ocorre por uma fonte de corrente com otimização da tensão de modo comum na carga. Os circuitos para medir a corrente e a tensão resultante possuem filtros de alta qualidade para eliminar erros de *aliasing*. Uma interface gráfica foi criada para controlar o protótipo, que possui dois modos de operação, um para desenvolvimento do protótipo e outro para medições práticas. Os erros absolutos do módulo da impedância medida ficaram entre -2 e 5% dependendo da carga medida e o desvio padrão é menor que 1%. O tempo de aquisição de um espectro é de aproximadamente 250 μ s e o tempo total para o processamento deste espectro é de 125 ms. Conclui-se que um sistema de medição de bioimpedância com excitação banda-larga pode ser facilmente implementado e resultados precisos podem ser medidos em tempo real. O *firmware* do microcontrolador também funcionou como projetado, gerando e adquirindo os dados, calculando a FFT e comunicando com a interface gráfica, logo, os objetivos iniciais foram alcançados. Foram encontradas dificuldades no ajuste do ganho do estágio de aquisição de tensão corretamente e no aumento da velocidade de transmissão dos dados para a interface. Desta forma, futuramente haverá necessidade de um algoritmo de calibração, substituir a comunicação UART pela USB para aumentar a velocidade da comunicação e trocar o VCA810 por um amplificador de ganho programável.

Palavras-chave: DIBS, bioimpedância elétrica, Excitação banda-larga

ABSTRACT

A prototype was developed for the analysis of electrical bioimpedance using broadband excitation. The analysis of electrical bioimpedance has shown to be an important tool in the study of physiological and pathological conditions of tissues, as well as in the characterization of other types of materials. The bioimpedance can be measured in a single frequency or in multiple ones, in the second case, Bode or Nyquist graphs and mathematical models, such as the Cole model, are used. The bioimpedance technique has a limitation on the excitation frequency, which in turn depends on the type of sample being evaluated, as well as the speed of acquisition and signal processing. Many histopathological and physiological changes in biological systems occur in a short period of time. The implemented prototype meets applications such as blood flow monitoring and measurements during exercise. The wave form used was a discrete interval binary sequence (DIBS) because it is a signal with a high signal-to-noise ratio and is easy to implement when compared to the multisine. Simulations were performed in MATLAB to understand the signals behavior, while PSPICE was used to simulate the circuits response. A printed circuit board was assembled. A current source with optimized load common mode voltage was used to excite the tissue. The circuits for measuring the current and the resulting voltage have high quality filters to eliminate aliasing errors. A graphical interface was implemented to control the prototype, which has two operating modes: one for prototype development and other for practical measurements. The absolute errors of the measured impedance module were between -2 and 5 % depending on the measured load and the standard deviation was less than 1 %. The acquisition time is approximately 250 μ s and the total processing time to generate a spectra was 125 ms. It is concluded that a bioimpedance measurement system with broadband excitation was implemented correctly and accurate results were measured. The firmware of the microcontroller also worked as designed, generating and acquiring the data, calculating the FFT and communicating with the graphical interface, so the initial objectives were achieved. Adjusting the gain in the voltage acquisition stage correctly and in increasing the data transmission speed were the biggest challenges. Hence, in the future a calibration algorithm will be developed, the UART communication will be changed to an USB communication to increase the system speed and the VCA810 will be replaced by programmable gain amplifier.

Keywords: DIBS, electrical bioimpedance, broadband excitation

LISTA DE FIGURAS

2.1	Caminho da corrente em relação a frequência	23
2.2	Regiões de dispersão.	24
2.3	Anisotropia em tecidos	24
2.4	Modelo elétrico para uma célula	25
2.5	Modelos de Cole para um tecido	26
2.6	Gráfico de Cole (Nyquist) padrão	27
2.7	Modelos Elétrico de um eletrodo de biopotencial	29
2.8	Esquema de medição bipolar	31
2.9	Esquema de medição tetrapolar	31
3.1	Tipos de sinais de excitação multifrequenciais	35
3.2	Efeito de k e CF no multisenso	38
3.3	Medição de corrente no lado alto e lado baixo	40
3.4	Tensões de modo comum e diferencial em medições diferenciais	41
3.5	Topologias clássicas da fonte Howland	42
3.6	Tensão de modo comum e diferencial na fonte Howland	43
3.7	Fonte de corrente EHCS-DIF	44
3.8	Comparativo das tensões de modo comum	45
3.9	Multiplicador analógico.	45
3.10	Multiplicação, divisão e potenciação por circuitos Log.	46
3.11	Diagrama de blocos do circuito interno do AD835.	47
3.12	Tensões máximas de entrada e saída em função do ganho	48
3.13	Método para geração de <i>dithering</i>	50
3.14	Processo de implementação do <i>dithering</i>	51
3.15	Ajuste do alcance dinâmico por amplificação	52
3.16	Erro no ADC por descasamento com o circuito	53
3.17	Filtro RC para adequação ao ADC	54
3.18	Ruído de conversão no ADC	54
3.19	Erro gerado na conversão devido a falta de tempo para descarga do capacitor de amostragem	55
3.20	Erro gerado pelo capacitor externo	55
3.21	Diagrama simplificado de um sistema de medição de bioimpedância.	60
4.1	Modelo elétrico da impedância de saída de uma fonte de corrente.	67

4.2	Fonte de corrente diferencial com saída simétrica utilizando amplificador operacional.	68
4.3	Diagrama elétrico do circuito projetado para medição de corrente.	71
4.4	Circuito para medição de tensão	73
4.5	Circuito para geração de tensão negativa para ser usada no controle de ganho (V_{Ganho}) do VCA 810	75
4.6	Fluxograma de descrição do funcionamento geral do <i>firmware</i>	77
4.7	Fluxograma de descrição da rotina <i>measure()</i>	79
4.8	Fluxograma de descrição da rotina <i>calibrate()</i>	80
4.9	Página da GUI para o modo de medição <i>Evaluation</i>	82
4.10	Página da GUI para o modo de medição <i>Fast</i>	83
5.1	Forma de onda da DIBS simulada em MATLAB	86
5.2	Simulação em MATLAB do espectro de frequência de sequências DIBS.	87
5.3	Comparação das 32 harmônicas controláveis das DIBS com diferentes amostragens.	87
5.4	Simulação em MATLAB da forma de onda de sequências DIBS filtrada com diferentes amostragens.	89
5.5	Simulação em MATLAB do espectro de frequência das sequências DIBS após a filtragem.	89
5.6	Comparação das 32 harmônicas controláveis das DIBS filtradas.	90
5.7	Transformada de Fourier da DIBS implementada no Microcontrolador.	91
5.8	Comparação das 32 harmônicas controláveis das DIBS simuladas e implementada.	92
5.9	Corrente de saída equacionada e simulada	93
5.10	Impedância de saída equacionada e simulada	94
5.11	Influência de (Z_{Offset}) sobre (Z_{out})	94
5.12	Circuito para filtragem da tensão gerada pelo DAC e casamento de impedância com a fonte de corrente	95
5.13	Simulação de capacidade de carga da fonte de corrente projetada	96
5.14	Simulação transiente da corrente de saída I_{out}	97
5.15	Simulação da FFT da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta	98
5.16	Simulação transiente das tensões geradas em cada terminal da carga pela corrente de saída I_{out}	99
5.17	Simulação da amplitude da corrente (I_{out}) de saída para diferentes cargas	100
5.18	Simulação da tensão de modo comum na carga	101
5.19	Simulação da razão de rejeição de modo comum na carga (CMRR)	102
5.20	Simulação do espectro da amplitude da corrente de saída com e sem uso das ponteiros de osciloscópio	103

5.21	Simulação do espectro da fase da corrente de saída com e sem uso das ponteiros de osciloscópio	104
5.22	Espectro da tensão medida sobre a carga (V_{carga}) da fonte de corrente proposta . . .	105
5.23	Espectro medido da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta	106
5.24	Espectro da fase da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta	107
5.25	Espectro da impedância de saída da fonte de corrente implementada, obtido através da equação 4.10 e das tensões na carga V_{carga}	108
5.26	Espectro da tensão de modo comum medida sobre a carga ($V_{carga_{cm}}$) da fonte de corrente proposta	109
5.27	Espectro do CMRR medido da fonte de corrente proposta	110
5.28	Tempo de estabilização medido da fonte de corrente quando utilizada a DIBS . . .	111
5.29	Tempo de estabilização (subida e descida) medido da fonte de corrente quando utilizada uma onda quadrada de 8 kHz	111
5.30	Tensão V_{Shunt} (conforme figura 4.3) simulada em PSPICE para diferentes cargas, onde $R_{Shunt} = 330\Omega$. Na legenda é mostrado o valor da carga em Ω	112
5.31	Tensão V_a simulada em PSPICE	113
5.32	Tensão V_b simulada em PSPICE	114
5.33	Tensão V_c simulada em PSPICE	114
5.34	Atraso de fase entre as tensões V_{Shunt} e V_c simulada em PSPICE	115
5.35	Espectro da DIBS simulada em 2 pontos do circuito de aquisição de corrente . . .	116
5.36	Forma de onda da DIBS simulada em um pequeno intervalo de tempo	117
5.37	Tempo de estabilização do circuito de aquisição de corrente com uma DIBS . . .	118
5.38	Espectros completos e desejados das tensões medidas em osciloscópio sobre a carga (a)) e sobre o pino do ADC (b)	119
5.39	Forma de onda da DIBS medida na carga (V_{Carga})	119
5.40	Correntes vistas pelo ADC_i	120
5.41	Comparativo entre a corrente medida na carga e no ADC_i	121
5.42	Atraso de fase no circuito de aquisição de corrente, calculado pela diferença de fase entre V_{ADC_i} e V_{Carga}	122
5.43	Tempo de estabilização do circuito de aquisição de corrente	123
5.44	Espectro de V_{carga} simulado	124
5.45	Espectro de V_d simulado	124
5.46	Espectros simulados em V_e	125
5.47	Espectros simulados em V_f	126
5.48	Espectros simulados em V_g	126
5.49	Espectros do atraso de fase entre V_g e V_{Carga} simulado	127

5.50	Espectro completo da DIBS simulado em 2 pontos do circuito a) V_{Carga} e b) V_g . . .	128
5.51	Forma de onda da DIBS em V_{Carga} e V_g mostradas em um pequeno intervalo de tempo	129
5.52	Tempo de estabilização do circuito de aquisição de tensão, medido em V_{Carga} e V_g para uma sequência DIBS	130
5.53	Espectros completos e desejados das tensões medidas em osciloscópio em V_{Carga} (a) e V_{ADC_v} (b)	131
5.54	Espectro das tensões medidas em V_{Carga} para diferentes resistores de carga, cujos valores são mostrados na legenda em Ω	132
5.55	Espectro das tensões medidas em V_{Carga} para diferentes resistores de carga, cujos valores são mostrados na legenda em Ω	132
5.56	Espectro da tensão sobre a carga medido e visto pelo ADC	133
5.57	Tensão V_{ADC_v} normalizada em função da tensão medida sobre a carga (V_{Carga}) e do ganho	134
5.58	Atraso de fase medido no circuito de aquisição de tensão, calculado pela diferença de fase entre V_{ADC_v} e V_{Carga}	135
5.59	Tempo de estabilização medido do circuito de aquisição de tensão	136
5.60	Espectro do módulo da impedância calculado através das simulações de V_c e V_g . .	137
5.61	Espectro da fase da impedância calculado através das simulações de V_c e V_g	138
5.62	Espectro do módulo da impedância calculado através das medições de V_{ADC_i} e V_{ADC_v}	139
5.63	Espectro da fase da impedância calculado através das medições de V_{ADC_i} e V_{ADC_v}	140
5.64	Espectro do módulo da impedância medida com e sem calibração	143
5.65	Espectro da fase da impedância medida com e sem calibração	144
5.66	Erros máximos e desvio padrão no espectro do módulo da impedância para amostragem de 4,23 MHz	146
5.67	Erros máximos e desvio padrão no espectro da fase da impedância para amostragem de 4 MHz	147
5.68	Erros máximos e desvio padrão no espectro do módulo da impedância para amostragem de 8 MHz	148
5.69	Erros máximo/mínimo e desvio padrão no espectro da fase da impedância para amostragem de 8 MHz	149
5.70	Plano de erros no espectro do módulo da impedância para amostragem em 4 e 8 MHz	151
5.71	Linearidade do sistema	152
5.72	Dependência do erro de fase em função da carga e da frequência	153
5.73	Plano de impedância para um fantoma RC	154
5.74	Média de 100 medições de uma fantoma RC	156

LISTA DE TABELAS

3.1 Erros do ADC do STM32F303ZE para um canal lento	58
---	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital
API	<i>Application Programming Interfaces</i>
CF	Fator de Crista
CMR	Rejeição de Modo Comum
CMRR	Razão de Rejeição de Modo Comum
DAC	Conversor Digital-Analógico
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DIBS	<i>Discrete Interval Binary Sequences</i>
DLE	<i>Differential Linearity Error</i>
DMA	<i>Direct Memory Access</i>
DSP	Processador Digital de Sinais
EHCS	<i>Enhanced Howland Current Source</i>
EHCS-DIF	<i>Differential Enhanced Howland Current Source</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPA	Filtro Passa-Altas
FPB	Filtro Passa-Baixas
FPU	<i>Floating Point Unit</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
HAL	<i>Hardware Abstraction Layer</i>
IHM	Interface Homem-Máquina
ILE	<i>Integral Linearity Error</i>
LL	<i>Low Layer</i>
MCU	Microcontrolador

MEHCS	<i>Mirrored Enhanced Howland Current Source</i>
MLBS	<i>Maximum Length Binary Sequences</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PGA	Amplificador de Ganho Programavel
PRBS	<i>Pseudo-Random Binary Sequences</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SNR	Relação Sinal-Ruído
TUE	<i>Total Unadjusted Error</i>
VGA	Amplificador de Ganho Variável

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	OBJETIVO GERAL	20
1.2	OBJETIVO ESPECÍFICO	20
2	BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA	21
2.1	PROPRIEDADE DIELÉTRICA DA CÉLULA	21
2.2	DEPENDÊNCIA DA FREQUÊNCIA	22
2.3	ANISOTROPIA	24
2.4	MODELOS EQUIVALENTES ELÉTRICOS	25
2.5	MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA	28
2.5.1	Excitação em corrente/tensão	28
2.5.2	Técnicas de medição	28
2.5.3	Eletrodo de medição	29
2.5.4	Número de eletrodos	30
3	INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA EM BIOIMPEDÂNCIA	33
3.1	CRITÉRIOS DE QUALIDADE DO SINAL	33
3.1.1	Fator de crista	33
3.1.2	Relação Sinal-Ruído (<i>Signal-Noise Ratio</i> - SNR)	34
3.1.3	Espectro de Potência	34
3.2	TIPOS DE SINAIS BANDA LARGA	35
3.2.1	<i>Maximum Length Binary Sequences (MLBS)</i>	36
3.2.2	<i>Discrete Interval Binary Sequences (DIBS)</i>	36
3.2.3	<i>Chirp</i>	37
3.2.4	<i>Multiseno</i>	37
3.3	AQUISIÇÃO DE DADOS EM BIOIMPEDÂNCIA	38
3.3.1	Métodos de medição de corrente e tensão	39
3.3.2	Estratégias de medição da corrente na carga	40
3.3.3	Rejeição de modo comum (CMR)	40
3.3.4	CMR em fontes de corrente Howland	42
3.3.5	Multiplicadores analógicos e amplificadores de ganho variável	45
3.3.6	Condicionamento e técnicas de otimização para o ADC	48
3.3.6.1	Erros do ADC	48

3.3.6.2	Técnicas de redução de erros	49
3.3.6.3	Casamento de impedância do ADC	52
3.3.7	Placa de desenvolvimento STM32F303ZE-NUCLEO144	56
3.4	FERRAMENTAS DE PROCESSAMENTO DE DADOS	58
3.4.1	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i> - FFT)	58
3.4.2	Interface Homem-Máquina (IHM)	59
3.5	PROPOSTA DE <i>HARDWARE</i> GENÉRICO	60
3.5.1	Microcontrolador (MCU)	61
3.5.1.1	<i>Geração de sinais</i>	61
3.5.1.2	<i>ADC</i>	61
3.5.1.3	<i>Tensão de Referência (V_{ref})</i>	62
3.5.1.4	<i>Comunicação</i>	62
3.5.2	Fonte de Corrente	62
3.5.3	Aquisição de corrente	63
3.5.3.1	<i>AmpDif e R_{shunt}</i>	63
3.5.3.2	<i>Ganho</i>	63
3.5.3.3	<i>Filtragem e Offset</i>	64
3.5.4	Aquisição de Tensão	64
3.5.4.1	<i>Buffer e FPA</i>	64
3.5.4.2	<i>AmpDif e VGA</i>	64
3.5.4.3	<i>Filtragem e Offset</i>	64
4	DESENVOLVIMENTO	65
4.1	PROJETO DA DIBS	65
4.2	PROJETO DA FONTE DE CORRENTE	66
4.3	PROJETO DA AQUISIÇÃO DE CORRENTE	71
4.4	PROJETO DA AQUISIÇÃO DE TENSÃO	73
4.5	DESCRIÇÃO DO <i>FIRMWARE</i>	75
4.5.1	Descrição geral	75
4.5.1.1	<i>Função <code>measure()</code></i>	78
4.5.1.2	<i>Função <code>calibrate()</code></i>	78
4.5.2	Descrição dos periféricos	81
4.5.2.1	<i>Timer</i>	81
4.5.2.2	<i>DMA de geração</i>	81
4.5.2.3	<i>ADC</i>	81
4.5.2.4	<i>DMA de aquisição</i>	81

4.6	DESCRIÇÃO DA INTERFACE GRÁFICA (GUI)	82
4.6.1	Medição <i>Evaluation</i>	82
4.6.2	Medição <i>Fast</i>	83
4.6.3	Processo de calibração	84
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	85
5.1	DIBS	85
5.2	FONTE DE CORRENTE	92
5.3	AQUISIÇÃO DE CORRENTE	112
5.4	AQUISIÇÃO DE TENSÃO	123
5.5	CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA	136
5.6	CARACTERIZAÇÃO DOS ERROS	141
5.6.1	Redução da frequência de atualização da DIBS	141
5.6.2	Comparativo de erros entre as taxas de amostragem	141
5.6.3	Linearidade	152
5.7	TESTES EM FANTOMA	154
6	CONCLUSÃO	157
6.1	TRABALHOS FUTUROS	158
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	159

1 INTRODUÇÃO

A bioimpedância elétrica é a capacidade de um material biológico se opor à passagem de uma corrente elétrica por ele. Diferentes tipos de materiais ou até o mesmo material em diferentes condições (hidratação, temperatura, degradação, etc...) apresentam diferentes valores bioimpedância. Sendo assim, essa propriedade dos materiais biológicos pode ser usada para caracterizá-los, como por exemplo: identificar se um tecido é cancerígeno ou não, verificar se um alimento está adequado para ser consumido ou medir a composição corporal de uma pessoa.

A bioimpedância é dependente da frequência do sinal injetado no material em estudo. Logo, pode-se medi-la em uma única frequência ou em várias, para o último caso se dá o nome de espectroscopia de bioimpedância elétrica. O procedimento clássico da espectroscopia de bioimpedância consiste em injetar sequências de sinais senoidais, cada uma dessas sequências em uma frequência.

Entretanto, o método clássico de excitação não satisfaz aplicações onde a bioimpedância se altera em intervalos de tempo pequeno, pois injetar várias sequências de sinais senoidais pode ser demorado. Algumas dessas aplicações são: medição de fluidos em movimento, medições com interferência dos batimentos cardíacos e circulação sanguínea, e medições onde o material pode se movimentar e se alterar, gerando erros.

Para suprir essa deficiência do método clássico, por volta do ano de 2010, surgiu a espectroscopia de bioimpedância elétrica de banda larga, onde a sequência de senos é substituída por um sinal de banda larga, que contém múltiplas harmônicas em um único período. Entre os sinais de banda larga notáveis, cita-se o multiseno, as sequências binárias multifrequenciais, *chirp* e o impulso.

Neste trabalho foi implementado um sistema de medição de espectroscopia de bioimpedância elétrica de banda larga. Inicialmente são realizadas revisões na literatura sobre a bioimpedância, os tipos de sinais de excitação e instrumentação eletrônica. Em seguida é projetado e implementado a parte eletrônica do sistema. Os resultados de modelamento, simulação e medição em bancada são apresentados e discutidos entre si. O *firmware* do microcontrolador é descrito através de fluxograma e a interface gráfica criada é apresentada com a descrição de suas funcionalidades. Por último, é feita a caracterização dos erros do sistema, teste em um fantoma e a aplicação do sistema no monitoramento atividade muscular no bíceps durante o movimento de flexão do braço.

1.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver um protótipo de um analisador de espectroscopia de bioimpedância elétrica rápido utilizando excitação de banda larga.

1.2 OBJETIVO ESPECÍFICO

Projetar, simular e implementar um *front-end* analógico para ser conectado à placa de STM32F303ZE-NUCLEO144.

Desenvolver um *firmware* para a placa de desenvolvimento que gere o sinal de excitação (DIBS), realize aquisição da corrente e tensão com os ADCs, processe os dados e envie para um computador.

Desenvolver uma interface gráfica para controle do protótipo e visualização dos dados.

Realizar testes em bancada para caracterização do sistema.

2 BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA

A impedância elétrica é a capacidade que os materiais apresentam de se opor a passagem de uma corrente elétrica por seu interior (ABTAHI, 2014; RAY, 2014; SRINIVASARAGHAVAN, 2015). Esta propriedade está presente em todos os tipos de materiais e nos materiais biológicos é chamada de bioimpedância elétrica (TABUENCA, 2009). Entretanto, existe diferença entre a condução elétrica em materiais metálicos e biológicos, uma vez que os biológicos são eletrólitos com cátions e ânions livres. Sendo assim, as cargas elétricas neste tipo de material são íons e não elétrons (ABTAHI, 2014; TABUENCA, 2009).

Além de depender da estrutura química e física, tamanho, forma e atividade do material (ABTAHI, 2014), a bioimpedância também depende de fatores como temperatura e umidade do local, atividade hormonal, fatores psicológicos e até mesmo da prática de exercícios físicos em períodos próximos a medição (PEREIRA, 2009). Para calcular a impedância em uma única frequência, utiliza-se a equação 2.1.

$$Z = V/I \quad (2.1)$$

Onde Z é a impedância elétrica, V e I são, respectivamente, a tensão e a corrente elétrica no material. Na prática, para medir a impedância elétrica de materiais biológicos é necessário injetar uma corrente ou tensão elétrica conhecida e medir a tensão/corrente resultante (ATEFI, 2007). Desta forma, pode-se calcular a impedância do material para a frequência do sinal injetado. A impedância resultante fornece informações sobre as condições do material em estudo, como por exemplo, se uma fruta está em condições de ser consumido ou não (El Khaled et al., 2017). A bioimpedância se mostra uma eficiente ferramenta tanto para a análise fisiológica quanto patológica (BERA, 2013).

A caracterização de materiais utilizando a bioimpedância elétrica tem ganhado notoriedade na área biomédica por ser uma técnica não invasiva. Outras vantagens são o seu baixo custo, portabilidade e facilidade de uso (SRINIVASARAGHAVAN, 2015). A miniaturização do *hardware* é cada vez mais importante, pois as novas aplicações demandam equipamentos portáteis ou que possam ser usados junto ao corpo durante as atividades diárias (PEREZ-GARCIA et al., 2016).

2.1 PROPRIEDADE DIELÉTRICA DA CÉLULA

Os tecidos biológicos são constituídos basicamente por fluidos extracelulares e células (Buendía Lopez, 2013). Os fluidos extracelulares são compostos por aproximadamente 20% de

plasma e 80% de fluido intersticial (MACÍAS, 2009). As células por sua vez, são compostas por fluidos intracelulares, também conhecido como citoplasma, organelas e o núcleo da célula, que ficam retidas dentro da área delimitada por uma membrana de bicamada fosfolipídica (ALAM, 2014).

A condutividade elétrica de um tecido é determinada principalmente pelos meios intra e extracelulares e também pela membrana da célula. Os fluidos detêm íons, que por sua vez, são capazes de se mover livremente transportando cargas elétricas (Buendía Lopez, 2013). No meio externo à célula, os íons mais comuns são o sódio (Na^+) e o cloro (Cl^-), já no interior da célula, o íon mais comum é o potássio (K^+) (ALAM, 2014). Na membrana existem os canais iônicos, que são estruturas porosas que permitem a entrada e saída de íons da célula (RAY, 2014). Do ponto de vista elétrico, um tecido biológico pode ser considerado um condutor iônico em baixas frequências (Buendía Lopez, 2013).

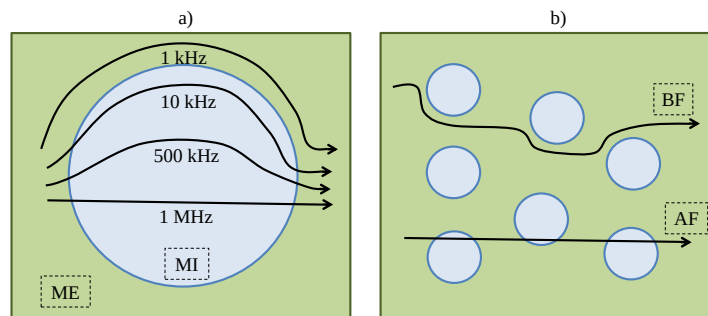
Entretanto, o mesmo não ocorre com as membranas, que possuem baixa condutividade elétrica (RAY, 2014). Sendo assim, os fluidos e a membrana formam uma estrutura composta por um dielétrico entre dois condutores. A existência de cargas que podem se mover livremente em ambos os lados da membrana, permite que ocorra o acúmulo de cargas, dando origem a propriedade dielétrica da célula (ALAM, 2014). Um dielétrico é um material com capacidade de armazenar energia reativa (MACÍAS, 2009).

Outro fenômeno a ser destacado, é que tanto no lado intra quanto no extracelular, há moléculas polarizáveis, proteínas e macromoléculas. Apesar de não poderem se mover livremente por serem grandes, podem se alinhar ao dipolo ao longo do campo elétrico (Buendía Lopez, 2013).

2.2 DEPENDÊNCIA DA FREQUÊNCIA

Devido seu comportamento em baixas e altas frequências, os tecidos biológicos podem ser considerados um condutor dielétrico iônico (Buendía Lopez, 2013). A corrente iônica em um material biológico segue caminhos diferentes para frequências diferentes. Para frequências baixas (5 kHz) foi observado que a corrente iônica não atravessa a célula, fluindo apenas pela parte extracelular (PEREIRA, 2009), entretanto, com o aumento da frequência começa a ocorrer a penetração na célula. Em altas frequências (1 MHz) o processo de carga e descarga ocorre tão rapidamente que a influência da membrana é praticamente nula e a corrente se desloca praticamente pelo mesmo caminho dentro e fora da célula (PEREIRA, 2009). O tempo necessário para que a célula consiga despolarizar é chamado de tempo de relaxação, e depende do tamanho e estrutura da célula (TABUENCA, 2009). Na Figura 2.1 é possível observar a relação entre a frequência e o caminho percorrido pela corrente nos tecidos (a) e na célula (b).

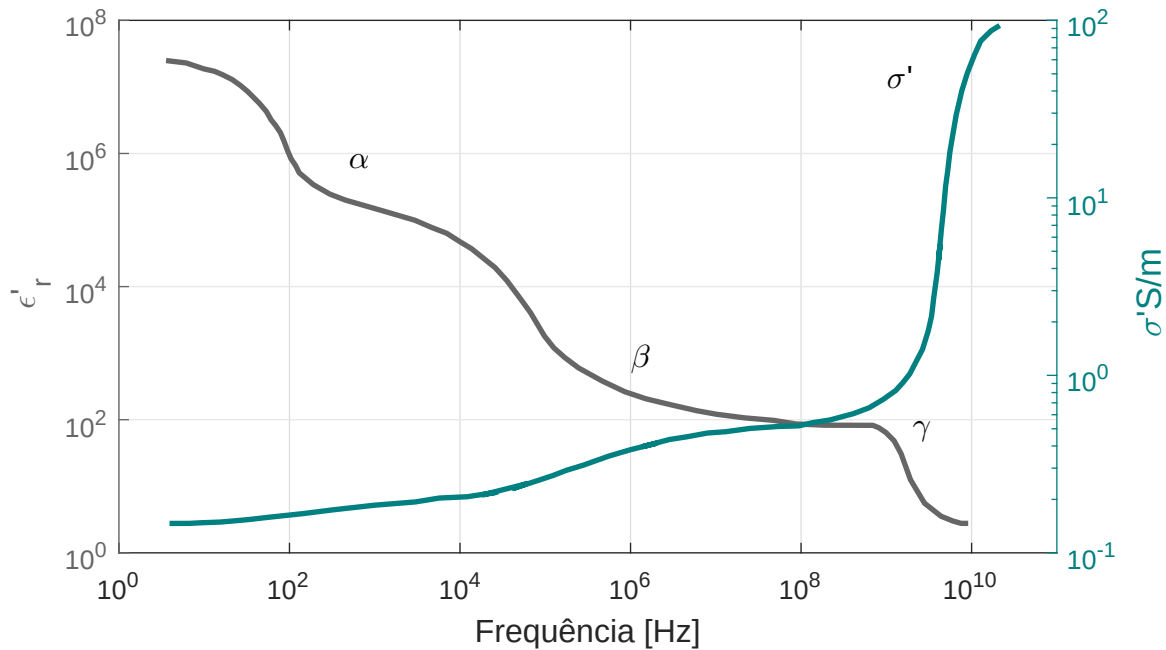
Figura 2.1 – Caminho percorrido pela corrente em relação a frequência a) célula b) tecido. ME é o meio extracelular, MI é o meio intracelular, AF alta frequência, BF baixa frequência.



Fonte: Produção do autor.

O comportamento da bioimpedância pode ser separado basicamente em três regiões no espectro de frequência. Essas regiões são chamadas de dispersões, do tipo α (alfa), β (beta) e γ (gamma) (PEREIRA, 2009), como é mostrado na figura 2.2. Uma região de dispersão menor, chamada de dispersão δ ocorre nas frequências próximas a 100 MHz (SCHWAN, 1994). A dispersão α ocorre em baixas frequências e está relacionada a fenômenos de difusão de íons próximos a membrana no lado de fora da célula (PEREIRA, 2009; AMARAL, 2008) e pela polarização da membrana (TABUENCA, 2009). Nos tecidos musculares, a existência dos retículos sarcoplasmáticos tem grande contribuição nessa dispersão (SCHWAN, 1994). Na faixa de frequência da dispersão β , onde as medições de bioimpedância geralmente são realizadas, ocorrem mudanças na estrutura da célula e também a polarização e despolarização de macromoléculas (PEREIRA, 2009; TABUENCA, 2009). Já a dispersão γ ocorre pela relaxação das moléculas de água (PEREIRA, 2009; TABUENCA, 2009).

Figura 2.2 – Regiões de dispersão.

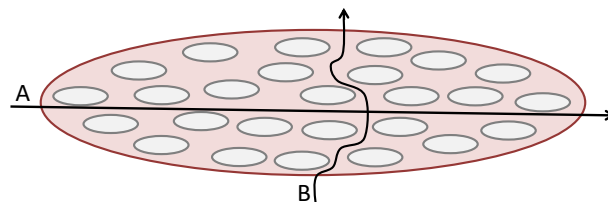


Fonte: (GRIMNES; MARTINSEN, 2008).

2.3 ANISOTROPIA

O termo anisotropia se refere a um comportamento especial de alguns tecidos, onde observa-se propriedades físicas diferentes para direções diferentes (TABUENCA, 2009). Do ponto de vista elétrico, a anisotropia faz com que o caminho em que a corrente irá se deslocar seja diferente de acordo com a direção. Por exemplo, em músculos esqueléticos a condutividade é 10 vezes maior no sentido longitudinal do que no transversal (TABUENCA, 2009). Na Figura 2.3 é mostrado as diferenças entre os caminhos percorridos em direções perpendiculares entre si.

Figura 2.3 – Anisotropia em tecidos. A é o caminho percorrido pela corrente no sentido longitudinal e B é o caminho percorrido pela corrente no sentido transversal.



Fonte: Produção do autor.

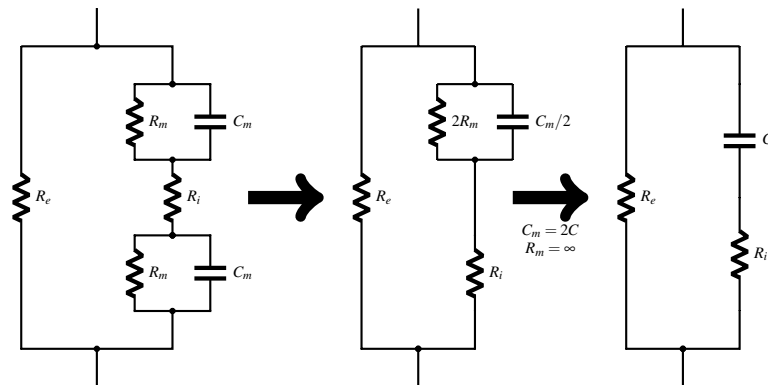
A anisotropia nos tecidos biológicos depende dos espaços intra e extracelulares, cuja heterogeneidade pode ser caracterizada por uma dependência aleatória em relação ao formato do

material (Gomez Sanchez; FELICE, 2012). Nos tecidos musculares, a anisotropia depende da corrente aplicada, da geometria do tecido e da separação entre eletrodos (STEENDIJK et al., 1993).

2.4 MODELOS EQUIVALENTES ELÉTRICOS

Apesar da complexidade dos tecidos biológicos, é possível obter modelos elétricos simplificados, considerando que o tecido é apenas um aglomerado de células em um meio condutivo (ABTAHI, 2014). Os fluidos intra e extracelulares são modelados por resistores e a membrana da célula como um capacitor em paralelo com um resistor (ATEFI, 2007), obtendo-se um circuito simplificado. Na figura 2.4 é mostrado o modelo equivalente para uma célula, onde R_m e C_m são a resistência e a capacitância da membrana, R_i representa o meio intracelular e R_e o meio extracelular. Este circuito é conhecido como o modelo de Fricke (MACÍAS, 2009).

Figura 2.4 – Redução do modelo elétrico para uma célula.



Fonte: Produção do autor.

Como a resistência da membrana é muito alta, se obtém o circuito da Figura 2.4 (MACÍAS, 2009), que é conhecido como 2R-1C paralelo e é usado para explicar o comportamento da bioimpedância no domínio da frequência. Em baixas frequências, a corrente praticamente não penetra as células, sendo representado pelo comportamento do capacitor que em baixas frequências tende a um circuito aberto. Já nas altas frequências a corrente passa diretamente pela célula, sendo representado pelo comportamento de curto-circuito do capacitor em altas frequências (ABTAHI, 2014).

No entanto, este modelo não é capaz de explicar alguns fenômenos que ocorrem nas células, como a mudança dielétrica em função da frequência do sinal de excitação (ABTAHI, 2014). Para suprir esta deficiência do modelo de Fricke e possibilitar a representação de uma dispersão, em 1940, Kenneth S. Cole desenvolveu uma equação empírica capaz de ajustar curvas de medições de bioimpedância em um modelo (GRIMNES; MARTINSEN, 2008), conhecida como

equação de Cole (2.2). Para representar duas regiões de dispersão existe o modelo Cole duplo (MAUNDY; ELWAKIL; ALLAGUI, 2015), mas ele não será abordado neste trabalho.

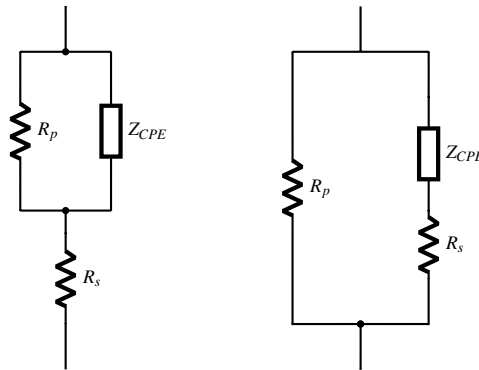
$$Z(\omega_c) = R_\infty + \frac{R_0 - R_\infty}{(1 + j\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad (2.2)$$

O modelo de Cole usa quatro parâmetros, onde R_0 é a resistência quando a frequência é zero, R_∞ é a resistência na frequência infinita, α é uma constante adimensional e τ é a constante de tempo associada a membrana celular (inverso da frequência natural característica f_c). Entretanto, a equação de Cole exige que o capacitor do circuito da Figura 2.4 seja substituído por um elemento de fase constante chamado Z_{CPE} , como pode ser visto na Figura 2.5. Isto deve ser feito pois um capacitor ideal não define o comportamento da bicamada da membrana, enquanto o Z_{CPE} , leva em consideração algumas não idealidades, como: rugosidade e heterogenia da superfície, porosidade do eletrodo, potencial e distribuição de corrente não uniformes (PRICE, 2012). Este elemento é uma impedância que o ângulo de fase não varia, ou seja, uma combinação de resistores e capacitores dependentes da frequência em que o ângulo de fase entre eles é constante (Buendía Lopez, 2013). Algumas condições devem ser respeitadas para que modelo da Figura 2.5 seja compatível com a equação (2.2) (PEREIRA, 2009), essas condições são as equações (2.3) e (2.4).

$$R_P = R_0 \quad (2.3)$$

$$R_S = \frac{R_0 R_\infty}{R_0 - R_\infty} \quad (2.4)$$

Figura 2.5 – Modelos de Cole para um tecido. Na esquerda o modelo série e na direita o modelo paralelo



Fonte: Produção do autor.

Outro modelo possível é mostrado na Figura 2.5 b), conhecido como modelo série. Para que seja possível utilizar a equação (2.2) para esse modelo, também é necessário respeitar algumas condições, que são representadas pelas equações (2.5) e (2.6).

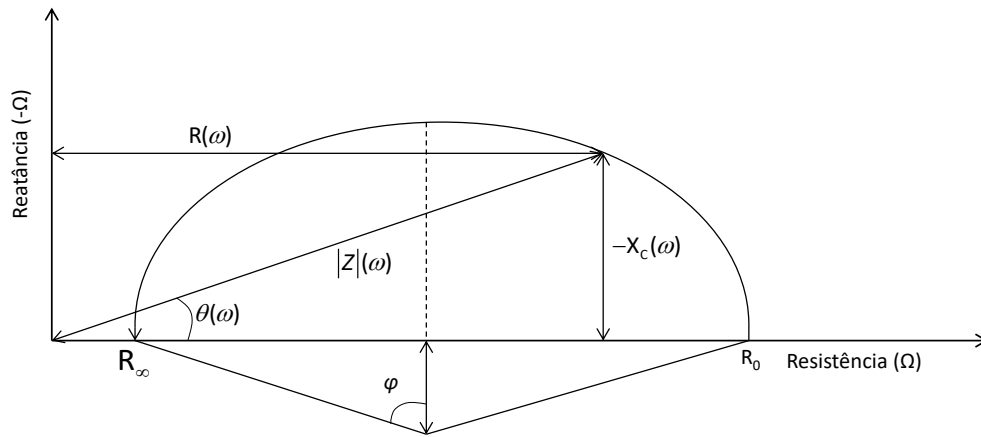
$$R_S = R_\infty \quad (2.5)$$

$$R_p = R_0 - R_\infty \quad (2.6)$$

O modelo série é mais apropriado para representar a caracterização da impedância, enquanto o modelo paralelo é mais usado para caracterização do comportamento da admitância. (PEREIRA, 2009)

Os valores de α podem variar de 0 a 1. Quando $\alpha \neq 1$, a equação é não-linear em relação a frequência e os valores de impedância geram um semicírculo suprimido quando plotados no plano da impedância (resistência x reatância) (ABTAHI, 2014) e o ângulo ϕ é menor que 90° (PEREIRA, 2009). Já para $\alpha = 1$, o gráfico é um semicírculo com centro no eixo real e o ângulo de depressão ϕ é 90° (PEREIRA, 2009). Um plano de impedância genérico pode ser visto na Figura 2.6

Figura 2.6 – Gráfico de Cole (Nyquist) padrão



Fonte: Produção do autor.

Para ajustar os dados experimentais com o modelo de Cole pode-se utilizar a técnica dos Mínimos Quadráticos Complexos Não-Lineares (CNLS), esta técnica fornece a qualidade do ajuste e permite adequar até 10 parâmetros de modelos complexos (PRICE, 2012). Existe uma maneira alternativa de se obter os parâmetros de Cole, onde ao invés de medir módulo e fase em vários pontos de uma faixa de frequência, é medido apenas o módulo utilizando um circuito simples e depois é feito o processamento (MAUNDY; ELWAKIL; ALLAGUI, 2015).

2.5 MEDIÇÃO DA BIOIMPEDÂNCIA

Nesta seção serão apresentadas algumas técnicas de medição da bioimpedância.

2.5.1 Excitação em corrente/tensão

A excitação do material biológico pode ser realizada em tensão ou corrente, cada método possui suas vantagens e desvantagens. A fonte de corrente, em malha aberta, pode ser ajustada para fornecer máxima corrente permitida e também é imune a impedância da interface eletrodo-tecido, gerando assim máxima resolução possível independentemente da carga (MOHAMADOU et al., 2012; Myoung H Choi et al., 2003; GRIMNES; MARTINSEN, 2008). Além disso, a operação em corrente permite medir apenas a tensão na carga, pois a corrente já é conhecida para o circuito todo (SANCHEZ et al., 2013). Entretanto, a excitação em tensão leva vantagem na banda de frequência (MOHAMADOU et al., 2012; QURESHI; CHATWIN; WANG, 2013; HARTOV et al., 2000), uma vez que a impedância de saída das fontes de corrente cai drasticamente nas altas frequências (SANSEN et al., 1992), logo, para frequências acima de um 1 MHz recomenda-se o uso da excitação em tensão.

2.5.2 Técnicas de medição

Existem 2 métodos de medição de bioimpedância quando se trata da faixa de frequência a ser medida. A impedanciometria que mede a bioimpedância em apenas uma frequência, geralmente 50 kHz (ALAM, 2014; KHALIL; MOHKAR; IBRAHIM, 2014b). E a espectroscopia de bioimpedância elétrica que mede a bioimpedância em diversas frequências, geralmente na faixa de 5 a 1000 kHz e é conhecido como espectroscopia de bioimpedância (SRINIVASARAGHAVAN, 2015; KHALIL; MOHKAR; IBRAHIM, 2014b).

A impedanciometria é muito utilizada na estimativa de composição corporal (KHALIL; MOHKAR; IBRAHIM, 2014b). Nesta aplicação, são obtidas equações a partir de um método padrão ouro de medição de composição corpórea. Nos equipamentos comerciais as equações são fornecidas pelo fabricante (XIE et al., 1999). Os valores obtidos a partir da medição da bioimpedância são colocados nessas equações preditivas e assim calculada-se informações relacionadas à composição corporal (BARBOSA et al., 2001).

Já na espectroscopia de bioimpedância são obtidos gráficos a partir dos resultados das medições em cada uma das frequências. O comportamento das curvas nesses gráficos permite identificar anormalidades em materiais como, por exemplo, diferenciar um tecido de pele cancerígeno de um tecido saudável (ABERG et al., 2004). Isso é possível porque as células

cancerígenas apresentam diferenças em relação as saudáveis. As cancerígenas tem potencial da membrana e impedância menores e apresentam acúmulo excessivo de cargas na superfície externa (PRICE, 2012). Esse comportamento das células cancerígenas pode ser explicado pela necessidade das células cancerígenas de absorver mais sangue que as normais, a fim de manter o crescimento acelerado. O sangue, por sua vez, é um bom condutor e, consequentemente, as células cancerígenas se tornam mais condutivas (BERA, 2013).

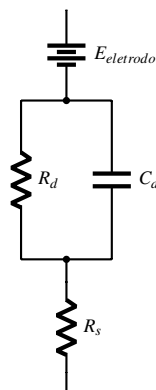
2.5.3 Eletrodo de medição

Os eletrodos de biopotencial são a interface entre o material biológico e o equipamento de medição. Pode-se dizer que esses eletrodos são transdutores que convertem a corrente elétrica de elétrons do dispositivo em corrente iônica no material (TABUENCA, 2009). Uma vez que os eletrodos são o caminho para que a corrente alternada chegue ao tecido, eles podem influenciar no sistema (PEREZ-GARCIA et al., 2016).

Essa conversão ocorre através de uma reação de redução-oxidação. A corrente no metal afasta os elétrons da superfície, gerando uma reação de oxidação. Essa reação, por sua vez, gera cátions que são descarregados no eletrólito, através de uma reação de redução (TABUENCA, 2009).

Este fenômeno ocorre até mesmo sem a presença de corrente elétrica. Quando um metal está submerso em uma solução iônica com íons desse mesmo metal, o desequilíbrio causado por essas reações gera um potencial conhecido como potencial de meia célula. Este potencial é responsável por erros de medição devido a movimentos do eletrodo. Quando os eletrodos se movimentam o equilíbrio iônico é reorganizado, mudando o potencial de meia célula (TABUENCA, 2009). O modelo elétrico para um eletrodo de biopotencial pode ser visto na figura 2.7

Figura 2.7 – Modelos Elétrico de um eletrodo de biopotencial



Ainda não existe um eletrodo padrão para aplicações de bioimpedância. Os eletrodos de prata-cloreto de prata (Ag/AgCl) são bastante utilizados em medições *in-vivo*, pois possuem características quase constantes ao longo da frequência (AMARAL, 2008). Além do mais, os eletrodos de Ag/AgCl possuem potencial DC bem conhecido e podem ser usados com gel condutor para melhorar o contato (KHALIL; MOHKTAR; IBRAHIM, 2014b). Entretanto, a área desse tipo de eletrodo pode ser muito grande quando comparada à área de determinados tecidos (BOGÓNEZ-FRANCO et al., 2014).

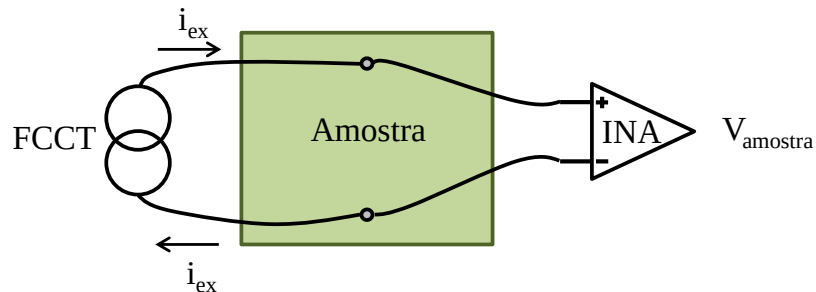
Atualmente, estuda-se o desenvolvimento de eletrodos em placas de circuito impresso flexíveis. As vantagens deste tipo de eletrodo, além da flexibilidade que melhora o contato com o tecido, são a facilidade de construção e o baixo custo (O'GRADY et al., 2011). Os materiais usados para o contato deste tipo de eletrodo, geralmente são ouro ou prata. O ouro é um padrão industrial quando se trata de contato elétrico, não sofre oxidação e é mais biocompatível do que a prata (O'GRADY et al., 2011). Entretanto, a prata apresenta menor potencial de eletrodo, baixo ruído intrínseco e menor impedância de contato (LAPATKI et al., 2004).

2.5.4 Número de eletrodos

O número de eletrodos a serem usados na medição da bioimpedância, pode variar de 2 a 72 eletrodos (BAYFORD, 2006; ZOU; GUO, 2003). As configurações com 2 e 4 eletrodos são as mais utilizadas na espectroscopia de bioimpedância (AMARAL, 2008), por isso serão abordadas neste trabalho. Já as configurações com mais eletrodos geralmente são utilizadas em aplicações onde se deseja fazer uma imagem do material em estudo, normalmente por se tratar de uma área muito grande.

Na técnica bipolar (2 eletrodos), um eletrodo é utilizado para injetar corrente e medir potencial em um lado do tecido, enquanto o outro eletrodo recebe a corrente e mede o potencial do outro lado do tecido (PEREIRA, 2009). São geralmente utilizados quando se deseja observar a mudança da impedância em uma única frequência (Buendía Lopez, 2013). Esta técnica de medição pode ser vista na Figura 2.8.

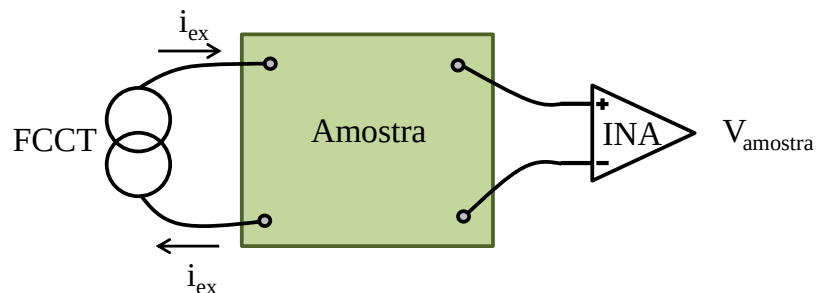
Figura 2.8 – Esquema de medição bipolar, onde os mesmos eletrodos usados para injetar a corrente de excitação i_{ex} são usado pelo amplificador de instrumentação (INA) para medir a tensão na amostra



Fonte: Produção do autor.

Na técnica bipolar, as medições são afetadas pela impedância de contato entre o eletrodo e o tecido e pela polarização dos eletrodos (PEREIRA, 2009). Essa impedância, por sua vez, depende da área de contato, material do eletrodo, concentração de pelos, composição da pele e frequência do sinal, sendo que quanto maior a frequência menor a impedância de contato (AMARAL, 2008). Para evitar estes problemas, utiliza-se a técnica tetrapolar (4 eletrodos). Nesta técnica um par de eletrodos é utilizado para injetar e receber a corrente, enquanto o outro par é responsável por medir a diferença de potencial (PEREIRA, 2009; RAY, 2014), como mostra a figura 2.9. Entretanto, a técnica tetrapolar não elimina capacitâncias parasitas (Buendía Lopez, 2013).

Figura 2.9 – Esquema de medição tetrapolar, onde um par de eletrodos é usado para injetar a corrente de excitação i_{ex} e outro par é usado pelo amplificador de instrumentação (INA) para medir a tensão na amostra



Fonte: Produção do autor.

Mesmo utilizando a técnica tetrapolar, ainda existem pequenos erros na medição devido a polarização dos eletrodos, principalmente em baixa frequência (<100 Hz), que podem ser corrigidos através de modelos matemáticos (Gomez Sanchez; FELICE, 2012).

3 INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA EM BIOIMPEDÂNCIA

O método convencional de excitação de tecidos na espectroscopia de bioimpedância elétrica utiliza a injeção de uma corrente elétrica senoidal com amplitude constante (BERTEMES-FILHO, 2002). Neste método ocorre uma varredura de frequência entre 100 Hz e 10 MHz, dependendo da aplicação. A troca da frequência do seno acontece após um determinado número de períodos para cada frequência (MARTENS et al., 2015). Este método é largamente utilizado uma vez que o seno excita, em teoria, apenas a componente fundamental, gerando assim uma relação sinal-ruído (SNR) alta. Além disso, o fato de que a medição ocorre durante vários períodos possibilita a coleta de um número grande de dados.

Entretanto, o tempo necessário para que a medição completa ocorra pode ser grande demais para algumas aplicações (MIN et al., 2009). Nos seres vivos, existem processos que ocorrem de forma muito rápida, assim, a espectroscopia de bioimpedância elétrica tradicional não seria capaz de acompanhar as mudanças causadas por estes processos (MIN et al., 2012). Por exemplo, o batimento do coração pode afetar as medições *in vivo*, ou no caso de que se deseja medir células em movimento em um canal microfluídico (OJARAND; MIN, 2014). Além do mais, o movimento involuntário dos pacientes pode causar mudanças no contato entre o eletrodo e a pele, que por sua vez pode causar erros na medição (DEGEN; JÄCKEL, 2008).

A fim de diminuir o tempo de medição da espectroscopia de bioimpedância, a alternativa encontrada foi usar sinais periódicos de banda larga, este tipo de sinal é capaz de excitar mais de uma frequência durante um período (MIN et al., 2009). Alguns dos sinais mais conhecidos de banda larga são: Maximum Length Binary Sequences (MLBS), chirp, Discrete Interval Binary Sequences (DIBS), multisenos.

3.1 CRITÉRIOS DE QUALIDADE DO SINAL

Nesta seção são elencados alguns dos padrões que se utiliza para caracterizar a qualidade do sinal de excitação.

3.1.1 Fator de crista

O fator de crista fornece informações sobre o quão compacto é o sinal no domínio do tempo, medindo a distribuição dos valores do sinal dentro da faixa de amplitude de excitação. Este parâmetro pode variar de 1 a infinito, sendo que 1 representa a melhor condição e infinito representa a pior. Um fator de crista baixo implica que a maioria dos valores está distribuída de

maneira densa entre as amplitudes máximas e mínimas, consequentemente, há mais potência nas medições, aumentando a relação sinal-ruído. Um fator de crista baixo também ajuda a evitar a saturação dos conversores AD e DA e mantém o sistema em sua região linear.

3.1.2 Relação Sinal-Ruído (*Signal-Noise Ratio* - SNR)

A SNR é definida pela relação entre a potência do sinal e a potência do ruído em uma determinada frequência, geralmente sendo expressa em dB. No caso específico da EBI algumas características chamam atenção em relação a SNR e devem ser levadas em consideração para o projeto do sistema de medição.

Por exemplo, considerando uma excitação em corrente com amplitude constante em uma faixa de frequência e um material biológico padrão, cuja impedância diminui com o aumento da frequência. Consequentemente, a tensão medida sobre a carga apresentará harmônicas em alta frequência menores do que em baixa, pois a bioimpedância diminui nas frequências mais altas. Se considerarmos que são utilizados eletrodos polarizáveis, então as harmônicas de baixa frequência serão ainda maiores. Logo, do ponto de vista da SNR o espectro ideal do sinal de excitação deve começar menor e ir aumentando ao longo da frequência, para que não haja redução da SNR. Respeitando sempre as limitações impostas pela IEC 60601 para segurança do paciente (OJARAND; RIST; MIN, 2016).

3.1.3 Espectro de Potência

Do ponto de vista da frequência, pode-se classificar o sinal de acordo com a distribuição da energia no espectro, conhecido como espectro de potência. Ou seja, em um sinal de banda larga, o ideal é que a potência esteja distribuída apenas nas frequências desejadas, caso contrário, diz-se que está sendo perdida potência. Quanto maior a potência injetada em uma determinada harmônica, maior será a relação sinal ruído desta harmônica, consequentemente, mais confiável será a medição.

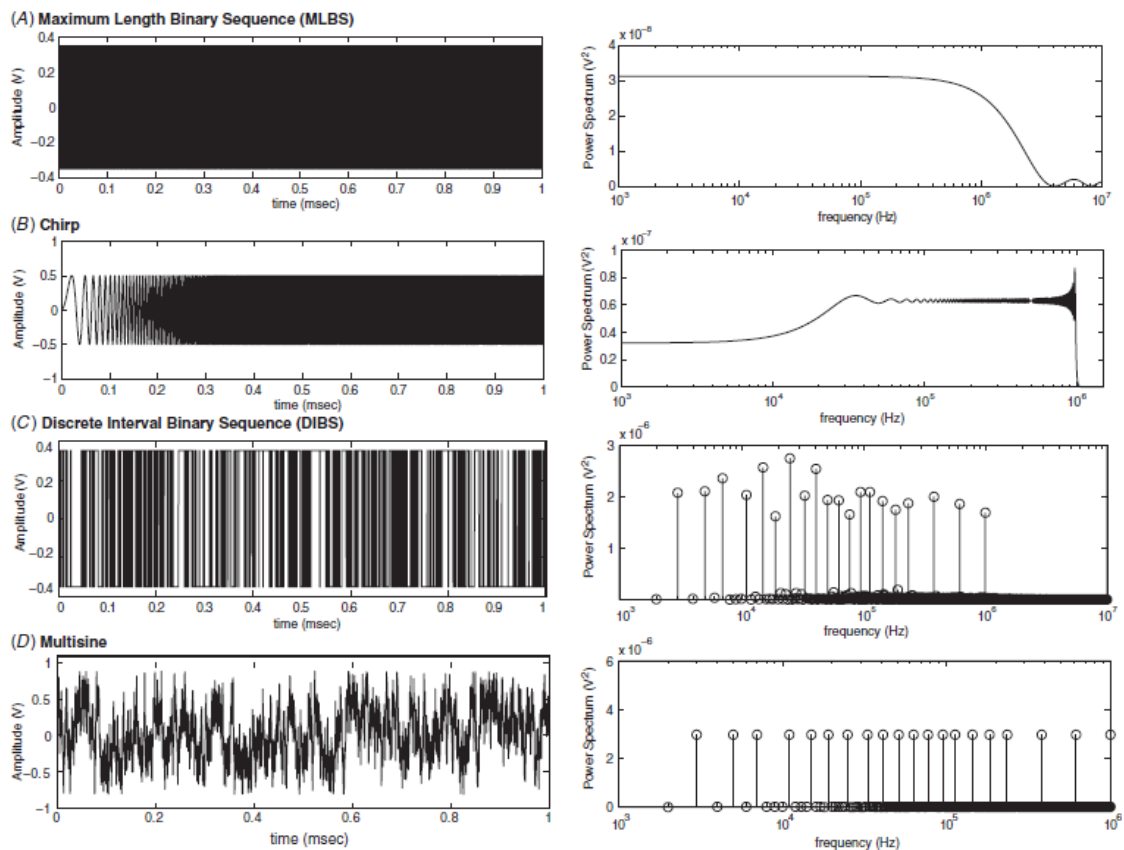
Os sinais espectralmente densos possuem praticamente todas as harmônicas da primeira frequência, Isto é, a potência está dividida entre muitas harmônicas de baixa amplitude ao longo de todo o espectro. Já nos sinais espectralmente esparsos, a potência está dividida em poucas harmônicas com grande amplitude em uma faixa limitada de frequências. Fica claro que para a espectroscopia de bioimpedância os sinais esparsos são mais adequados (OJARAND; RIST; MIN, 2016). O MLBS e o *chirp* são considerados sinais espectralmente densos, enquanto o multiseno e DIBS são considerados espectralmente esparsos.

3.2 TIPOS DE SINAIS BANDA LARGA

Os quatro tipos de excitação que são considerados para utilização na Espectroscopia de Bioimpedância são: *Maximum Length Binary Sequences* (MLBS), *Chirp*, *Discrete Interval Binary Sequences* (DIBS), Multiseno. Esses sinais podem ser vistos na figura 3.1, tanto sua forma de onda no tempo como seu espectro na frequência.

Existem sinais que apresentam banda larga mas não são adequados para a espectroscopia de bioimpedância. Os sinais aperiódicos, como o ruído branco, não são de interesse uma vez que causam *leakage* no espectro calculado pela FFT, pois são aperiódicos (SANCHEZ et al., 2012). Já o impulso, δ , seria ideal para a espectroscopia de bioimpedância rápida, pois em teoria excita todas as frequências no menor tempo possível. Entretanto na prática a amplitude do pulso é limitada e pequena, conseqüentemente as amplitudes das harmônicas também são pequenas. A amplitude RMS máxima do pulso é aproximadamente 20 vezes menor do que a da excitação por senos (OJARAND; RIST; MIN, 2016).

Figura 3.1 – Tipos de sinais de excitação banda larga considerados para espectroscopia de bioimpedância. Na coluna esquerda é apresentado o sinal no tempo e na coluna direita é apresentado o espectro do sinal



Fonte: (SANCHEZ et al., 2012).

O *Pseudo-Random Binary Sequences* (PRBS), é um tipo de sinal que consiste em sequências binárias com propriedades de ruído branco, sendo que duas variações das PRBS se destacam, as MLBS e as DIBS (Padilha Leizke, 2014).

3.2.1 *Maximum Length Binary Sequences (MLBS)*

Os *Maximum Length Binary Sequences* (MLBS) são sinais binários periódicos gerados digitalmente e são populares pela implementação com pouco hardware (MIN; PAAVLE, 2013), isso ocorre por usarem *linear feedback shift register*, que por sua vez é um gerador de números aleatórios que faz a realimentação por recursão linear (MOREIRA, 2006).

A amplitude do espectro de potência das MLBS é praticamente plana, isso ocorre devido à função sinc introduzida pelo segurador de ordem zero na saída. As amplitudes dessas componentes espectrais diminuem com o aumento da frequência, assim a relação sinal-ruído será inferior quando comparada a excitação de uma frequência apenas. Assim como todo sinal binário, o MLBS é resistente a sistemas ruidosos e tem um fator de crista (CF) ótimo. (SANCHEZ et al., 2012)

3.2.2 *Discrete Interval Binary Sequences (DIBS)*

As *Discrete Interval Binary Sequences* (DIBS) são sequências periódicas binárias multifrequenciais com uma característica especial, o sinal (positivo ou negativo) dessas sequências só pode mudar a cada intervalo de pontos equidistantes pré-estabelecidos (SANCHEZ et al., 2012). Isso força a potência a se concentrar em algumas harmônicas específicas (GODFREY et al., 2005), que podem ser escolhidas. Outra característica vantajosa destas sequências é o fator de crista, que assume valores entre 1.1 e 1.2 por se tratar de sequências binárias (SANCHEZ et al., 2012).

O uso destas sequências além de permitir a escolha das frequências a serem excitadas em um único período, também é de fácil implementação em *DSPs* e *FPGAs* quando comparado sinais senoidais, uma vez que requer apenas uma saída digital.

Sinais binários multifrequenciais podem fornecer até o dobro de potência total quando comparado a um multiseno de mesma amplitude. Consequentemente, as componentes espectrais podem ser até 5 vezes maiores (OJARAND; RIST; MIN, 2016). Além disso, os sinais binários podem fornecer até 5 vezes mais energia que os multisenos (OJARAND; LAND; MIN, 2012) e são até 3 vezes menos sensíveis a ruído (LAND et al., 2011).

A desvantagem dos sinais binários multifrequenciais é que parte da energia é distribuída em harmônicas maiores das frequências desejadas. Essas harmônicas de alta frequência são

espelhadas para as frequências mais baixas e distorcem o espectro (OJARAND; RIST; MIN, 2016). Outra característica negativa dos sinais binários é que uma simples filtragem pode distorcer o sinal, gerando o aumento do CF (OJARAND; RIST; MIN, 2016).

3.2.3 Chirp

O terceiro tipo de sinal é o *chirp*, muitas vezes é descrito como uma senóide com frequência variante, como mostra a equação 3.1 (SANCHEZ et al., 2012). Entretanto, existem diferentes formas deste sinal, podendo apresentar uma variação de frequência linear (crescente ou decrescente) ou não linear (quadrática ou exponencial) e ter forma de onda senoidal ou binária (OJARAND; RIST; MIN, 2016). A amplitude do sinal nas diferentes frequências é sempre a mesma, fazendo com que seu fator de crista fique em torno de 1.45. Entretanto, o uso deste tipo de sinal torna-se limitado, uma vez que não é possível escolher amplitudes espectrais arbitrárias e ocorre o aparecimento de *ripples* nas frequências de interesse (SANCHEZ et al., 2012).

$$u(t) = A \sin((at + b)t), 0 < t < T_o \quad (3.1)$$

3.2.4 Multiseno

Por fim, o quarto tipo de sinal refere-se aos multisenos, que tem como princípio manter as vantagens da excitação senoidal multifrequencial, mas excitando todas as frequências simultaneamente. Para tal, é realizada a soma de várias senóides, cada uma contendo uma das frequências que se deseja excitar.

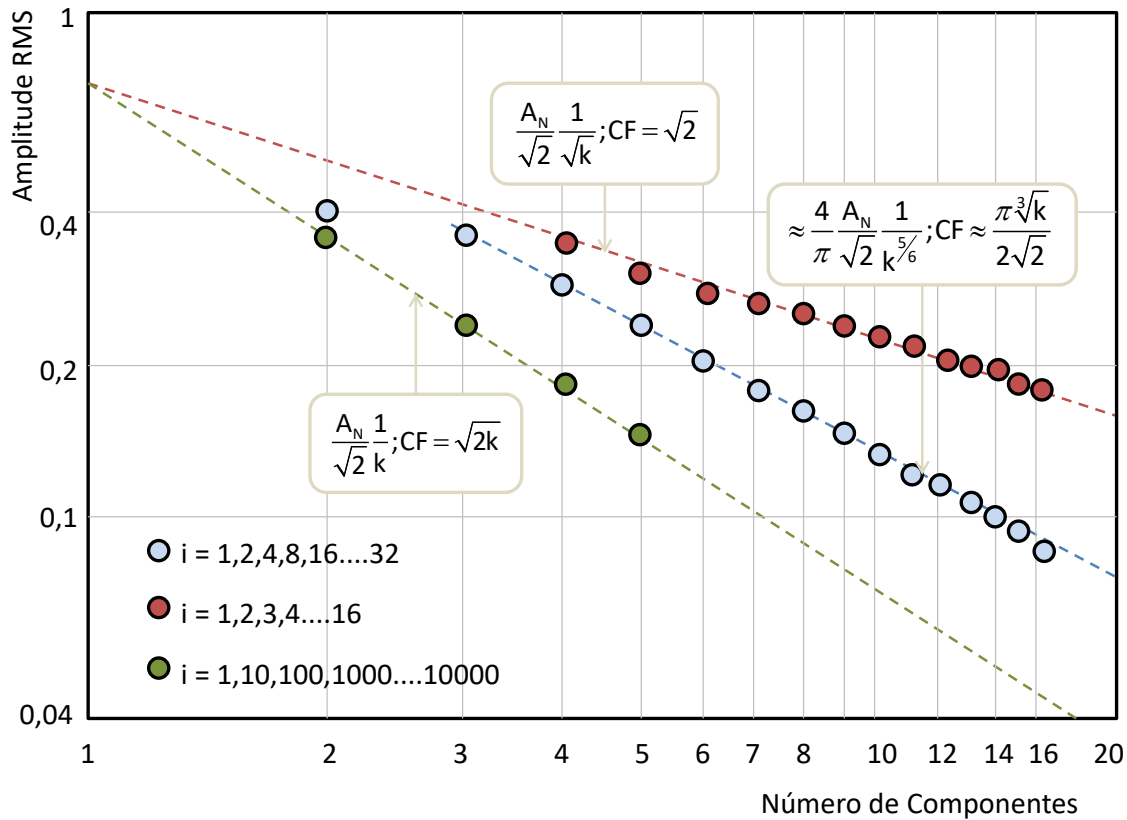
Esta soma de senóides aumenta a potência das harmônicas do sinal mas também a amplitude do sinal no tempo. Logo, o multiseno apresenta componentes espectrais iguais e potência constante, mas a amplitude do sinal varia. Sendo assim, os valores de pico do multiseno se tornam extremamente dependentes da fase inicial que é atribuída a cada um dos senos somados, influenciando o fator de crista. A equação 3.2 modela a potência do sinal multiseno em função do fator de crista e das amplitudes das componentes espectrais (OJARAND; RIST; MIN, 2016).

$$S_{rms}(i)_{Max|s(t)|=A_n} = \frac{A_n}{CF\sqrt{k}}, \quad (3.2)$$

Onde, S_{rms} é a amplitude RMS de uma componente espectral, A_n é a normalização da amplitude máxima do multiseno, k é o número de componentes do multiseno e CF é o fator de crista. A figura 3.2 mostra o efeito de k e do CF na amplitude das componentes espectrais.

Alguns métodos foram propostos para melhorar a distribuição das fases e consequentemente o fator de crista, como o apresentado em (OJARAND; MIN; ANNUS, 2014). Destaca-se

Figura 3.2 – Efeito de k e CF na amplitude das componentes espectrais do multiseno



Fonte: Adaptado de (OJARAND; RIST; MIN, 2016).

o multiseno otimizado, que consegue obter um fator de crista próximo ao do chirp (1.45), mas com a possibilidade de se escolher as harmônicas a serem excitadas. A distribuição das harmônicas é essencial na qualidade do sinal, alega-se que a distribuição logarítmica binária é muito superior a logarítmica decimal (LAND et al., 2011) e a distribuição por espaços igualitários (OJARAND et al., 2014).

3.3 AQUISIÇÃO DE DADOS EM BIOIMPEDÂNCIA

Nos sistemas de medição de bioimpedância, é comum que se excite o material biológico com uma fonte de corrente e se meça a tensão resultante no material (KUSCHE; KAUFMANN; RYSCHKA, 2014). Para realizar a aquisição destes sinais é utilizada uma instrumentação eletrônica, como filtros e amplificadores (TSUNAMI et al., 2004).

Entretanto, não existe uma única forma de se projetar a instrumentação para a aquisição da bioimpedância e cada tipo de aplicação requer um *hardware* adequado (PALKO; BIALOKOZ; WEGLARZ, 1995). O projeto deve avaliar o tipo de carga que será medido (GABRIEL et

al., 1996), se a excitação é em corrente ou tensão (QURESHI; CHATWIN; WANG, 2013), a necessidade de medir módulo e fase, o tipo de forma de onda usado no sinal de excitação, entre outros. Por exemplo, em sistemas onde a excitação é realizada com sinais binários, os *ampops* (amplificadores operacionais) devem possuir *slew rate* maior do que na excitação senoidal ou multisenoidal, evitando a distorção do sinal.

Sendo assim, é necessário investigar as técnicas mais utilizadas e suas alternativas para a aquisição de dados em sistemas de análise de bioimpedância elétrica. A qualidade dos dados obtidos nas medições deve ser a melhor possível, uma vez que estes dispositivos são usados em diagnósticos (KHALIL; MOHKAR; IBRAHIM, 2014a).

3.3.1 Métodos de medição de corrente e tensão

A medição da corrente é normalmente realizada através da conversão do sinal em corrente para um sinal em tensão através de um resistor com valor conhecido (ZHEN, 2010), denominado *shunt*. A tensão sobre este resistor é medida e então dividida pelo valor do resistor, assim obtém-se o valor da corrente. Os circuitos mais usados são os amplificadores de tensão e os amplificadores de transimpedância (VIBHUTE; PROJECT, 2010). O uso de sensores de corrente do tipo Hall não é possível em bioimpedância, uma vez que a frequência do sinal é muito alta e a amplitude muito baixa para que este sensor meça corretamente.

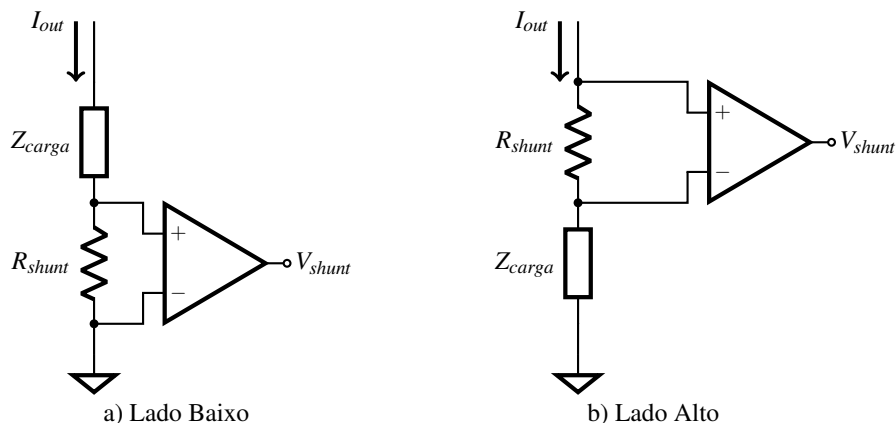
Desta forma os circuitos amplificadores de tensão, podem ser usados tanto para a medição da corrente como da tensão sobre a carga. Estes circuitos podem ter entrada simples ou diferencial, sendo que o primeiro não é capaz de medir uma diferença de tensão.

Os circuitos com entrada simples são amplificadores do tipo não inversor, inversor ou seguidor de tensão (*buffer*). O uso desses circuitos é vantajoso quando um lado da carga/*shunt* é aterrada, pois a tensão de saída do amplificador é a própria tensão na carga/*shunt*. Estes circuitos também são indicados quando se tem um conversor analógico-digital diferencial ou se deseja conhecer a tensão em cada eletrodo individualmente.

Já os circuitos com entrada diferencial usam um amplificador subtrator ou amplificador de instrumentação. Eles transformam a tensão diferencial da entrada em uma tensão simples na saída, logo, são indicados para medir cargas flutuantes (sem conexão de terra). Os amplificadores de instrumentação são largamente utilizados em sistemas biomédicos (GALANIS; HARITANTIS, 1996), pois apresentam : baixo *offset* DC de saída, baixo ruído, baixo *drift*, alto ganho de malha aberta, alta impedância de entrada e alta razão de rejeição de modo comum (CMRR) (PALLAS-ARENY; WEBSTER, 1993).

3.3.2 Estratégias de medição da corrente na carga

Figura 3.3 – Medição de corrente antes e depois da carga. (a) A corrente é medida depois da carga (lado baixo). (b) A corrente é medida antes da carga (lado alto).



Fonte: Produção do autor.

A medição de corrente pode ser feita previamente ou posteriormente a carga. Medindo depois da carga, conforme a figura 3.3 a), tem-se a vantagem da rejeição de modo comum e da medição simples, mas há distúrbios causados pelos retornos de terra (ZHEN, 2010).

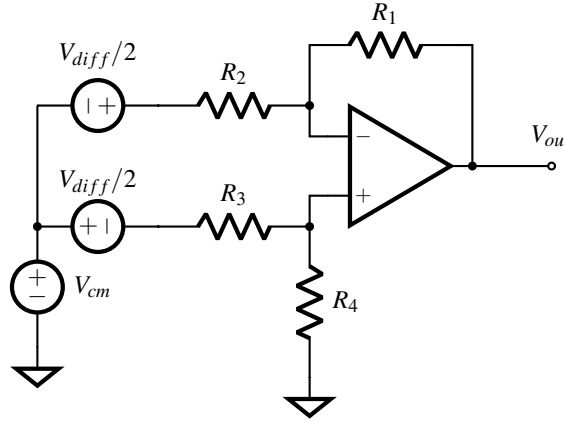
Por outro lado, medindo a corrente antes da carga, conforme a figura 3.3 b), pode-se detectar altas correntes causadas por curto e eliminar distúrbios da terra, mas exige um circuito extra para aumentar o CMRR da medição (ZHEN, 2010).

3.3.3 Rejeição de modo comum (CMR)

A alta razão de rejeição de modo comum (CMRR) é uma das características importantes dos amplificadores com entrada diferencial. Os sinais de modo comum são sinais que aparecem igualmente em ambas as entradas desses amplificadores devido as saídas de outros circuitos, indução por *loops* de terra, irradiação por 60 Hz da rede e sinais de rádio.

O CMRR é definido pela razão entre o ganho diferencial e de modo comum de um amplificador. Os amplificadores com entrada diferencial ideais são capazes de amplificar apenas o sinal diferencial e rejeitar totalmente as tensões de modo comum (Dataforth Corporation, 2000). Para tanto, o casamento dos resistores do circuito é fundamental (INTERSIL, 2009). No caso de um descasamento de resistores, o CMRR é afetado, veja as equações 3.3 e 3.4 (LOKERE; HUTCHISON; ZIMMER, 2012). A figura 3.4 mostra um modelo elétrico para representar as tensões diferenciais e de modo comum no circuito.

Figura 3.4 – Tensões de modo comum e diferencial em um amplificador subtrator. Onde V_{cm} é a tensão de modo comum e V_{diff} é a tensão diferencial.



Fonte: Produção do autor.

$$CMRR_{resistor} \approx \frac{\left(\frac{1}{2}\right)(G+1)}{\frac{\Delta R}{R}} \quad (3.3)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(\frac{1}{2}\right) \left(1 - \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4}\right) \quad (3.4)$$

onde $\Delta R/R$ é a razão de casamento dos resistores e G é o ganho de malha fechada do circuito. Caso os resistores possuam uma tolerância de 1%, o CMRR será de somente 34 dB, no pior dos casos. Para analisar o CMRR total ($CMRR_{TOTAL}$), considerando um *ampop* não ideal, a equação 3.4 deve incluir o CMRR do *ampop* ($CMRR_{amp}$), como indica a equação 3.5 (LOKERE; HUTCHISON; ZIMMER, 2012).

$$CMRR_{TOTAL} \approx \frac{\left(\frac{1}{2}\right)(G+1)}{\left(\frac{1}{CMRR_{amp}}\right)\left(\frac{1}{2}\right)(G+1) + \frac{\Delta R}{R}} \quad (3.5)$$

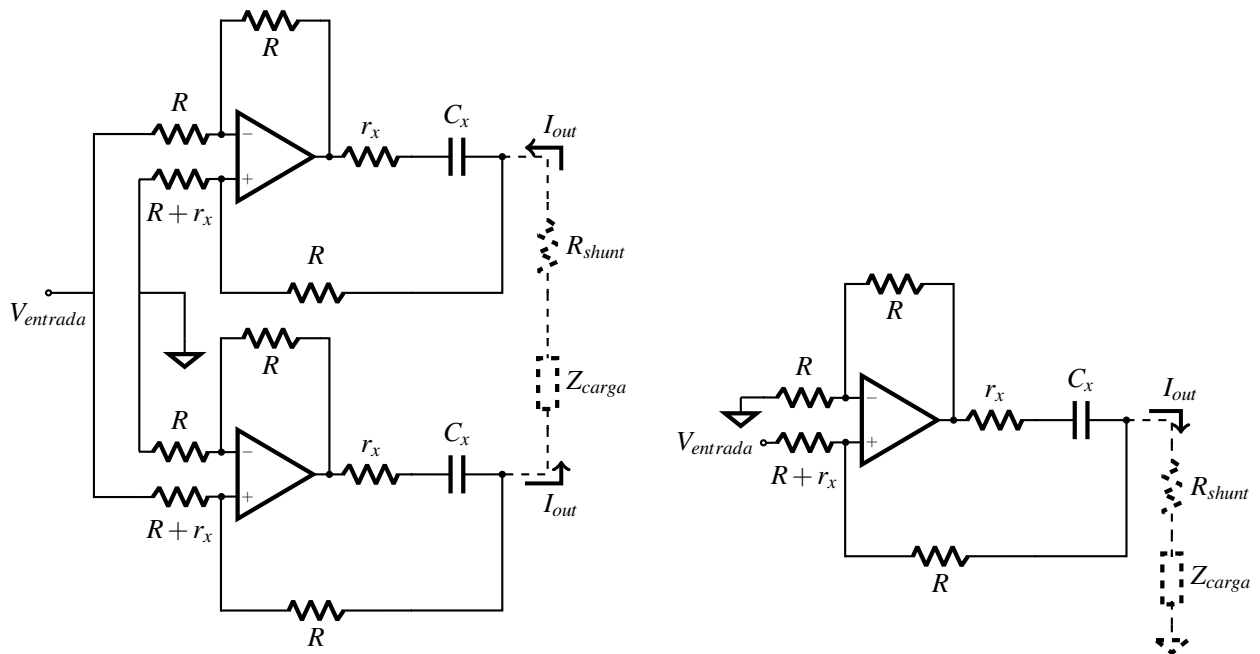
Sendo assim, quanto maior for o CMRR do *ampop*, melhor o desempenho do amplificador de instrumentação. Logo, a escolha do amplificador para este caso é de fundamental importância.

Conforme o apresentado ao longo desta seção, conclui-se que o CMRR dos amplificadores subtratores é fortemente dependente do ganho do *ampop* e da tolerância dos resistores. Sendo assim, é preferível usar circuitos integrados do que montar seu próprio amplificador. Nestes CIs, não é necessário se preocupar com escolhas de componentes, uma vez que os resistores externos que controlam o ganho não influenciam no CMRR (RISKIN, 1993).

3.3.4 CMR em fontes de corrente Howland

Além de utilizar circuitos amplificadores com altos valores de CMRR, faz-se necessário reduzir ou evitar as fontes geradoras de sinais de modo comum. No caso deste estudo, que avalia um analisador de bioimpedância que utiliza fonte de corrente Howland, sinais de tensões de modo comum podem facilmente aparecer devido ao desbalanço da fonte. A fonte de corrente Howland é uma fonte de corrente controlada por tensão, isto é, ao aplicar um sinal de tensão na entrada do circuito, é gerada uma saída em corrente com a mesma forma de onda da entrada. A amplitude da saída é delimitada pelo ganho de transcondutância do circuito, que é definido pela relação de resistores.

Figura 3.5 – Topologias clássicas da fonte de corrente Howland. Na esquerda a topologia espelhada MEHCS (diferencial) e na direita a topologia simples EHCS.



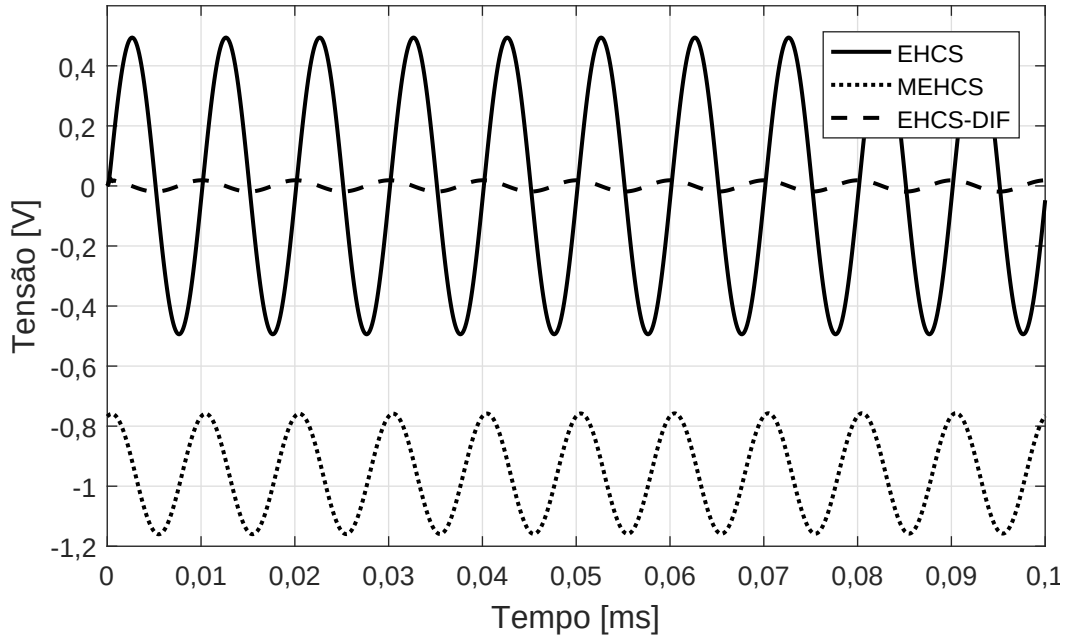
Fonte: Produção do autor.

Na figura 3.5 são apresentadas as duas topologias de fonte Howland mais utilizadas na espectroscopia de bioimpedância elétrica, a topologia espelhada (*Mirrored Enhanced Howland Current Source* - MEHCS) e a topologia simples (*Enhanced Howland Current Source* - EHCS).

Na figura 3.6 são apresentados dados de simulação em PSPICE das tensões de modo comum e diferencial sobre uma carga resistiva de $1\text{ k}\Omega$ para as duas topologias clássicas. A entrada foi um sinal senoidal de 1 V_p em 100 kHz e a saída é uma corrente 1 de mA_p .

É possível observar que na fonte de corrente espelhada o modo comum AC foi de aproximadamente $0,1\text{ V}_{pp}$ enquanto o DC foi de $0,6\text{ V}$. Já no caso da fonte simples, não foi observada

Figura 3.6 – Tensões diferenciais e de modo comum nas topologias clássicas da fonte Howland. (a) Topologia simples (EHCS) e (b) Topologia espelhada (MEHCS). Onde V_{cm} e V_{dif} são as tensões de modo comum e diferencial sobre a carga, respectivamente



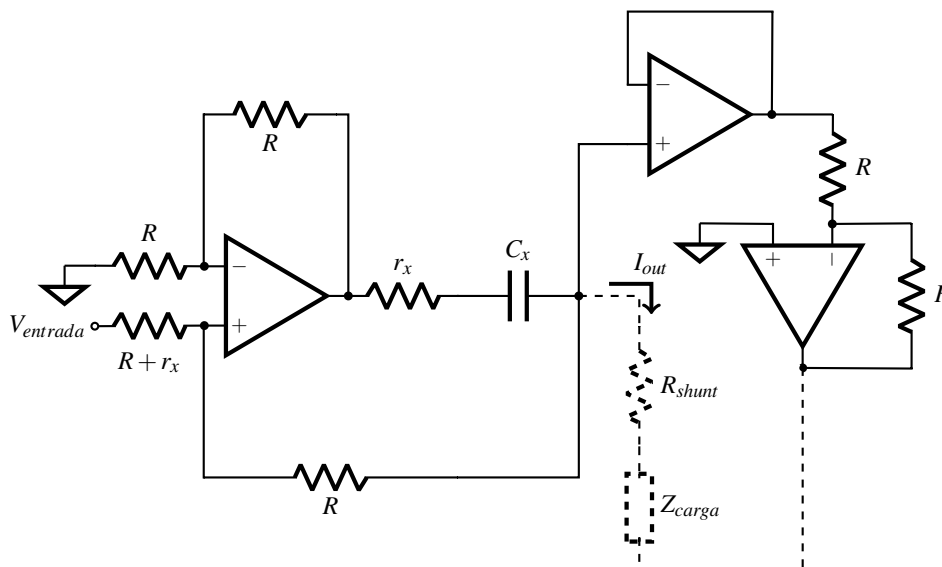
Fonte: Produção do autor.

a presença de modo comum DC, mas o AC foi de $0,5 V_p$. Observa-se que a fonte de corrente diferencial aparenta ter um modo comum na saída muito menor que a fonte simples.

No entanto, quando considerado um descasamento de resistência de $\pm 1\%$ no resistor r_x , a fonte diferencial apresentou uma tensão de modo comum AC de $0,4 V_p$ e 1 V DC, conforme mostrado na figura 3.8. A variação de $\pm 1\%$ no resistor r_x da topologia simples, não altera significativamente a tensão de modo comum.

A topologia apresentada EHCS-DIF (LIU et al., 2014), que pode ser vista na figura 3.7, reduz a tensão de modo comum drasticamente, conforme a figura 3.8. Entretanto adiciona dois *ampops* ao circuito, um *buffer* para obter a tensão de saída da Howland e um amplificador inversor que gerar uma tensão inversa no outro lado carga, desta forma compensando o modo comum.

Figura 3.7 – Topologia de fonte de corrente Howland com circuito de atenuação de modo comum (EHCS-DIF)



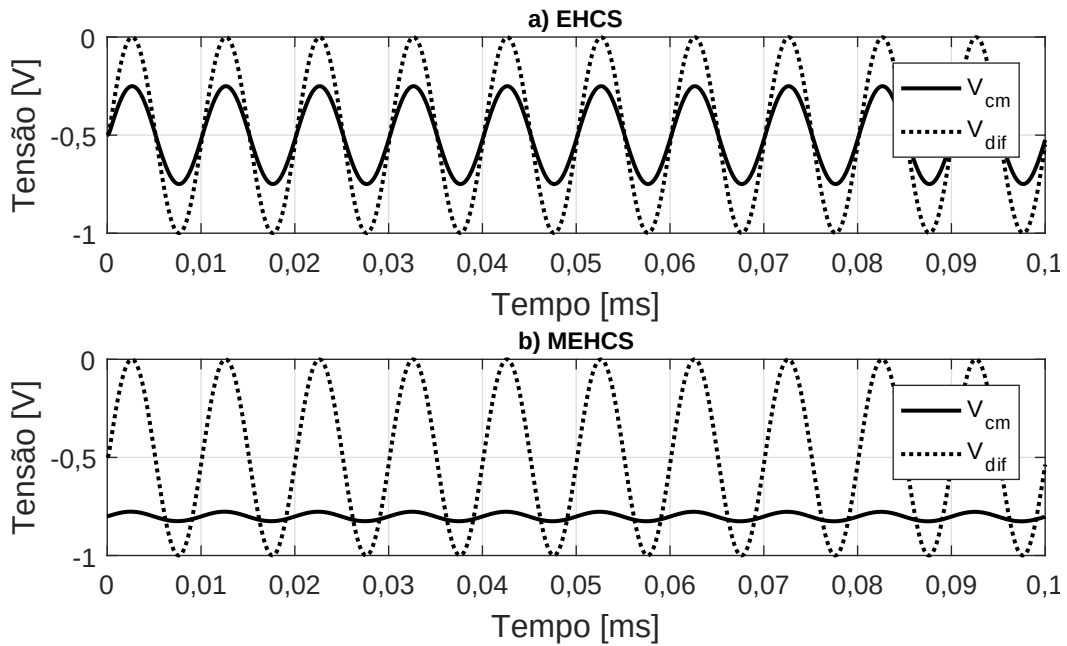
Fonte: (LIU et al., 2014).

Na figura 3.8 é possível comparar os resultados dos modos comuns das três fontes: simples, espelhada e com circuito de eliminação de modo comum, todas com 1% de erro no resistor r_x . A EHCS possui modo comum igual a metade da tensão diferencial, 0,5 V_p. Já a MEHCS, apresenta modo comum AC um pouco menor, mas o modo comum DC é alto, aproximadamente 1 V. Já a fonte com circuito de eliminação de modo comum apresentou uma tensão de 0,04 V_p.

Além da fonte de corrente, existem outras fontes de tensões de modo comum, como os cabos e os eletrodos. Em relação aos cabos, eles podem absorver ruído induzido, para atenuar esse problema se utiliza cabos com malha aterrada. Segundo (ZAGAR; KRIZAJ, 2007) a influência do desbalanceamento da impedância de contato eletrodo-pele no CMRR do sistema, é maior nos eletrodos de tensão do que de corrente. Além disso, esse estudo mostra que o desbalanceamento capacitivo do eletrodo é mais influente que o resistivo.

Na prática, muitas vezes a presença do modo comum não é percebida. Caso ele esteja na mesma frequência do sinal diferencial eles são somados ou subtraídos, alterando apenas a amplitude do sinal de saída. Outras vezes a frequência do sinal de modo comum é alta e o *slew rate* do *ampop* fazendo com que se transforme em um nível DC na saída.

Figura 3.8 – Formas de onda das tensões de modo comum para fontes Howland descasadas.



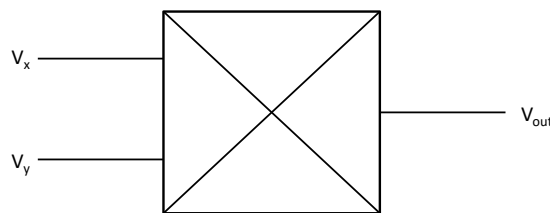
Fonte: Produção do autor.

3.3.5 Multiplicadores analógicos e amplificadores de ganho variável

Para regular a amplitude dos sinais durante a dinâmica do sistema, existem algumas opções de circuitos, como os multiplicadores analógicos e os amplificadores de ganho variável/programável.

Os multiplicadores analógicos são circuitos cuja a saída é o produto de duas entradas, de acordo com a equação 3.6 e com a figura 3.9. Se os dois sinais de entrada forem tensões, a saída é dividida por um fator de escala K . Os sinais de entrada podem ser tanto DC como AC, mas podem ser limitados quanto ao número de quadrantes em que atuam, nem todos operam com entradas bipolares (Analog Devices, 2009a).

Figura 3.9 – Multiplicador analógico. Onde V_x e V_y são as entradas do circuito e V_{out} é a saída.



Fonte: (Analog Devices, 2009a).

$$V_{out} = \frac{V_x V_y}{K} \quad (3.6)$$

Já os amplificadores de ganho programável/variável são circuitos cujo ganho pode ser alterado por um sinal analógico (tensão DC) ou digital (Analog Devices, 2009c). Eles podem ser desde amplificadores inversores até amplificadores de instrumentação.

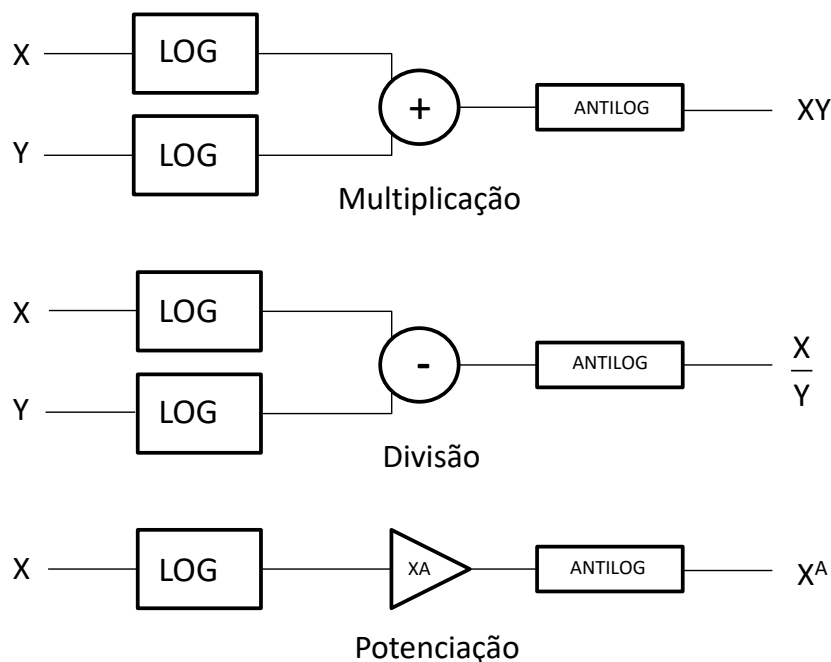
No caso dos VGAs é comum que o ganho seja dado em dB, linear e proporcional a uma tensão de controle (Analog Devices, 2009c). Nos digitais, geralmente uma palavra de 5 a 8 bits determina o ganho, que pode ser binário 1, 2, 4, 8... ou por décadas 10, 100, 100... (Analog Devices, 2009b).

Os VGAs são geralmente usados entre sensores e ADCs, podendo haver condicionamento de sinais antes ou depois. Entretanto recomenda-se que o estágio de ganho venha antes do estágio de condicionamento, para não amplificar erros introduzidos pelos circuitos complementares (Analog Devices, 2009c).

Tanto os multiplicadores quanto os VGAs e PGAs podem ser usados no controle de ganho, a principal diferença está na forma como o ganho é variado. Em alguns VGAs isso pode ocorrer através do chaveamento de resistores, que é um elemento críticos destes circuitos. Relés possuem baixa resistência de chave, mas são lentos, grandes e caros. Já as chaves CMOS são pequenas, mas a resistência da chave é variável e apresenta capacitâncias parasitas.

Nos multiplicadores analógicos, o ganho é dado por meio de uma multiplicação entre o sinal e um nível DC. Uma das estruturas que podem ser utilizadas são os circuitos log e antilog, como mostra a figura 3.10.

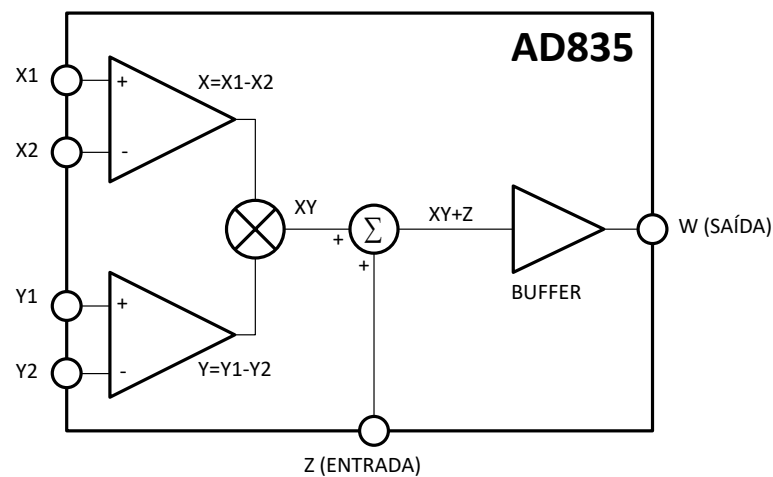
Figura 3.10 – Multiplicação, divisão e potenciação por circuitos Log.



Entretanto, os circuitos log tem banda de frequência limitada e permitem apenas operação em um quadrante. Sendo assim, a estrutura geralmente utilizada é célula de Gilbert. Esta estrutura, por sua vez, usa da relação linear entre a corrente de coletor de um transistor de silício e seu ganho de transcondutância.

Para este trabalho, foram considerados 2 circuitos integrados, o multiplicador analógico AD835 e o amplificador de ganho variável VCA810. O AD835 é um multiplicador de quatro quadrantes de banda larga com entrada diferencial, aceita entradas de até ± 1 V e saída de até $\pm 2,5$ V, cujo diagrama de blocos pode ser visto na figura 3.11 (Analog Devices, 2014).

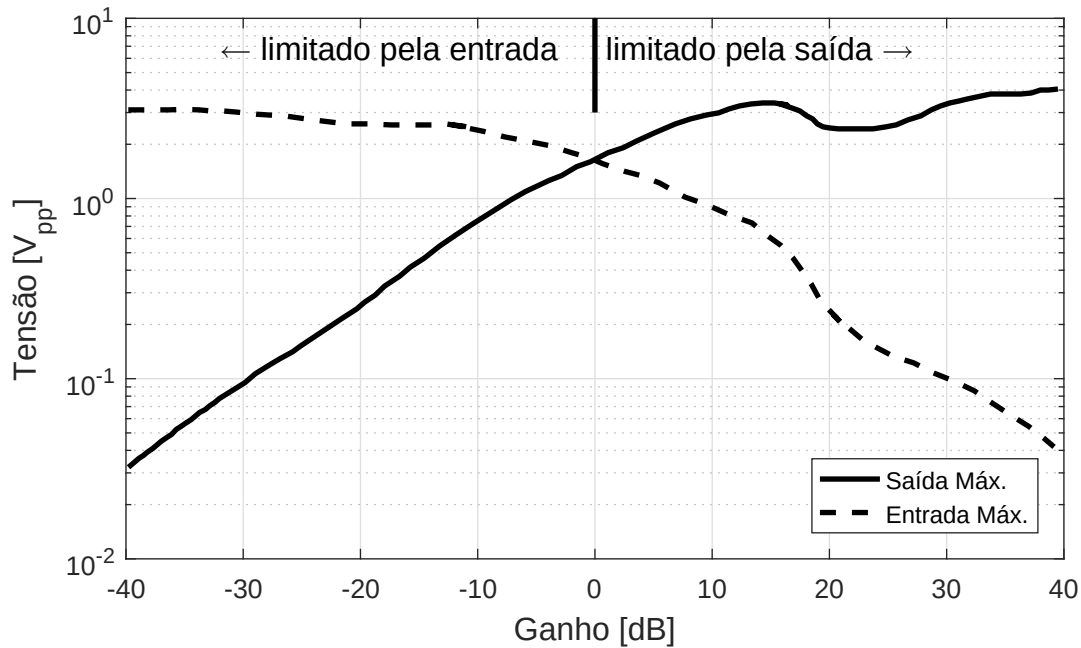
Figura 3.11 – Diagrama de blocos do circuito interno do AD835.



Fonte: (Analog Devices, 2014).

Já o VCA 810 é um amplificador de ganho variável com entrada diferencial e saída simples, linear em dB, que possibilita ganho de -40 a 40 dB para tensões de controle de 0 a -2 V, respectivamente. Uma característica importante deste circuito integrado é que a amplitude máxima permitida na entrada e na saída é limitada pelo ganho, conforme mostra a figura 3.12.

Figura 3.12 – Tensões máximas de entrada e saída em função do ganho



Fonte: (Analog Devices, 2014).

3.3.6 Condicionamento e técnicas de otimização para o ADC

Os conversores ADC da maioria dos microcontroladores utilizam o princípio SAR (*successive approximation register*). Neste tipo de ADC, o número de passos que são realizados para executar uma conversão é igual ao número de bits do ADC. Cada *clock* do ADC produz um bit do resultado na saída. O projeto interno deste tipo de ADC usa a técnica dos capacitores chaveados.

3.3.6.1 Erros do ADC

Os ADCs são os principais responsáveis pela exatidão das medições em um sistema de análise de bioimpedância. Entretanto, possuem uma variedade muito grande de erros, sendo que alguns podem ser eliminados ou atenuados.

Em relação aos erros inerentes ao ADC, o TUE (*Total Unadjusted Error*) é o máximo desvio entre os valores digitais práticos e teóricos, podendo ser resultado de um ou mais erros (ATMEL, 2016). O ILE (*Integral Linearity Error*) é a integral do DLE (*Differential Linearity Error*) e pode ser considerado o indicador do erro máximo. O DLE e o ILE podem ser calibrados pela curva do ADC medida na aplicação final (STM, 2017). Erros de *offset* e ganho podem ser compensados utilizando a função de autocalibração do DSP (Freescale Semiconductor, 2016).

Além dos erros do próprio ADC, existem ainda os erros gerados pelo ambiente que o envolve. Para a fonte de alimentação recomenda-se o uso de reguladores lineares, que têm menos ruídos em geral, ainda assim, o uso de filtros entre a saída do regulador e a terra é benéfico, o mais próximo possível da fonte. Nestes filtros, os capacitores com valores baixos filtram ruído de alta frequência, respondem mais rapidamente em surtos de corrente e descarregam para suprir a falta de corrente. Já os capacitores de valores altos, geralmente eletrolíticos, filtram as baixas frequências.

3.3.6.2 Técnicas de redução de erros

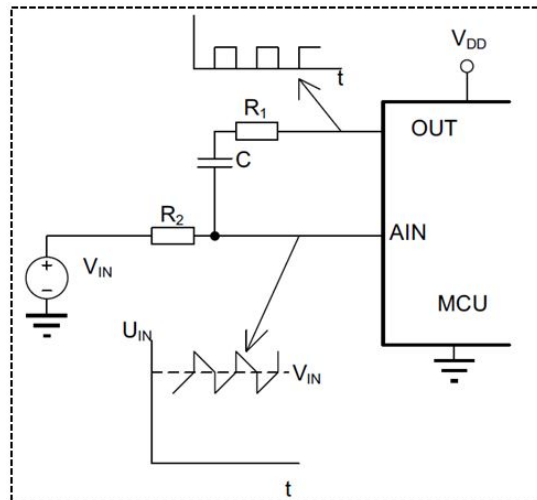
Em aplicações onde é requerida amostragem em velocidade muito alta, é comum que haja dificuldade para encontrar um ADC que atenda as especificações. Além de dobrar a taxa de amostragem, o método da intercalação, onde dois ADCs defasados de meio ciclo de *clock* medem o mesmo ponto, aumenta a relação sinal ruído (PEARSON, 2011).

Para eliminar ou atenuar o ruído que entra no ADC através das portas analógicas propõe-se algumas técnicas. O método da média consiste em medir o mesmo sinal inúmeras vezes e tirar a média por software (ATMEL, 2005). Alguns microcontroladores possuem uma função de sobreamostragem do ADC, que soma o resultado de várias conversões automaticamente.

Já na técnica da filtragem externa, é adicionado um filtro RC na entrada analógica, que geralmente é suficiente para eliminar as frequências acima das desejadas, não sendo necessário um filtro mais complexo.

No método da adição de ruído branco/varredura triangular, ocorre uma combinação de técnicas de software (média) e hardware (modificação/*dithering* do sinal) para melhorar a resolução (STM, 2017). O método da média não é eficaz quando a tensão de entrada é um sinal estável sem ruído, assim todas as medições serão a mesma, pois o sinal está no meio de duas palavras digitais. A solução é adicionar um ruído ou uma variação ao sinal que mude 1 bit na saída. A figura 3.13 mostra o circuito para se adicionar o *dithering* a um sinal.

Figura 3.13 – Método para geração de *dithering*. Onde Out é o pino do microcontrolador onde o sinal é gerado, AIN é a o pino de entrada analógica e V_{IN} é a referencia que se deseja adicionar o *dithering*.

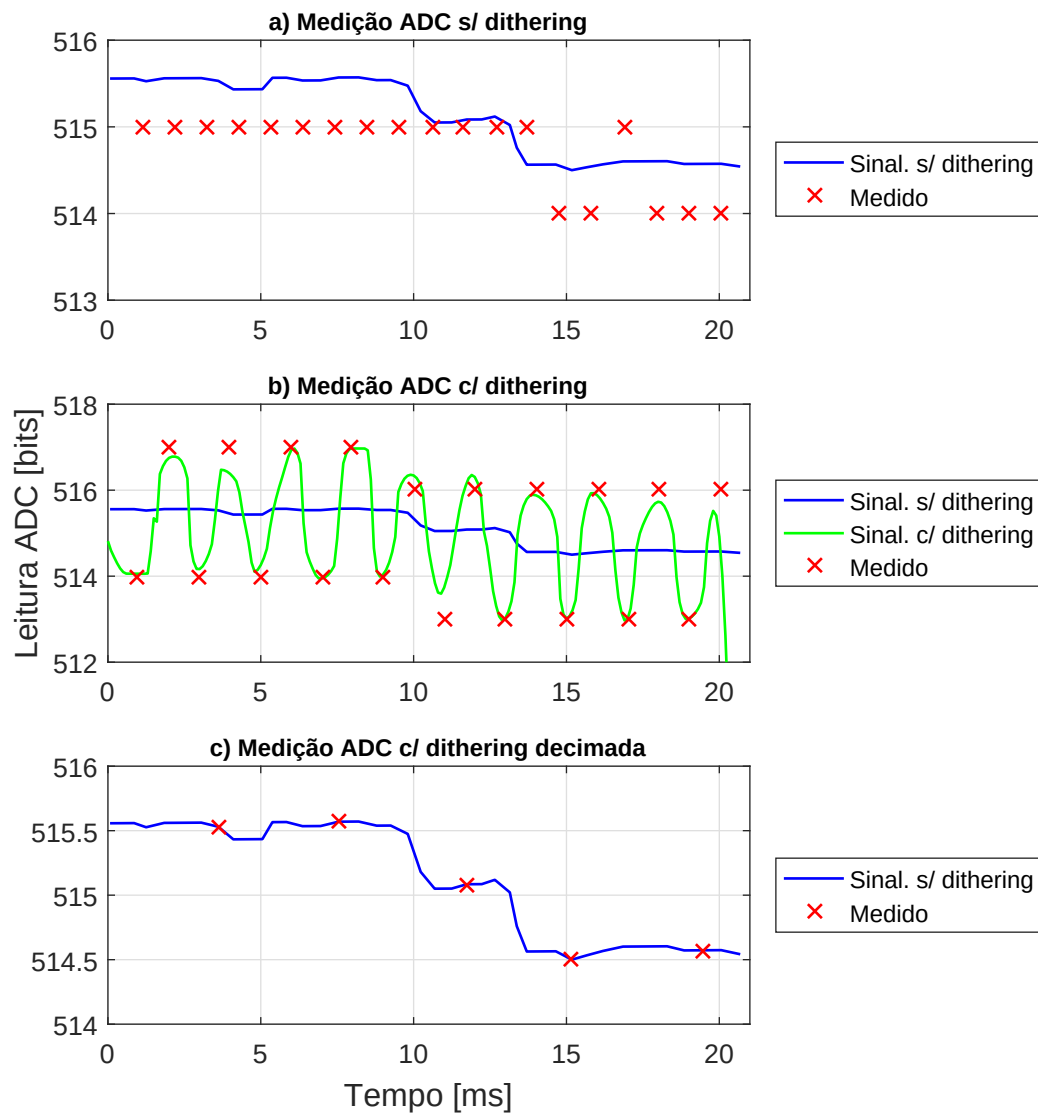


Fonte: (STM, 2017).

Através da figura 3.14 é possível entender o processo para aumento da precisão do ADC pelo uso do *dithering*. Na figura 3.14 a) é mostrado o erro que ocorre na medição do ADC quando o sinal permanece entre dois níveis de conversão. Neste caso, não adiantaria realizar uma sobreamostragem e média do sinal, pois o resultado das conversões seria sempre o mesmo, não tendo efeito no valor da média.

Já na figura 3.14 b) é mostrado o sinal com adição do *dithering* e sobreamostrado. Na figura 3.14 c) é mostrado o sinal ideal e o resultado do sinal medido com *dithering* e decimado.

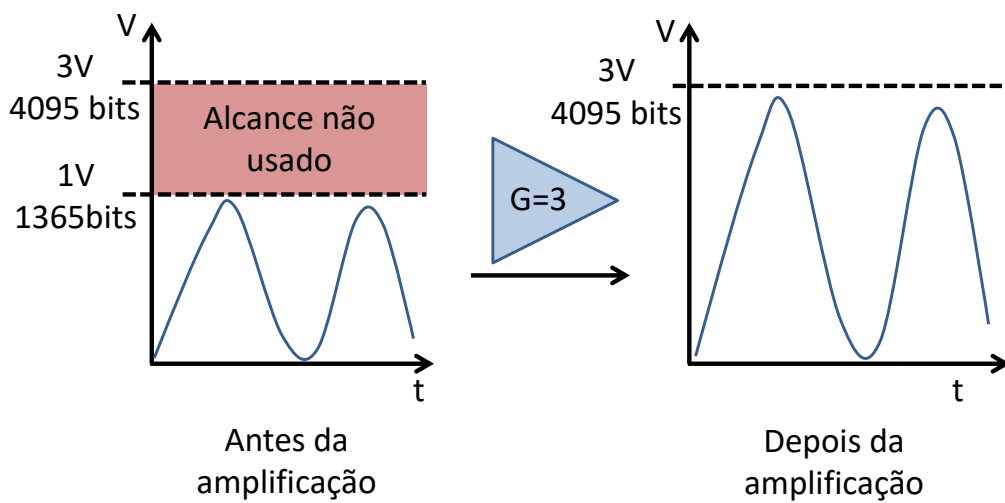
Figura 3.14 – Processo de implementação do *dithering* em sinais no tempo. (a) Em linha contínua o sinal real original, em pontilhado o sinal amostrado. (b) Em linha contínua o sinal real original e o sinal com acréscimo do *dithering* e em pontilhado o sinal amostrado. (c) O sinal real original e o sinal amostrado com uso do *dithering* após a decimação.



Fonte: (ATMEL, 2005).

Para aumentar a resolução do ADC, uma das técnicas mais eficazes é o ajuste do alcance dinâmico (Freescale Semiconductor, 2016). Este método aumenta a resolução do ADC através da seleção de uma tensão de referência apropriada ou de um estágio de pré-amplificação. Para adequar a tensão de referência do ADC, pode-se utilizar um regulador externo. Quando o sinal é muito pequeno em relação à tensão de referência é aconselhável usar um estágio de pré-amplificação, conforme mostra a figura 3.15. Deve-se atentar para que o circuito de amplificação não acrescente erros adicionais.

Figura 3.15 – Ajuste do alcance dinâmico por amplificação. Sinal amostrado no tempo antes e depois do processo de amplificação para ajuste ao alcance dinâmico.



Fonte: (STM, 2017).

3.3.6.3 Casamento de impedância do ADC

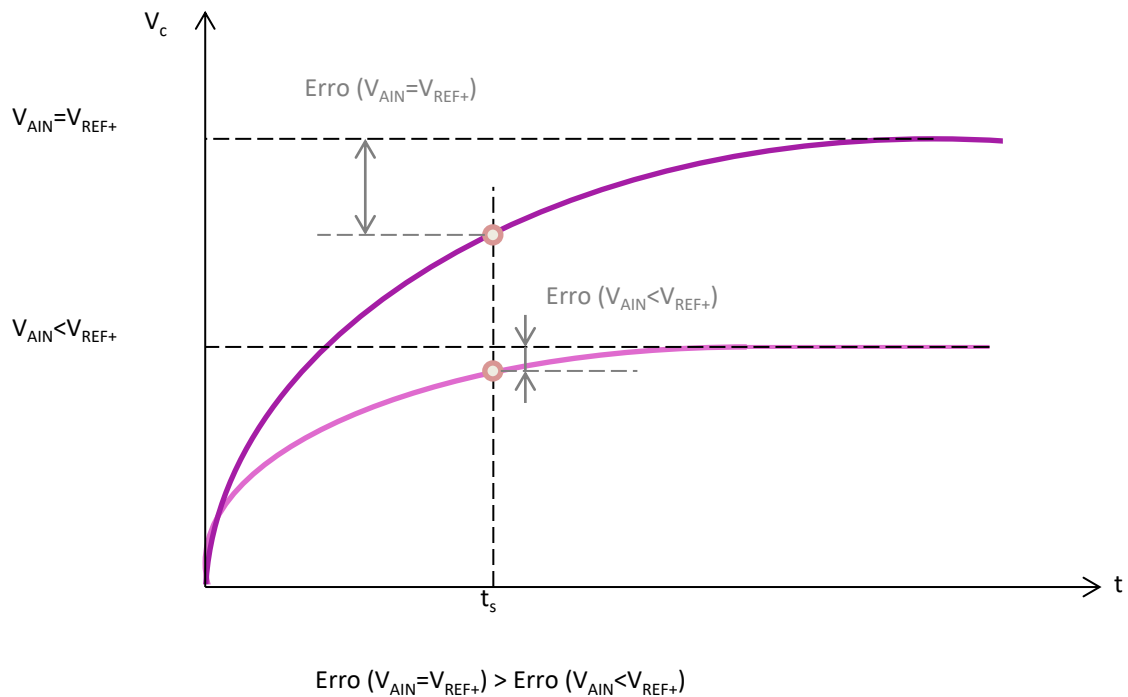
A impedância de saída do último estágio antes do ADC, chamada de impedância da fonte, é uma característica que precisa ser projetada com cuidado. O descasamento de impedâncias pode fazer com que seja alterado o tempo de amostragem necessário para a conversão ADC (ATMEL, 2016), gerando erros como os mostrados na figura 3.16. Apesar de parecer contraditório, a impedância de entrada dos ADCs de alta velocidade integrados aos microcontroladores pode ser baixa, na faixa de 1 k Ω .

Para calcular a máxima impedância da fonte, pode-se utilizar a equação 3.7, que é obtida considerando que o erro causado pela máxima impedância da fonte na medição do ADC pode ser no máximo 1/2 LSB (STM, 2017).

$$R_{AINmax} = \frac{T_s}{f_{ADC} C_{ADC} \ln(2^{N+1})} - R_{ADCmax} \quad (3.7)$$

Onde R_{AINmax} é a máxima impedância da fonte, T_s é o tempo que o sinal é amostrado no *sample and hold* do ADC, f_{ADC} é a frequência de amostragem do ADC, C_{ADC} é a capacitância de entrada do ADC e R_{ADCmax} é a resistência máxima interna do ADC. O erro gerado pelo descasamento das impedâncias é maior quanto maior a amplitude do sinal.

Figura 3.16 – Erro gerado pelo descasamento do circuito com o ADC. Onde a curva roxo escuro é o tempo necessário para conversão de um sinal que usa todo o alcance dinâmico do ADC, e em roxo claro um sinal com amplitude menor.

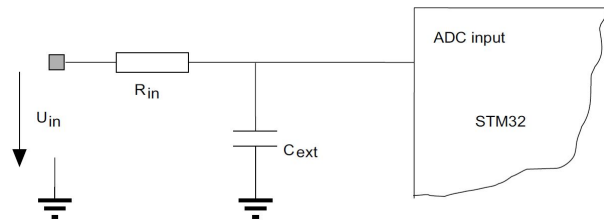


Fonte: (STM, 2017).

É comum utilizar um filtro passa baixas como último estágio antes do ADC, a fim de atenuar ruídos e evitar o efeito de *aliasing* como mostrado na figura 3.17. Caso a impedância de saída deste circuito seja alta, comparada a impedância de entrada do ADC, pode ocorrer o fenômeno visto na figura 3.18.

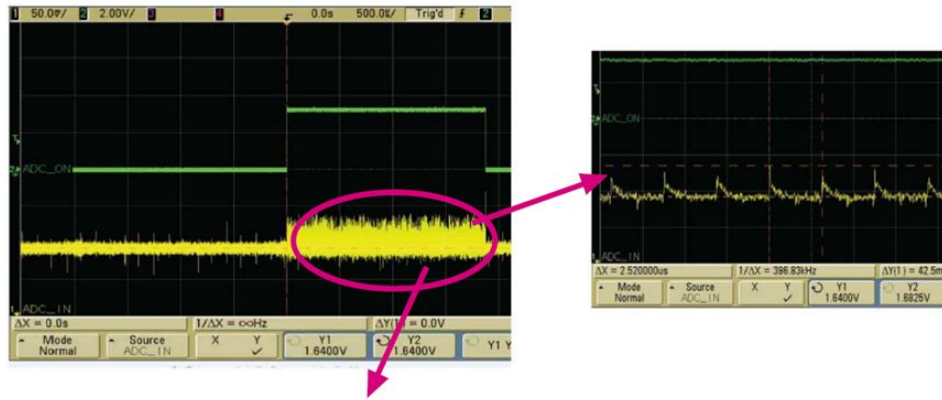
A explicação deste comportamento é a chave de amostragem. Quando a chave está fechada, a carga do capacitor de amostragem é transferida para o pino de entrada e é descarregada pela impedância da fonte, a descarga ocorre até que a chave seja aberta. A tensão remanescente do processo de descarga permanece no capacitor gerando erros na medição. Este erro é melhor ilustrado na figura 3.19.

Figura 3.17 – Filtro RC antes do pino de entrada do ADC. Onde R_{IN} é o resistor e C_{EXT} o capacitor do filtro passa-baixas *anti-aliasing*.



Fonte: (STM, 2017).

Figura 3.18 – Ruído de conversão do ADC. Sinal na entrada do ADC, durante o período de amostragem ocorre o aparecimento de ruído.



Sinal de entrada no pino do ADC durante a conversão

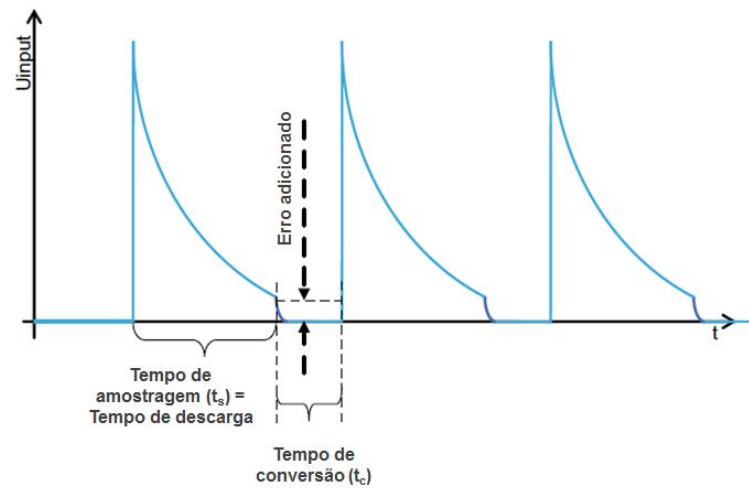
Fonte: (STM, 2017).

Para resolver este problema, pode-se mudar o tempo de amostragem através do *firmware*. Além do registrador de tempo de amostragem, diminuir a frequência do *timer* do ADC também fará com que o período de amostragem seja maior (STM, 2017). Caso o problema persista, deve-se adicionar um capacitor externo com valor alto ao pino de entrada. O tamanho da capacitância deve ser capaz de descarregar o capacitor interno, sem que seja aumentada a tensão do capacitor externo em 0,5 LSB. Para calcular o valor deste capacitor usa-se a equação 3.8 (STM, 2017).

$$C_{EXT} = C_{SH} \frac{U_{max}}{U_{LSB}} \quad (3.8)$$

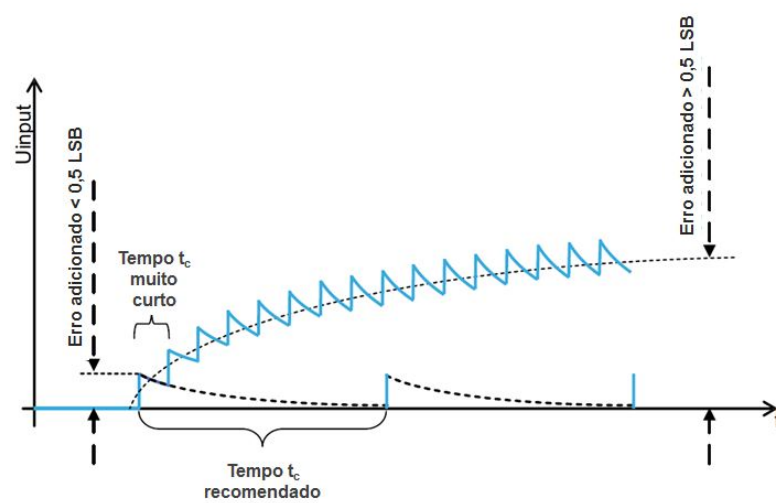
Um efeito colateral deste hardware é o carregamento cíclico do capacitor externo. Caso não haja tempo suficiente para que o capacitor externo seja descarregado durante duas conversões consecutivas, ele também se torna uma fonte de erros, como mostra a figura 3.20. Para criar o tempo necessário de descarga para o capacitor externo, deve-se modificar o *firmware*.

Figura 3.19 – Erro gerado na conversão devido a falta de tempo para descarga do capacitor de amostragem



Fonte: (STM, 2017).

Figura 3.20 – Erro gerado pelo capacitor externo



Fonte: (STM, 2017).

3.3.7 Placa de desenvolvimento STM32F303ZE-NUCLEO144

A STM32F303ZE-NUCLEO144 é uma placa de desenvolvimento da STMicroelectronics, o nome é dado devido ao microcontrolador (MCU) ser o STM32F303ZE e a placa de circuito impresso ser do modelo NUCLEO com 144 pinos.

O STM32F303ZE utiliza um processador ARM® CORTEX®-M4, 32 *bits*, *Floating Point Unit* (FPU), 72 MHz, com multiplicação em um ciclo de clock e divisão por *hardware*, até 512 *Kbytes* de memória *flash* e 64 *Kbytes* de SRAM. A tensão de alimentação do STM32F303ZE é de 2 a 3,6 V, mas na placa de desenvolvimento chega 5 V através de uma porta USB que é regulada para 3,3 V.

Destacam-se alguns periféricos: 115 pinos I/O digitais; 12 canais de DMA, 4 conversores analógico-digital (ADC) (total de até 40 canais) com velocidade de conversão de até 5,1 MHz na resolução máxima e resolução variável de 8, 10 e 12 *bits*; 2 conversores digital-analógico (DAC) de 12 *bits*; 4 amplificadores operacionais que podem ser usados como PGAs; até 14 *timers*; diversos tipos de comunicação (CAN, USART, SPI, I²C).

Existem três formas de se programar os registradores deste MCU, duas delas diretamente no *firmware* utilizando as APIs (*application programming interfaces*) e outra através de uma interface interativa, chamada STM32CubeMX, que gera o código de inicialização com os registradores já programados pelo usuário. As APIs são a HAL (*Hardware Abstraction Layer*) e a LL (*Low Layer*), resumidamente, a HAL é de mais alto nível mas menos flexível do que a LL. A programação do restante do código é feita em C, podendo ser utilizado diretamente a IDE do ECLIPSE, que é de código aberto, ou o KEIL que possui versão gratuita com limitações no tamanho do código e uma versão paga sem restrições.

Algumas características específicas deste microcontrolador e que são fundamentais para o projeto do sistema de medição de bioimpedância são discutidas a seguir.

Em relação a geração de sinais, o periférico PWM (*pulse width modulation*) pode ser usado tanto na geração de sinais binários como analógicos (usando um filtro na saída). O PWM desta placa tem capacidade de operar em 144 MHz mesmo que o clock do microcontrolador seja de no máximo 72 MHz. Uma forma alternativa para a geração de sinais binários é utilizar o *timer* em modo comparação e quando o valor de contagem é atingido, aciona-se o DMA (*Direct Memory Access*) que transfere o valor (0 ou 1) da memória para o registrador do GPIO (*General Purpose Input/Output*). Para sinais analógicos, a opção ao PWM é utilizar o DAC, que neste microcontrolador tem excursão de 0 a 3,3 V, impedância de saída de 5 k Ω , velocidade de atualização da saída, para uma variação 1 LSB, de 1 MS/s, e tempo de estabilização para a escala total de 3 μ s.

O amplificador operacional (Ampop), do tipo *rail-to-rail*, pode ser usado como *buffer* para dar baixa impedância de saída ao DAC, sendo que a saída do DAC é interligada com a entrada do *buffer*, não sendo necessário conexão externa. Para ativar o *buffer* basta programar um registrador, mas se deve ter cuidado com as especificações do Ampop, as mais importantes são: Banda de ganho unitário 8,2 MHz, *slew rate* de 4,7 V/ μ s. Em configuração não-inversora, pode-se trabalhar com ganhos de 2, 4, 8 e 16, mas ocorre a redução da banda de frequência.

O periférico mais importante para um sistema de medição de impedância é o ADC. Neste microcontrolador o existem 4 ADCs individuais, cada um conta com canais rápidos e lentos. A velocidade do ADC depende não só do tipo de canal, mas também do tempo de amostragem e do número de *bits*. Para uma frequência de *clock* fixa em 72 MHz e um tempo de amostragem de 1,5 ciclos de *clock*, a velocidade dos ADCs rápidos será de 5,14; 6; 7,2 e 9 MSPS (*Mega Samples Per Second*) para resoluções de 12, 10, 8 e 6 *bits* respectivamente. Para calcular a velocidade do ADC, pode-se utilizar a equação 3.9.

$$Fs = \frac{72 \times 10^6}{n_{bits} + 0.5 + n_{ciclos}} \quad (3.9)$$

Onde, n_{bits} é o número de bits do ADC e n_{ciclos} é o número de ciclos em ocorrerá a amostragem do sinal no *sample-hold* do ADC, sendo que esse valor não é de livre escolha, alguma opções são dadas como 1,5, 2,5 e 4,5.

O valor de n_{ciclos} também tem influência sobre a impedância de entrada do ADC e consequentemente sobre a impedância máxima de saída do estágio anterior, também chamada de impedância da fonte (R_{AIN}). Por exemplo, para um canal lento, com $n_{ciclos} = 4,5$ e resolução de 12 *bits*, o valor máximo de R_{AIN} é de 220 Ω , caso contrário será gerado erro na medição.

Os ADCs podem trabalhar separadamente, em modo diferencial, ou em modo entrelaçado (*interleaved*). No modo diferencial a saída do ADC será dada pela diferença entre as saídas de dois ADCs. Já no modo entrelaçado dois ADCs trabalham de modo intercalado, ou seja, a leitura de um ocorre com defasagem de meio ciclo do outro, assim a frequência de amostragem é dobrada.

Este microcontrolador possui opções para otimizar o uso de memória e a velocidade de transferência do registrador de saída do ADC para um vetor da memória. Como o ADC é de 12 *bits* e o microcontrolador é de 32 *bits*, é possível fazer com que uma palavra de 32 *bits* armazene duas saídas consecutivas do ADC, onde a primeira saída ocupa os primeiros 16 *bits* da palavra e a segunda saída do ADC ocupa ou outros 16 *bits*. Isto pode ser feito sem uma única linha de código no *loop* principal, uma vez que estas ações são pré-estabelecidas através da programação dos registradores do DMA e do ADC.

Tabela 3.1 – Erros do ADC do STM32F303ZE para um canal lento

Parâmetro	Descrição	Valor Máximo	Unidade
EL	Erro de linearidade integral	3	LSB
ENOB	Número efetivo de bits	10,2	bits
SINAD	Relação sinal - ruído e distorção	63	dB
SNR	Relação Sinal-Ruído	64	dB
THD	Distorção harmônica total	-74	dB
ET	Erro total sem ajustes	6,5	LSB
EO	Erro de offset	3	LSB
EG	Erro de ganho	6	LSB
ED	Erro diferencial de linearidade	1,5	LSB

Na tabela 3.1, é possível ver os erros do ADC (canal lento) do MCU descrito, a explicação, significado e possível correção de cada um deles está na subseção "Condicionamento e técnicas de otimização para o ADC". Todos os dados foram obtidos no *datasheet* do componente.

3.4 FERRAMENTAS DE PROCESSAMENTO DE DADOS

3.4.1 Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*)

A transformada de Fourier é uma operação matemática que decompõe a função no tempo de um sinal em uma função complexa deste sinal na frequência. Para tal, o sinal é expresso através da soma (sinal discreto) ou integral (sinal contínuo) de múltiplas funções senoidais, cada uma delas com frequência distinta e multiplicada por um coeficiente próprio (PROAKIS; MANOLAKIS, 2000).

A FFT nada mais é que uma forma rápida de se calcular a transformada de Fourier para sinais discretos, chamada de DFT (*Discrete Fourier Transform*), que é representada pela equação 3.10, onde $x(n)$ é o sinal amostrado, $X(k)$ é a transformada de Fourier discreta e N é o número de pontos amostrados (PROAKIS; MANOLAKIS, 2000).

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (3.10)$$

Na espectroscopia de bioimpedância a FFT é um elemento fundamental, uma vez que é através dela que se realiza o cálculo da impedância conforme mostra as equações 3.12, 3.11 e 3.13. (OJARAND; RIST; MIN, 2016)

$$V/\underline{\phi}_v[f] = \mathcal{F}\{V_{data}\} \quad (3.11)$$

$$I/\underline{\phi}_v[f] = \mathcal{F}\{I_{data}\} \quad (3.12)$$

$$Z/\phi_z[f] = \frac{V/\phi_v}{I/\phi_i} \quad (3.13)$$

Onde V , I e Z são vetores de módulos e ϕ_v , ϕ_i e ϕ_z são vetores de fases. Estes vetores são gerados pela transformada de Fourier do vetor com os dados da medição de tensão V_{data} e do vetor com os dados da medição de corrente I_{data} . Já o índice f representa qual a frequência a que se refere o módulo ou fase. Por exemplo, supondo um sistema de espectroscopia de bioimpedância que mede 10 frequências, onde a primeira é 1 kHz e a última é 1 MHz, então f pode assumir valores de 1 a 10, onde 1 representa 1 kHz e 10 representa 1 MHz.

Para implementar a operação da FFT em vetores como V_{data} e I_{data} existem diferentes algoritmos. O algoritmo usado pode alterar a precisão e a velocidade do cálculo da FFT, mas neste trabalho eles não serão abordados (DUHAMEL; VETTERLI, 1990). Para realizar a FFT serão utilizadas bibliotecas consolidadas para C (DSP.h) ou Python (NumPy).

Uma característica da FFT que deve-se respeitar para melhorar o cálculo do espectro da impedância é a periodicidade do sinal (SANCHEZ et al., 2012). Isto é, um sinal periódico no tempo apresenta um espectro discreto, ou seja, um multisenso ou DIBS apresentam componentes em apenas algumas frequência e não no espectro todo. Logo, a aquisição de dados deve ser feita de forma que seja adquirido um número inteiro de períodos. Caso isto não ocorra será gerado erros de *leakage* e *scalloping* (YANG et al., 2014).

O erro de *leakage* é caracterizado quando ocorre o aparecimento de lóbulos indesejados, enquanto o erro de *scalloping* é caracterizado pelo descasamento de *bins*, ou seja, a frequência a ser representada está fora da resolução do FFT (PRUTCHI; NORRIS, 2005). Por exemplo, se a FFT tem resolução de 10 Hz e o sinal tem frequência 105 Hz, então a energia do sinal será dividida entre os *bins* 100 e 110 Hz, podendo gerar um erro na amplitude da componente. O *leakage* pode ser facilmente corrigido pelo janelamento da aquisição e o *scalloping* por interpolação (YANG et al., 2014).

Outro erro que pode aparecer na FFT devido à amostragem é o erro por *alias*, este erro é causado por frequências acima da frequência de Nyquist, isto é, acima da metade da frequência de amostragem (PRUTCHI; NORRIS, 2005).

3.4.2 Interface Homem-Máquina (IHM)

A interface homem-máquina é responsável pela interação entre o usuário e o dispositivo. A interface deve possibilitar a configuração dos parâmetros de medição, iniciar e parar a medição e mostrar os gráfico com o resultados das medições, possibilitando o salvamento dos dados ou dos gráficos em imagem. Para criação desta interface, diversas linguagens de programação

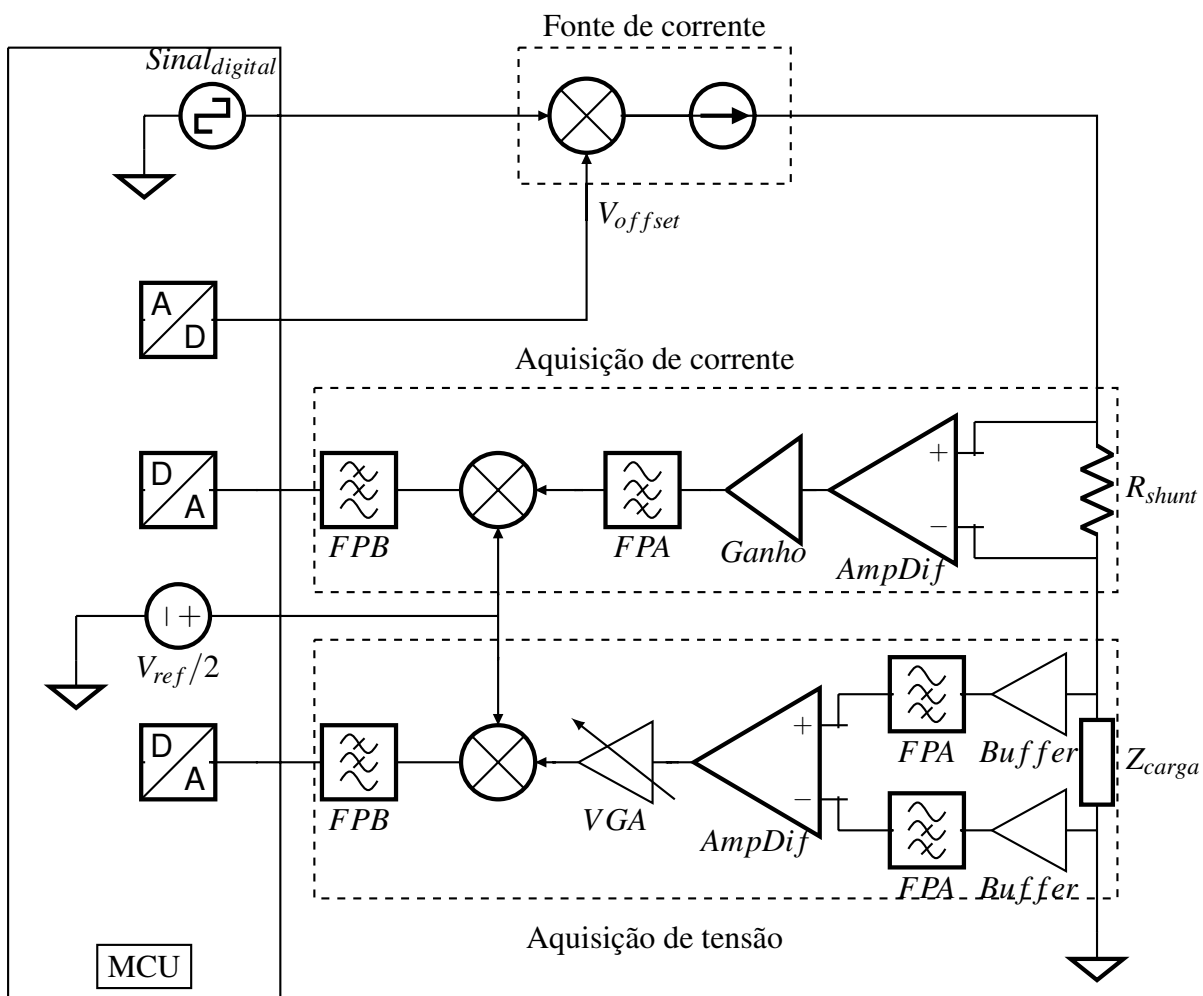
podem ser usadas como C/C++, Java e Python ou *softwares* como Matlab, Labview e QT que possibilitam a criação de interfaces através de comandos prontos.

Neste trabalho a interface será criada em Python, pois se trata de uma linguagem de programação de alto nível, gratuita e amplamente usada. Logo, é possível encontrar uma grande quantidade de bibliotecas prontas, agilizando e facilitando o trabalho. O uso de diferentes bibliotecas permite dar maior flexibilidade a interface, permitindo moldá-la de acordo com a necessidade. Isso não seria possível caso fosse usado um programa como o Matlab, que possui um número limitado de funções e nem sempre é possível criar novas.

3.5 PROPOSTA DE *HARDWARE* GENÉRICO

A partir da revisão efetuada, foi proposto o sistema de medição de bioimpedância da figura 3.21.

Figura 3.21 – Diagrama simplificado de um sistema de medição de bioimpedância.



3.5.1 Microcontrolador (MCU)

As funções essenciais previstas para o microcontrolador são: Geração de sinal, conversão analógica-digital, geração de referência e comunicação com a IHM.

3.5.1.1 Geração de sinais

Na revisão bibliográfica sobre espectroscopia de bioimpedância (EBIE) elétrica usando sinais banda larga, não foi possível definir o melhor tipo de sinal. O multiseno, *chirp* e DIBS foram os que mostraram melhores resultados mas não há concordância entre autores.

Apesar de ser encontrado na literatura relatos de multisenos com fatores de crista muito baixos, próximos ao dos sinais binários, o fator de crista deste tipo de sinal é altamente dependente da fase. Consequentemente, utilizar um multiseno juntamente com uma fonte de corrente controlada por tensão pode ser problemático, pois a fase destas fontes não é constante, dependendo da frequência e da carga. Logo seria necessário ter uma rotina de geração de multiseno para cada medição realizada. Além do mais, os microcontroladores não possuem DACs integrados com velocidade suficiente para a geração de um multiseno para EBIE. Adicionar um conversor digital-analógico (DAC) externo acrescentaria um alto custo de engenharia e financeiro além de aumentar o tamanho da placa de circuito impresso (PCI).

Já nos sinais binários o uso de fonte de correntes não é um problema, pois o fator de crista não é dependente da fase, além disso não requer *hardware* adicional, como um DAC de alta velocidade. Desta forma, para o desenvolvimento do protótipo deste trabalho, serão levados em consideração apenas sinais binários, como é representado na figura 3.21 por um fonte de tensão (*Sinal_{digital}*).

3.5.1.2 ADC

Na espectroscopia de bioimpedância, o objetivo é obter um espectro do sinal e não uma forma de onda. Logo, a velocidade do ADC deve ser suficiente para realizar a FFT sem erros de *aliasing* e não para criar um osciloscópio. Do ponto de vista do autor, atualmente existem diversas opções de microcontroladores com ADCs com frequência de amostragem e resolução propícias para a espectroscopia de bioimpedância (acima de 1 MHz e 12 *bits*), alguns inclusive com entrada diferencial. Desta forma o uso de ADCs externos com maior taxa de amostragem ou resolução não se faz necessário, devido ao aumento de custo e complexidade.

3.5.1.3 Tensão de Referência (V_{ref})

Os MCUs geralmente trabalham com tensões de alimentação simples, de 0 a 3,3 V (V_{ref}). Essas tensões devem apresentar baixo ruído e pouca oscilação, por isso as placas de desenvolvimento possuem reguladores de tensão apropriados.

Consequentemente os ADCs integrados dos MCUs aceitam sinais na faixa da alimentação, ou seja de 0 a 3,3 V. Neste trabalho, o sinal injetado no tecido tem nível médio próximo de 0 V, logo o ADC não pode medir diretamente a tensão na carga pois existem tensões negativas. Para adequar os níveis de tensão, soma-se 1,65 V ao sinal.

3.5.1.4 Comunicação

A comunicação entre o protótipo e a IHM pode ser feita por diversos protocolos (USB, USART, SPI e etc...), mas neste trabalho será considerado apenas o USART. Este tipo de comunicação é a mais simples, e pode ser emulada por uma porta USB, Wi-Fi ou Bluetooth. Em contrapartida, ela é relativamente lenta quando comparada a SPI e USB.

3.5.2 Fonte de Corrente

O sistema proposto utilizará excitação em corrente, assim tem-se a máxima resolução dentro dos limites de segurança, sem necessidade de controle. A excitação em tensão seria indicada caso o sistema fosse trabalhar com sinais acima de 1 MHz, que não é caso deste trabalho. Na figura 3.21 a fonte de corrente é representada por uma topologia de carga aterrada para simplificação do desenho, mas podem ser utilizadas topologias flutuantes.

As variações da topologia Howland são as que apresentaram melhores resultados e podem ser implementadas com poucos componentes discretos. Para garantir que não seja injetada uma tensão DC no material em estudo, deve haver alguma forma de compensação. As topologias Howland possuem entrada diferencial, permitindo que uma das entradas seja usada para o sinal digital do MCU e a outra para a compensação do nível DC.

Esta compensação pode ser feita de diversas maneiras, através de um DAC, por realimentação ou por capacitores. Em um caso onde sempre será usado o mesmo sinal, pode-se usar uma tensão fixa para a compensação. Já no caso onde o sinal pode mudar entre medições, é necessário usar um DAC ou uma realimentação. Para o DAC, pode-se calcular digitalmente o nível DC do sinal e aplica-lo ao circuito. Já na realimentação, usa-se um circuito para medir a corrente seguido por um estágio de filtragem do tipo passa-altas para obter apenas a componente

DC. Capacitores podem ser usados na fonte Howland, mas é necessário muito cuidado para não afetar a banda de frequência, além de que podem apresentar uma constante de tempo alta.

3.5.3 Aquisição de corrente

A medição de corrente é necessária principalmente para a obtenção da fase da bioimpedância, uma vez que a fase da fonte de corrente tende a variar mais do que o módulo.

Para uma fonte de corrente aterrada, pode-se usar um amplificador de transimpedância para medição de corrente. Para um sistema genérico, é utilizada a medição com resistor *shunt* para representar este estágio.

3.5.3.1 *AmpDif* e R_{shunt}

O primeiro estágio da medição de corrente consiste em um resistor *shunt* (R_{shunt}) e um amplificador diferencial (*AmpDif*). A medição poderia ser feita no lado baixo, como mostrado anteriormente, mas poderia ser prejudicada por ruídos do terra.

O resistor *shunt* deve ser pequeno o suficiente para não afetar a excursão da fonte de corrente, mas grande o suficiente para que a relação sinal-ruído seja alta e não seja necessário uma alta amplificação.

Já o amplificador diferencial deve possuir impedância de entrada suficientemente alta em relação ao resistor *shunt* e CMRR suficiente para eliminar o modo comum gerado pela fonte de corrente. Lembrando que a tensão de modo comum gerada pelas fontes de corrente varia de acordo com a topologia usada.

3.5.3.2 *Ganho*

O estágio de ganho na medição de corrente é relativamente simples, não sendo necessário ganho variável pois a corrente tem valor fixo, limitada pelas condições de segurança. O ganho a ser dado na medição de corrente é dependente da amplitude da mesma, do valor do resistor *shunt* e do fundo de escala do ADC.

Nos amplificadores diferenciais integrados, geralmente pode-se controlar o ganho através de um resistor externo. Entretanto, é necessário verificar a banda de frequência, uma vez que ela é dependente do ganho.

3.5.3.3 Filtragem e Offset

Após o ganho inicia-se o processo para adequação ao ADC. Um filtro passa-altas (*FPA*) é utilizado para zerar o nível DC e em seguida é somado 1,65 V para que o sinal fique centrado na metade do fundo de escala do ADC. O filtro passa-baixas (*FPB*) é necessário para evitar *alias*.

3.5.4 Aquisição de Tensão

É proposto um esquema genérico para medir a tensão em uma carga biológica, vale lembrar que o objetivo de cada bloco é representar uma funcionalidade e não um circuito prático.

3.5.4.1 Buffer e FPA

O primeiro estágio da medição de tensão é representado na figura 3.21 por 2 *buffers*. O objetivo é obter uma altíssima impedância de entrada, uma vez que a carga é desconhecida e geralmente conectada através de cabos, que podem apresentar altas capacitâncias.

Após cada um dos *buffers* é utilizado um filtro passa altas para eliminar a polarização dos eletrodos. Em alguns casos, esta polarização pode ter a amplitude do sinal medido, consequentemente ao ser dado ganho no sinal pode ocorrer a saturação ou deixar o sinal fora da escala do ADC. Este estágio foi representado antes do *AmpDif*, porque na prática, o *VGA* e o amplificador diferencial geralmente são integrados em apenas um componente, não se tendo acesso ao ponto entre eles.

3.5.4.2 AmpDif e VGA

Os tecidos biológicos possuem diferentes impedâncias, isto é, a impedância da pele é diferente da impedância do tecido muscular estriado. Assim, o dispositivo de medição de bioimpedância deve ser capaz de se adaptar a diferentes cargas. Em geral, os VGAs, PGAs e Multiplicadores analógicos possuem entrada diferencial, mas é possível ainda usar um amplificador diferencial com ganho fixo e após um amplificador não-inversor com um resistor programável.

3.5.4.3 Filtragem e Offset

Assim como na corrente, no estágio de tensão também é necessário adicionar *offset* para adequar os níveis de tensão para o ADC e um filtro passa-baixas para eliminação de ruídos e *anti-aliasing*.

4 DESENVOLVIMENTO

Para realizar as simulações numéricas e criação de gráficos foi utilizado o MATLAB. Para realizar a simulação de circuitos foi utilizado o Orcad Pspice, sendo que os modelos de componentes que não estavam disponíveis nas bibliotecas padrões deste *software* foram obtidos nos sites dos fabricantes.

Os resistores e capacitores usados na confecção do circuito prático foram do tipo SMD 0603 com tolerância de 1%. Os circuitos integrados também foram do tipo SMD, sendo que seus encapsulamentos foram do tipo SO8 ou SOIC8.

Já os resistores utilizados como carga foram do tipo fio enrolado, também com 1% de tolerância. Entretanto eles foram medidos com um multímetro de 6 dígitos e meio (Agilent 34401a), utilizando o modo de medição com 4 fios, para obter sua resistência exata e também com um analisador de espectro (Agilent 4294A) para conhecer a fase. Uma vez que a fase medida variou menos que 0,01 grau para todas as cargas durante todo o espectro de frequência medida, a fase de referência foi considerada como 0 graus para simplificar as análises. Já o valor de referência para a resistência foi o medido com o multímetro.

Para medir as formas de onda dos sinais elétricos do protótipo, utilizou-se um osciloscópio (Tektronix, modelo MSO 4034), cujas ponteiros possuem impedância de $(10\text{ M}\Omega // 8\text{ pF})$. O modo de medição do osciloscópio foi de alta resolução, frequência de amostragem de 10 MHz, o número de pontos adquiridos foi 100 mil, o *trigger* foi utilizado em disparo único e a banda do osciloscópio foi limitada em 20 MHz. Os pontos adquiridos foram exportados para um *pen drive* e processados em MATLAB.

O microcontrolador usado foi o STM32F303ZE, que foi programado em linguagem C, com as bibliotecas LL, MBED e CMSIS. Os periféricos utilizados foram A ferramenta de desenvolvimento usada para programar esse microcontrolador foi o Keil Uvision5, versão gratuita.

Já para criação da interface gráfica utilizou-se a linguagem de programação Python 3.4, em conjunto com a interface de programação gratuita PyCharm Community Edition 2017.2.4. Algumas das bibliotecas usadas foram: PySerial, NumPy, Matplotlib e tkinter.

4.1 PROJETO DA DIBS

Para geração do sinal de excitação (DIBS) foi utilizado o *toolbox* FDIDENT para MATLAB. No FDIDENT existem 2 formatos para passar os parâmetros para a função "dibs", descritos como formato novo e velho, a diferença entre esses formatos é o nome da função. Neste

trabalho foi utilizado o padrão velho. A função foi utilizada diretamente na janela de comandos do MATLAB, entretanto, pode-se usar a interface fornecida pelo FDIDENT.

O sinal foi projetado para um total de 512 pontos, com intervalo discreto de $0,41666... \mu\text{s}$. Neste trabalho, este intervalo de tempo é chamado de intervalo de atualização (T_a), e a frequência $1/T_a$ é chamada de frequência de atualização. As harmônicas excitadas foram distribuídas linearmente, em intervalos de 37,5 kHz entre 4,6875 a 1162,5 kHz, gerando um total de 32 harmônicas úteis. O número de iterações da função foi definido em 100.000. As harmônicas foram distribuídas desta forma para obter mais pontos em alta frequência, onde as medições são mais susceptíveis a erros e também para obter maior potência em cada harmônica.

Uma vez obtidos os 512 pontos da DIBS, o sinal foi simulado em MATLAB. Embora o sinal prático seja contínuo no tempo, em MATLAB ele deve ser discretizado. A taxa de amostragem deve ser múltipla da frequência de atualização a fim de evitar erros no cálculo da FFT. Vale lembrar que a última harmônica controlável (256) equivale a frequência máxima que se tem controle na DIBS, neste caso 1,2 MHz (metade da frequência de atualização).

Foram simuladas quatro taxas de amostragem, são elas: 2,4; 4,8; 9,6 e 153,6 MHz. As três primeiras simulam taxas de amostragem possíveis para implementação na STM32F303ZE e a última simula um sinal ideal. A amplitude do sinal varia de 0 a 3,3 V, simulando assim a saída digital de um microcontrolador.

A DIBS é gerada através do pino digital 8 do barramento de pinos de entrada e saídas B (GPIOB). A amplitude do sinal varia de 0 a 3,3 V e o tempo de atualização é de $0,41666... \mu\text{s}$ como realizado nas simulações. Essa frequência pode ser facilmente obtida no STM32F303ZE pois são exatamente 30 ciclos de *clock*, sendo a frequência de *clock* igual a 72 MHz.

O sinal gerado foi medido com o osciloscópio, diretamente no pino de saída do microcontrolador. A frequência de amostragem do osciloscópio é de 10 MHz, o comprimento da medição é de 100 mil amostras e o modo de aquisição é de alta resolução e o filtro passa-baixas do osciloscópio foi ajustado para 20 MHz. Os dados foram salvos em um *pendrive* e posteriormente processados em MATLAB. Esta metodologia e configuração foi utilizada para todas as medições realizadas com o osciloscópio neste trabalho.

4.2 PROJETO DA FONTE DE CORRENTE

Para o sistema de medição de bioimpedância desenvolvido neste trabalho, delimitou-se que a fonte de corrente deve ser capaz de operar entre 4 kHz e 1,2 MHz e suportar cargas entre 1 e 5000Ω .

Uma vez que a corrente de saída da fonte será medida para aumentar a exatidão do sistema, não é necessário que a impedância de saída seja tão alta. Todavia, é necessário que a

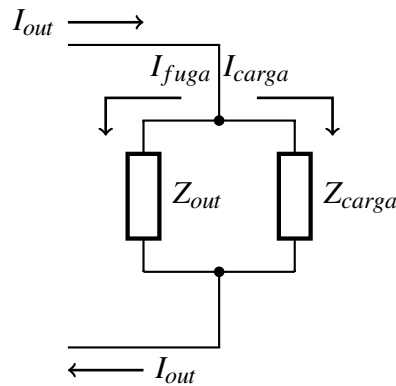
corrente se mantenha quase constante a fim de garantir alta resolução, sempre trabalhando próximo aos limites de segurança. Quanto maior a corrente utilizada, maior a relação sinal-ruído.

Sendo assim, neste trabalho aceita-se uma variação de até -3 dB no módulo da corrente de saída. Logo, delimitando-se o erro máximo permitido (-3 dB $\approx$ 0,71) e a carga máxima permitida (5 k Ω), pode-se calcular a impedância de saída mínima.

Para tal, consideramos a impedância de saída da fonte em paralelo com a impedância da carga, como mostrado na figura 4.1. A corrente gerada pela fonte irá se dividir entre a carga Z_{carga} e impedância de saída Z_{out} . Considerando o pior caso, quando a corrente que passa pela carga de 5 k Ω é 71% da corrente nominal I_{out} obtém-se uma equação para a mínima impedância de saída.

$$\begin{aligned}
 I_{fuga}Z_{out} &= I_{carga}Z_{carga} \\
 0.29I_{out}Z_{out} &= 0.71I_{out}Z_{carga} \\
 Z_{out_{min}} &= \frac{0.71 \times 5000}{0.29} \\
 Z_{out_{min}} &\approx 13k\Omega
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Figura 4.1 – Modelo elétrico da impedância de saída de uma fonte de corrente, considerando-a em paralelo com a carga. I_{out} é a corrente de saída nominal, I_{fuga} é a corrente desviada pela impedância de saída (Z_{out}) e I_{carga} é a corrente efetiva que passa pela carga (Z_{carga})



Fonte: Produção do autor.

Deve ser ressaltado que uma impedância de saída de 13 k Ω é o pior caso aceitável e não deve ser tomado como ideal. A impedância de saída tende a diminuir com o aumento da frequência devido a sua componente capacitiva e capacitâncias parasitas. Este é um exemplo de situação onde se pode ter uma impedância de saída baixa.

Outro requisito estabelecido nesse trabalho, é que fonte de corrente deve possuir saída simétrica para reduzir o modo comum. Como visto no capítulo anterior, a EHCS e a MECHS não possuem esta característica, já a EHCS-DIF possui, mas necessita três amplificadores ope-

sem que o amplificador sature ($V_{amp} \leq V_{sat}$). Para utilizar esta equação é necessário conhecer a tensão de saturação, logo também é necessário escolher o amplificador.

$$V_{amp} = I_{out} r_x \left[1 + \frac{Z_{carga}}{2r_x} \left(1 + \frac{r_x}{R_3} \right) \right] \leq V_{sat} \quad (4.3)$$

É possível perceber que a tensão na saída do amplificador depende majoritariamente do valor de r_x e da amplitude da corrente de saída I_{out} . A corrente é definida de acordo com a aplicação e com as normas de segurança (IEC 60601-1, por exemplo), para medições *in-vivo* a corrente máxima permitida é aproximadamente 0,4 mA (4 kHz) (BERTEMES-FILHO, 2002). O valor de r_x possui maior flexibilidade. Também é possível perceber que o termo da Z_{carga} é dividido por 2, isto ocorre pela característica de saída simétrica do circuito. Outro termo que merece ser destacado é R_3 , pois quanto maior seu valor, maior pode ser a carga. Isto acontece porque com valores de R_3 maiores, ocorre a redução da corrente que passa por ele, consequentemente a corrente que passa por r_x pode ser menor, diminuindo a queda de tensão em r_x .

Uma vez que a sequência DIBS é gerada através de um pino digital, sua amplitude pode variar entre 0 e 3,3 V. A corrente de saída estipulada para este trabalho é de 0,5 mA_p. Logo, o ganho de transcondutância da entrada inversora deve ser de aproximadamente 1/3300. Já o resistor r_x deve ser o menor possível para permitir cargas mais altas. Uma das implementações possíveis é definir $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_5 = 5,1 \text{ k}\Omega$, $r_x = 1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 6,1 \text{ k}\Omega$ e o amplificador escolhido foi o AD8132.

Desta forma, o ganho de transcondutância da entrada inversora é de $0,305 \cdot 10^{-3}$ e o ganho da entrada não inversora é de $2,305 \cdot 10^{-3}$. Logo, a tensão (V_{offset}) para compensar o nível médio de 1,65 da saída digital deve ser de 0,218 V. Então, a corrente de saída nominal deverá ter amplitude de 0,503 mA_p e nível médio zero.

Na equação 4.2 obtém-se apenas o valor da corrente de saída sem considerar a frequência. A fim de obter uma equação que forneça o espectro (equação 4.4) de frequência da corrente de saída, foi incluído o ganho de malha aberta real do amplificador operacional no modelo. As impedâncias de entrada e saída e o descasamento entre saídas não foram modelados.

$$I_{out} = \frac{A_o R_3 (R_4 + 2R_1) V_{offset} - (r_x^2 + (A_o + 1) r_x R_3 + A_o R_3^2) DIBS}{(R_3 + R_1) r_x^2 + (R_3^2 + (A_o + 2) R_1 R_3) r_x} \quad (4.4)$$

Também foi modelada a impedância de saída da fonte proposta, conforme equação 4.5. Na simulação, as entradas da fonte foram aterradas, a carga removida e a uma fonte de tensão AC foi colocada no lugar da carga. A comparação entre simulação e equação é mostada na figura 5.10

$$Z_{out} = \frac{r_x^3 + (2A_o + 7)R_3r_x^2 + (2A_o + 6)R_3^2r_x}{3r_x^2 + 6R_3r_x + 3R_3^2} \quad (4.5)$$

Na equação 4.5 percebe-se que os termos A_o no nominador está somando 6 e 7. Para as frequências mais baixas pode-se considerar que o ganho de malha aberta é muito maior ($A_o \approx 1251$ para o AD8132). Também é válido notar que a impedância de saída depende basicamente dos resistores r_x , R_3 e A_o , logo, a escolha destes componentes é fundamental.

Para medir a impedância de saída da fonte de corrente existem 2 métodos. No primeiro, aterra-se as entradas, coloca-se uma fonte de tensão no lugar da carga, mede-se a corrente que sai/entra nesta fonte e então calcula-se a impedância de saída. No segundo método, estima-se a impedância de saída utilizando uma equação. Esta equação é obtida através da variação da corrente de saída para duas cargas diferentes. Neste trabalho será usado o segundo método, que será explicado a seguir.

Para compreender o funcionamento da equação, deve-se voltar ao modelo da impedância de saída em paralelo com a carga, mostrado na figura 4.1. A tensão na carga (V_{carga}) é dada pela corrente de saída e pelo paralelo da impedância de saída (Z_{out}) com a carga (Z_{carga}), como mostra a equação 4.6.

$$V_{carga} = I_{out}(Z_{out} // Z_{carga}) \quad (4.6)$$

Considerando 2 cargas diferentes, $carga_1$ e $carga_2$, obtém-se as equações 4.7 e 4.8, referente a tensão em cada uma das cargas.

$$V_{carga_1} = I_{out}(Z_{out} // Z_{carga_1}) \quad (4.7)$$

$$V_{carga_2} = I_{out}(Z_{out} // Z_{carga_2}) \quad (4.8)$$

Nota-se que o termo I_{out} é comum a ambas equações, 4.7 e 4.8. Isolando este termo em cada uma das equações, obtém-se a equação 4.9.

$$\frac{V_{carga_1}}{Z_{out} // Z_{carga_1}} = \frac{V_{carga_2}}{Z_{out} // Z_{carga_2}} \quad (4.9)$$

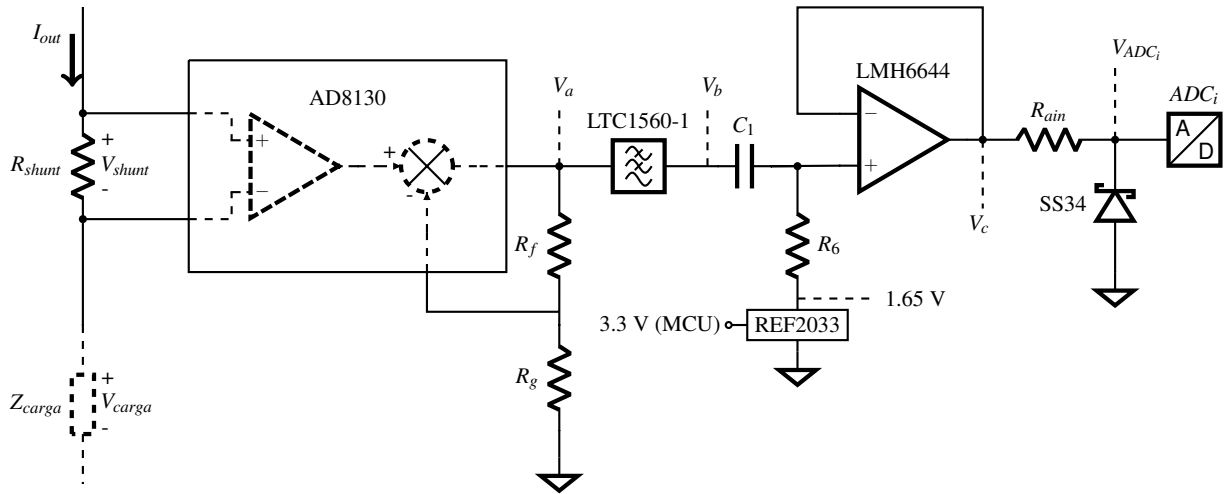
Expandindo os termos de paralelo e isolando o termo Z_{out} , obtém-se a equação 4.10, que estipula a impedância de saída em função da tensão medida sobre a carga e do valor medido do resistor de carga.

$$\begin{aligned}
\frac{V_{carga_1}(Z_{out} + Z_{carga_1})}{Z_{out}Z_{carga_1}} &= \frac{V_{carga_2}(Z_{out} + Z_{carga_2})}{Z_{out}Z_{carga_2}} \\
V_{carga_1}(Z_{out} + Z_{carga_1})Z_{carga_2} &= V_{carga_2}(Z_{out} + Z_{carga_2})Z_{carga_1} \\
Z_{out}(V_{carga_1}Z_{carga_2} - V_{carga_2}Z_{carga_1}) &= V_{carga_2}Z_{carga_1}Z_{carga_2} - V_{carga_1}Z_{carga_1}Z_{carga_2} \quad (4.10) \\
Z_{out} &= \frac{Z_{carga_1}Z_{carga_2}(V_{carga_2} - V_{carga_1})}{V_{carga_1}Z_{carga_2} - V_{carga_2}Z_{carga_1}} \\
Z_{out} &= \frac{V_{carga_2} - V_{carga_1}}{\frac{V_{carga_1}}{Z_{carga_1}} - \frac{V_{carga_2}}{Z_{carga_2}}}
\end{aligned}$$

4.3 PROJETO DA AQUISIÇÃO DE CORRENTE

Para aquisição de corrente, foi projetado o circuito da figura 4.3 de acordo com o que foi proposto na figura 3.21.

Figura 4.3 – Diagrama elétrico do circuito projetado para medição de corrente.



O valor do resistor R_{shunt} deve ser escolhido respeitando o produto ganho-banda do amplificador diferencial (AD8130), a excursão do conversor analógico-digital e a saturação da fonte de corrente. Ou seja, o amplificador diferencial deve ter ganho constante até 1 MHz de forma que a amplitude da tensão que é lida pelo ADC seja o mais próximo possível de 3,3 V. Entretanto, quanto maior o valor do R_{shunt} menor é carga máxima que a fonte de corrente vai suportar. Desta forma, é necessário encontrar um equilíbrio.

O valor escolhido para R_{shunt} foi $330 \, \Omega$ e o ganho do AD8130 é 6,1 ($1 + R_f/R_g$). Considerando uma corrente I_{out} binária de $1 \, \text{mA}_{pp}$, uma tensão de $1,98 \, \text{V}_{pp}$ será gerada no ADC. Entretanto, deve-se levar em consideração de que o circuito proposto em 3.21 conta com um filtro, acarretando em mudanças no fator de crista do sinal.

A impedância de entrada do AD8130 (diferencial = $6\text{ M}\Omega \parallel 3\text{ pF}$ e comum = $4\text{ M}\Omega \parallel 4\text{ pF}$) pode ser considerada muito maior que o R_{Shunt} . Além disso, o encapsulamento do AD8130 e do R_{Shunt} são do tipo SMD e os componentes foram dispostos próximos na placa de circuito impresso. Assim, reduz-se componentes parasitas que podem gerar erros na medição. Outras características a serem destacadas do AD8130 é o *slew rate* ($=1090\text{ V}/\mu\text{s}$) e a razão rejeição de modo comum ($\text{CMRR} \approx 110\text{ dB}$).

Mesmo a banda de frequência do AD8130 sendo relativamente curta, não é o suficiente para a atenuar as harmônicas não desejadas da DIBS, logo, é necessário um estágio de filtragem. Para tal, escolheu-se o circuito integrado LTC1560-1, que é um filtro passa baixas elíptico de quinta ordem, com frequência de corte de 500 ou 1000 kHz. O *ripple* na banda passante é de 0,3 dB e a atenuação na banda de parada (2,43 vezes a frequência de corte) é maior que 60 dB. Este filtro não usa capacitores chaveados, logo ele apresenta baixos níveis de ruído. A impedância de entrada é de $8\text{ k}\Omega$, a corrente máxima de saída é de 1 mA e a tensão de *offset* na saída é de 250 mV.

A impedância de saída do AD8130 é menor que $1\text{ }\Omega$ até 1 MHz, não sendo necessário o uso de *buffer* para o casamento de impedância. Como a tensão que se espera na saída do AD8130 é de 3,3 V e conhecendo a impedância de entrada do LTC1560-1, estima-se a corrente de saída em 0,4125 ($3,3\text{ V} / 8000\text{ }\Omega$) mA. A corrente máxima de saída do AD8130 é de 40 mA, sendo suficiente para aguentar a ligação direta com o LTC1560-1.

A *Linear Technology* (LT), fabricante do LTC1560-1, não fornece o modelo SPICE do componente. Para simula-lo, utilizou-se o dispositivo LOPASS encontrado no PSPICE. Os parâmetros que devem ser preenchidos são a frequência da banda passante, frequência de parada, *ripple* e atenuação na frequência de parada. Para simular a impedância de entrada, colocou-se um resistor de $8\text{ k}\Omega$ da entrada do LOPASS ao terra.

Após o filtro passa-baixas, existe um filtro passa-altas RC com referência em 1,65 V. O filtro passa-altas elimina a componente DC de *offset* adicionada pelos circuitos anteriores, especialmente o LTC1560-1. A frequência de corte do filtro foi definida em 5 kHz, onde $C_1 = 10\text{ nF}$ e $R_6 = 3.3\text{ k}\Omega$. O resistor foi escolhido com este valor para que quando o ocorra a tensão máxima (3,3 V), a corrente de saída do LTC1560-1 seja igual a máxima permitida (1 mA).

A referência de 1,65 V é necessária para que o sinal esteja centralizado na região de trabalho do ADC. Desta forma pode-se usar o máximo do alcance dinâmico, obtendo-se a melhor resolução possível. Para gerar a referência de 1,65 V, foi usado o circuito integrado REF2033, que é capaz de fornecer ou receber correntes de até 20 mA.

Após este estágio o sinal já estaria pronto para ser lido pelo ADC, se não fosse o casamento de impedâncias. Segundo o manual da DSP, a impedância de saída do estágio anterior

ao ADC deve ser menor que $220\ \Omega$. Por isso, foi colocado um *buffer* após o estágio de filtragem passa-altas.

Após o *buffer* foi adicionado um resistor em série com um diodo Schottky para o terra. O ADC conta com diodos de proteção na placa do MCU, mas o manual recomenda o uso desse diodo externo também. O resistor é de $100\ \Omega$ para limitar a corrente no diodo sem gerar erros no ADC.

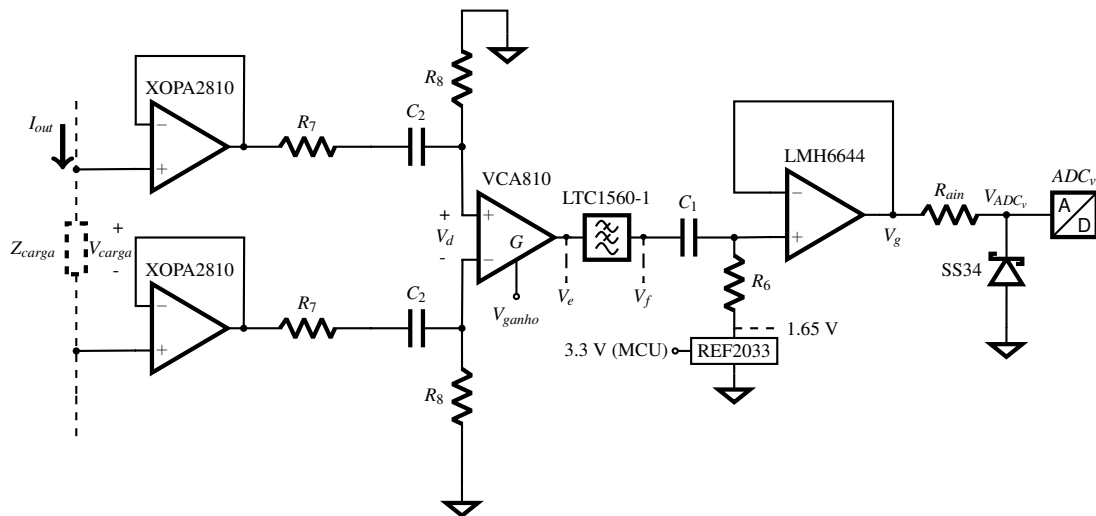
A metodologia usada para medir a resposta do circuito de aquisição de corrente foi: medir a tensão diferencial na carga e a tensão no pino do ADC_i. O R_{Shunt} usado é do tipo SMD, logo não é possível fixar as ponteiros do osciloscópio, então usou-se um resistor conhecido como carga. Consequentemente, medindo a tensão sobre uma carga conhecida é possível saber a corrente que passa pela carga e pelo R_{Shunt} .

Para calcular a corrente através da tensão na carga e através da tensão no ADC_i, calcula-se o módulo da FFT do sinal adquirido em osciloscópio e separa-se as harmônicas desejadas. Dividi-se o espectro das harmônicas desejadas pelas harmônicas do sinal de entrada (harmônicas "medidas" na figura 5.8. Por último, divide-se pelo ganho do circuito.

4.4 PROJETO DA AQUISIÇÃO DE TENSÃO

A fim de implementar o estágio de aquisição de tensão que foi proposto na figura 3.21, projetou-se o circuito da figura 4.4. Primeiramente serão apresentados os resultados de simulação e depois os resultados práticos.

Figura 4.4 – Circuito para medição de tensão projetado conforme proposto na figura 3.21



A carga a ser medida pelo protótipo é desconhecida, logo, a impedância de entrada do estágio que mede a tensão sobre a carga deve ser altíssima. Desta forma, evita-se que a carga

forme um divisor resistivo com a resistência de entrada e ocorra a atenuação das harmônicas de alta frequência devido a capacitância de entrada. O XOPA2810 é um circuito integrado com 2 canais de amplificadores operacionais, cuja impedância de entrada é de $1000\text{ G}\Omega \parallel 2,5\text{ pF}$. A banda de frequência desse Ampop é de 70 MHz e o *slew rate* é de 180 V/ μ s.

O próximo estágio se trata de um filtro passa-altas atenuador. O filtro se faz necessário para eliminar a polarização dos eletrodos, que pode apresentar amplitude próxima a do sinal que se deseja medir e poderia levar a saturação do estágio de ganho. O filtro projetado tem frequência de corte de 5 kHz, onde $R_7=910\text{ }\Omega$, $C_2=470\text{ nF}$ e $R_8=100\text{ }\Omega$. Considerando que a tensão de saída máxima no XOPA2810 é de 5 V, e a impedância vista pela sua saída é de $1010\text{ }\Omega$, a corrente de saída máxima (50 mA) foi respeitada.

O divisor resistivo é necessário para adequar o sinal aos limites de entrada do VCA810. O projeto do protótipo é para cargas de até 5 k Ω , logo a tensão gerada na carga é de até 5 V_{pp}. Segundo a figura 3.12, para ganho de 1 V/V, tanto a entrada como a saída devem ser menores que 1 V_{pp}. Sendo assim, realiza-se uma atenuação de 10 vezes em V_{Carga} .

O objetivo de usar o VCA810 é ajustar o ganho para cada uma das cargas, fazendo com que a resolução seja a sempre a melhor possível. Entretanto ficaria difícil avaliar o comportamento do circuito para diferentes cargas pois cada uma estaria com um ganho diferente. Além disso, para utilizar um único ganho, deveria escolher-se o menor (para carga de 4,7 k Ω). Entretanto, o sinal para a carga de 10 Ω ficaria muito baixo para ser medido na prática. Por estes motivos decidiu-se criar três regiões de ganho, assim pode-se comparar a linearidade para um ganho e também a linearidade do ganho em si. As tensões de V_{Ganho} usadas foram: -1,093; -1,418 e -1,978. Lembrando que 0 V equivale a -40 dB e -2 V equivale a um ganho de 40 dB.

Para calcular o ganho a partir da tensão de controle, utiliza-se as equações 4.11 e 4.12, fornecidas no manual do componente.

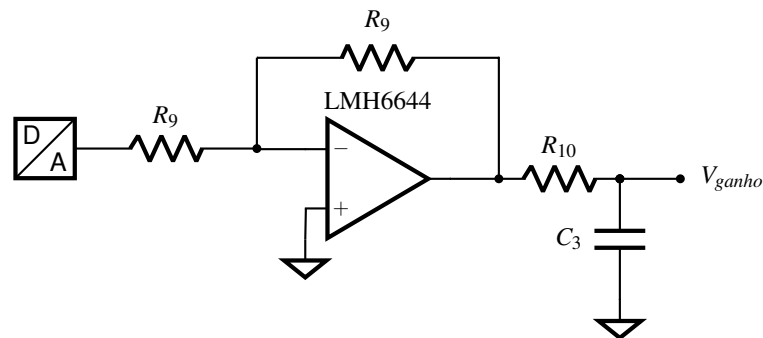
$$G_{(V/V)} = 10^{-2(V_{Ganho}+1)} \quad (4.11)$$

$$G_{(dB)} = -40(V_{Ganho} + 1) \quad (4.12)$$

Consequentemente os ganhos utilizados em V/V foram aproximadamente: 90, 68 e 1,3; que são equivalentes a 39, 18 e 3,7 em dB. Em PSPICE, foi usado uma fonte para gerar essas tensões, mas na prática é necessário utilizar um amplificador inversor, pois o DAC da DSP não é capaz de gerar tensões negativas. O circuito usado é mostrado na figura 4.5, e possui ganho unitário, um filtro passa-baixas é usado para eliminar oscilações na tensão V_{ganho} e evitar a mudança indesejada do ganho.

Após o VCA810, os seguintes estágio são iguais aos utilizados na aquisição de corrente, ou seja, um filtro-passa baixas (LTC1560-1), um filtro passa-altas com referência em 1,65 V,

Figura 4.5 – Circuito para geração de tensão negativa para ser usada no controle de ganho (V_{Ganho}) do VCA 810



um *buffer* e um estágio de proteção para o ADC. O mesmo procedimento usado na aquisição de corrente para simular o LTC1560-1 foi usado na aquisição de tensão. O VCA810 apresenta corrente de saída de 60 mV e impedância de saída de $0,2 \Omega$, podendo ser ligado diretamente ao LTC1560-1.

4.5 DESCRIÇÃO DO *FIRMWARE*

O *firmware* usado na STM32F303ZE é específico para este dispositivo, sendo difícil para alguém que não trabalhe com ele compreender o código sem uso constante do manual. Portanto, nesta seção será explicado como foi configurado o microcontrolador.

4.5.1 Descrição geral

Conforme o fluxograma mostrado na figura 4.6, que descreve o funcionamento geral do *firmware*, o primeiro processo se trata da declaração das variáveis globais, que são as variáveis que são utilizadas em diversas funções. Algumas delas são: O números de ponto que o DMA deve transferir para a aquisição e geração de sinais, o vetor de pontos da DIBS, os vetores que armazenam os dados da aquisição de tensão e corrente. Nesta seção ocorre também a inclusão das bibliotecas e arquivos necessários para o funcionamento do código.

Em seguida, ocorre a configuração dos periféricos, que são realizadas dentro de funções ao invés de em sequência contínua. Desta forma é dado flexibilidade ao sistema, e caso seja necessário reconfigurar algum periférico durante a dinâmica do sistema, basta chamar a função. Logo, a função de cada um dos periféricos deve ser declarada. Após a explicação geral do funcionamento do *firmware* é descrito o funcionamento específico de cada periférico. Após o processo de configuração dos periféricos, o ADC é calibrado usando as funções internas que acompanham o microcontrolador.

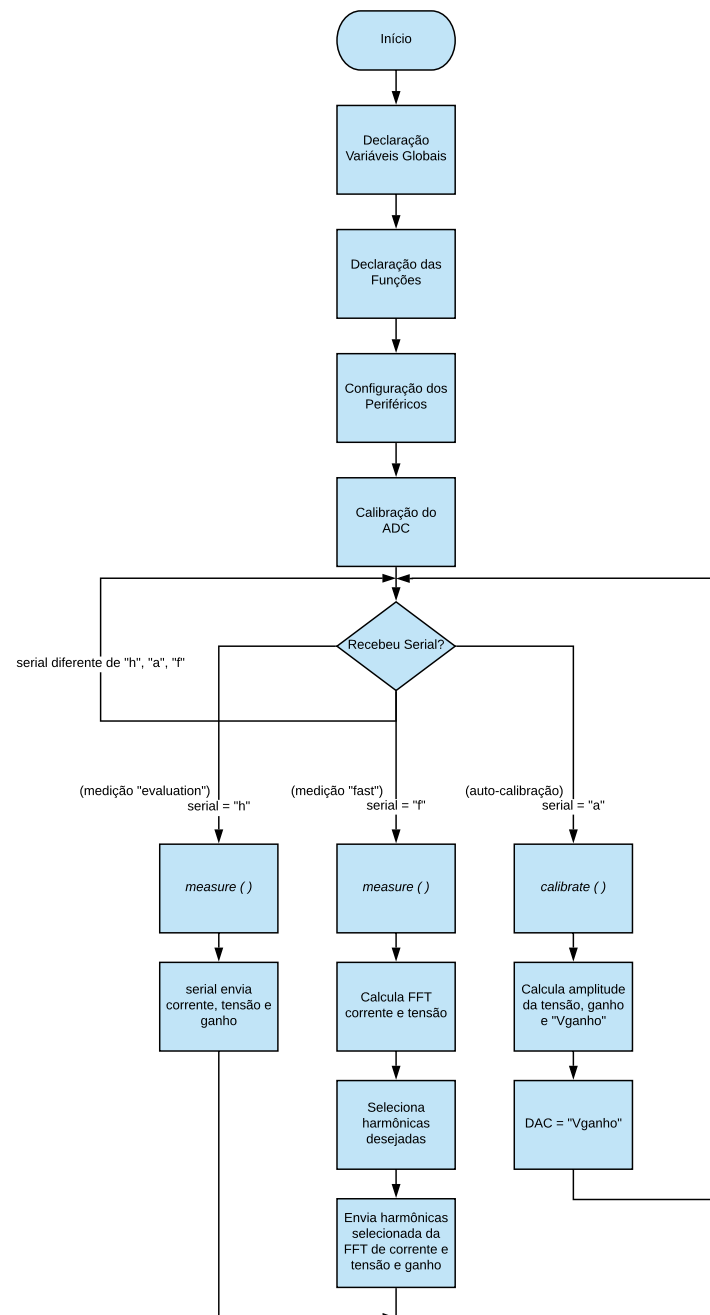
Dentro do *loop* principal, o processador espera até que seja recebido algum dado pela comunicação serial UART. O dado recebido é comparado com os caracteres 'h', 'f' e 'a', que indicam qual desses processos o MCU deve iniciar: *Evaluation*, *Fast* ou *Autogain*, respectivamente. Caso o dado recebido seja diferente de algum destes caracteres, ele é descartado. As funções *measure()* e *calibrate()* são explicadas separadamente através dos fluxogramas apresentados nas figuras 4.7 e 4.8 e por texto após a explicação geral.

Na medição *Evaluation* o MCU realiza a leitura da corrente e da tensão, e armazenando-os em vetores através da função *measure*. Estes vetores são enviados por completo para o computador junto com o valor da tensão V_{Ganho} usada em bits. No computador estes valores em bits (12 bits - 0 a 4095) são convertidos em valores de tensão, considerando o ganho de cada circuito. O cálculo da FFT dos vetores de corrente e de tensão é feito no computador. Este método de medição é pensado para um usuário que está desenvolvendo o dispositivo ou está pesquisando informações além do módulo e fase da impedância, pois nele se tem acesso aos vetores medidos originalmente. A desvantagem deste modo de medição é que devido ao grande número de pontos a serem enviados para o computador, o tempo entre duas medições é muito grande (≈ 2 segundos).

Já na medição *fast*, após executar a função *measure()* e obter os dados de corrente e tensão, é realizada a FFT dos sinais. Para realizar a FFT, foram utilizadas as funções fornecidas pelos processadores ARM para cálculos com ponto flutuante de alto desempenho. Estas funções são encontradas na biblioteca CMSIS. O número de pontos adquiridos é 4096, que geram um total de 2048 harmônicas, assim, são selecionadas apenas as 32 harmônicas de interesse. Portanto, o número de dados a serem enviados para o computador passa de 8192 (4096 de corrente e 4096 de tensão) para 128 (32 da parte real da corrente, 32 da parte imaginária da corrente, 32 da parte real da tensão e 32 da parte imaginária da tensão). É válido destacar que pode-se reduzir ainda o número de dados a serem enviados para o computador, para tal, pode-se calcular a parte real e imaginária da impedância no microcontrolador, e mandar apenas 64 pontos. Entretanto, é necessário elaborar um código complexo para que os cálculos sejam feitos com alto desempenho. Este modo de medição é o projetado para ser usado em aplicações práticas, pois são obtidas apenas as informações necessárias para o cálculo do espectro da impedância. Em geral, ocorrem 8 medições por segundo.

A rotina *Autogain* é usada para descobrir qual o melhor ganho a ser usado no VCA810. Como a bioimpedância é menor em baixa frequência, utiliza-se a amplitude de uma onda quadrada em 8 kHz para calcular o ganho. A configuração e aquisição desta onda quadrada ocorre na função *calibrate*. Uma vez calculado o ganho, calcula-se a tensão V_{Ganho} em bits, que é aplicada no DAC.

Figura 4.6 – Fluxograma de descrição do funcionamento geral do *firmware*



Fonte: Produção do autor.

4.5.1.1 Função *measure()*

O primeiro processo da função *measure*, conforme mostra a figura 4.7 é verificar se o sinal está ligado ou não. Caso não esteja, liga-se primeiro o DAC que gera V_{offset} , que demora aproximadamente 257 μ s para estabilizar e depois liga-se o sinal da DIBS. Os DMAs de aquisição são reiniciados para voltarem a posição zero e então os ADCs são ligados. O microcontrolador fica preso em uma rotina *while* até que seja sinalizado o fim das transferências dos DMAs e então desliga-se os ADCs e desabilita-se os DMAs.

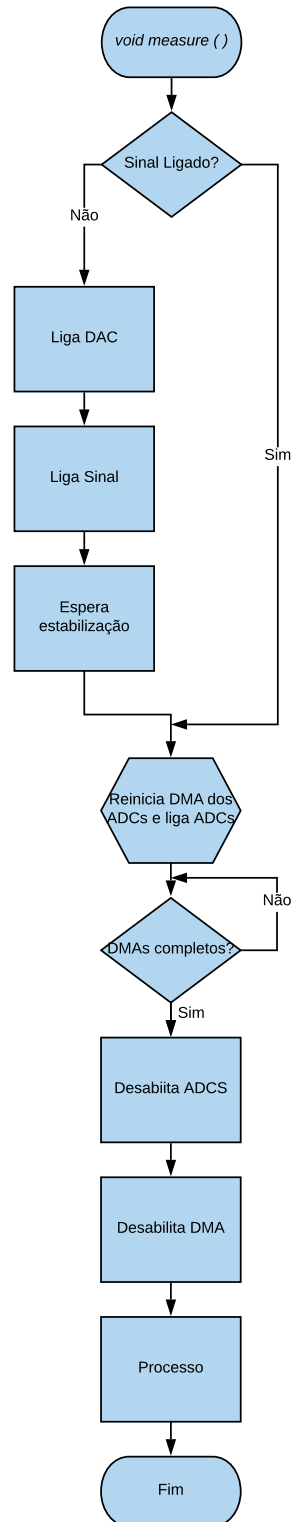
Neste momento é justificado o porque de se usas os DMAs de aquisição em modo não-circular. O tempo que o microcontrolador leva para sair da rotina *while* e desligar os ADCs é muito grande em relação ao tempo de conversão e é variável. Caso os DMAs fossem configurados em modo circular, o ADC iria comandar novas transferências e quando ocorresse uma nova medição os DMAs iniciariam de uma posição diferente de zero.

Os DMAs são desabilitados mesmo estando no modo não-circular para que eles possam ser reconfigurados na próxima medição, pois o MCU não permite reconfigurar com eles habilitados. Ainda limpa-se as *flags* de *overflow* do ADC, que podem acontecer caso o ADC converta alguma medição depois que o DMA já fez todas as transferências.

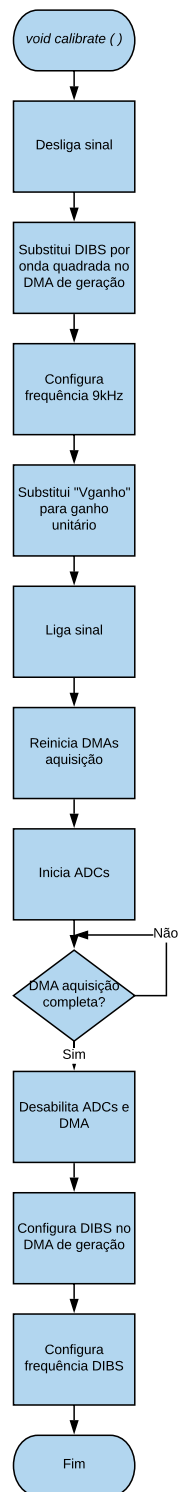
4.5.1.2 Função *calibrate()*

Na função *calibrate()*, apresentada no fluxograma da figura 4.8, o primeiro processo é desligar a geração de sinal (DIBS e DAC). O DMA de geração é reconfigurado para transferir uma onda quadrada ao invés da DIBS, e a frequência no *timer* é configurada para 8 kHz. A tensão V_{Ganho} é atualizada para produzir ganho unitário no VCA810. O sinal é religado, DMAs de aquisição são reiniciados e então inicia-se a conversão dos ADCs.

O número de pontos adquiridos permanece o mesmo, e o MCU espera até que todos os 4096 ponto tenham sido transferidos do registrador do ADC até a memória. Então desliga-se os ADCs e os DMAs. A DIBS é reconfigurada no DMA de geração e a frequência reajustada para a DIBS no *timer*.

Figura 4.7 – Fluxograma de descrição da rotina *measure()*

Fonte: Produção do autor.

Figura 4.8 – Fluxograma de descrição da rotina *calibrate()*

Fonte: Produção do autor.

4.5.2 Descrição dos periféricos

4.5.2.1 *Timer*

O *timer* tem como função controlar o tempo de atualização da DIBS. Delimita-se um valor de comparação e quando o contador atinge esse valor, ele dispara um comando para o DMA atualizar a saída de geração do sinal. O contador adiciona 1 bit à contagem por período de *clock*, então a frequência de atualização da DIBS é dada pela frequência de *clock* dividida pelo valor de comparação. Quando o contador atinge o valor de comparação ele reinicia a contagem da posição 0.

4.5.2.2 *DMA de geração*

O DMA de geração trabalha comandado pelo *timer*, ou seja, quando o *timer* manda o comando, o DMA transfere um valor do vetor da DIBS para o registrador dos pinos digitais (BSRR). O DMA de geração foi configurado para fazer 512 transferências, no sentido memória para periférico (do vetor da DIBS para o registrador BSRR) em modo circular (volta para a posição 0 da DIBS quando completa as 512 transferências).

4.5.2.3 *ADC*

O ADC foi configurado em modo contínuo, onde ao receber o comando ele converte continuamente até que receba outro comando. Tempo total de conversão é calculado pelo número de ciclos de *clock* para amostragem (neste trabalho foi usado 2,5 e 4,5) e o número de ciclos de *clock* para a conversão (12,5). Quando uma conversão é concluída o ADC automaticamente manda um comando para que o DMA transfira o valor do registrador do ADC para o vetor na memória.

4.5.2.4 *DMA de aquisição*

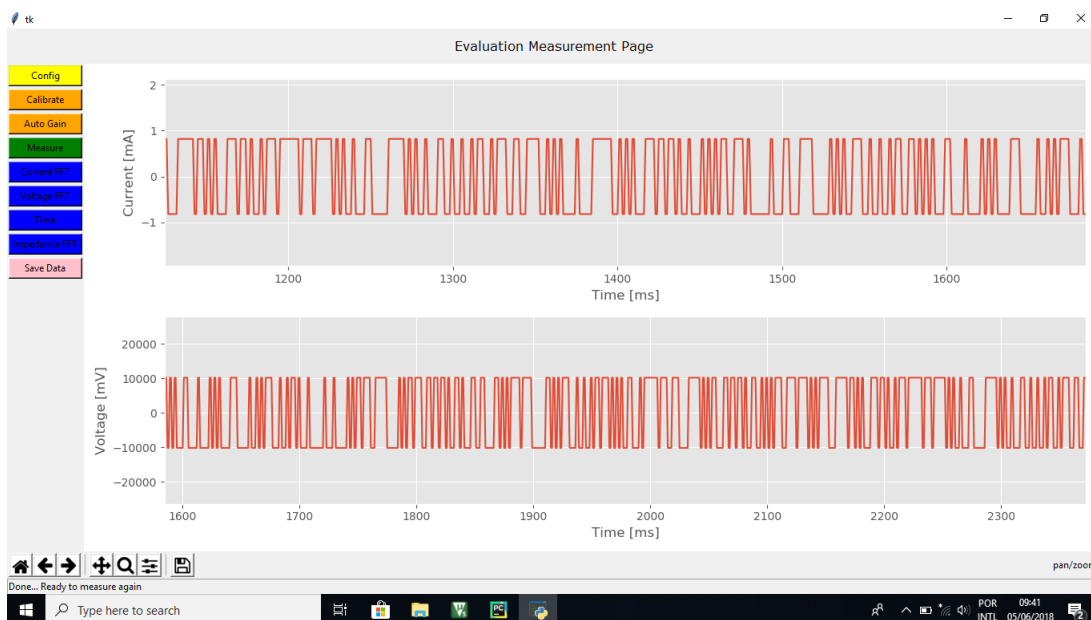
Foi configurado um DMA para a aquisição de corrente e um para a aquisição de tensão, ambos configurados igualmente. Eles foram configurados para a transferência de 4096 pontos em modo não-circular na direção periférico-memória, ou seja, após transferir 4096 vezes o DMA não transfere mais. Como o registrador do ADC é de 32 bits mas apenas 12 possuem valores significativos, o DMA foi configurado para receber meia palavra, 16 bits.

4.6 DESCRIÇÃO DA INTERFACE GRÁFICA (GUI)

A GUI criada em Python para controlar o protótipo conta com três páginas. Na página inicial permite que o usuário escolha a porta COM a ser usada pelo protótipo e o tipo de medição a ser realizada, *evaluation* ou *measurement*. Ao escolher o tipo e medição, o usuário é levado para a página daquele tipo de medição. A seguir é descrito o funcionamento de cada um dos tipos de medição.

4.6.1 Medição *Evaluation*

Figura 4.9 – Página da GUI para o modo de medição *Evaluation*



Fonte: Produção do autor.

O botão *Config* leva de volta a página inicial, onde é configurado o tipo de medição e a porta COM. O primeiro passo para realizar uma medição, é clicar no botão *Auto Gain*, onde o sistema vai ajustar o ganho da aquisição de tensão para a melhor a escala, garantindo alta resolução. Em seguida, o sistema deve ser calibrado utilizando o botão *Calibrate*. A rotina de calibração consiste na criação de um vetor de calibração para módulo e fase a partir de 10 medições de um resistor conhecido.

Após a calibração, o dispositivo está pronto para medir. Quando uma medição é concluída automaticamente são plotados os gráficos da corrente e tensão no domínio do tempo, esses gráficos podem ser acessados posteriormente pelo botão *Time*. Os botões *Current FFT* e *Voltage FFT* mostram o módulo e fase completos da FFT para a corrente e para a tensão, respectiva-

mente. O botão *Impedance FFT* mostra o módulo e a fase da impedância obtidos a partir das frequências desejadas.

No botão *Save Data* todos os dados calculados são exportados para um arquivo .txt, nomeado como *Evaluation Measurement dia/mês/ano-hora:minuto*. O gráfico conta com uma barra de ferramentas que permite ampliar ou reduzir a imagem. Também pode-se salvar em arquivo de imagem os gráficos que estão sendo mostrados no momento.

4.6.2 Medição Fast

Figura 4.10 – Página da GUI para o modo de medição *Fast*



Fonte: Produção do autor.

Assim como na medição *Evaluation*, o botão *Config* leva de volta a página inicial, onde é configurado o tipo de medição e a porta COM. Os primeiros passos para realizar medições também é usar o *Auto Gain* e depois o *Calibrate*. A diferença é que na medição *Fast* a média é feita com 20 medições.

Neste modo de medição deve ser escolhido o número de medições a serem realizadas. Para tal, basta digitar o valor na caixa em branco, então clica-se no botão "Measure" para iniciar a medição. Para deixar o sistema mais rápido, nenhum gráfico é mostrado automaticamente. Pode-se escolher para salvar os dados (*Save*), mostrar o gráfico com os dados originais obtidos (*Plot*) ou utilizando um filtro gaussiano que reduz o ruído em imagens (*Filtered Plot*). Vale lembrar que todos os espectros obtidos são mostrados ao mesmo tempo, formando um plano de impedância.

A barra de ferramentas conta com as mesmas funcionalidades do outro modo de medição. Para estes gráficos é possível rotacioná-los nos três eixos para obter um ângulo de visualização mais adequado.

4.6.3 Processo de calibração

A fim de interpretar os resultados, é necessário entender como ocorre a calibração do sistema. Em uma medição, é gerado um vetor com a impedância complexa medida em cada uma das 32 frequências (M_{meas}). Através da média de 20 medições, é gerado um vetor com o valor médio das impedâncias complexas (M_{mean}) em cada frequência. O vetor de calibração V_{calib} é obtido através da divisão de uma carga nominal ($100,3 \Omega$) por cada impedância de M_{mean} . A medição calibrada (M_{calib}) é dada pelo produto escalar de uma nova medição pelo vetor de calibração. O processo de calibração descrito acima é expresso matematicamente através da equação 4.13.

$$\begin{aligned}
 M_{meas} &= [R_{meas(f_1)} + jX_{meas(f_1)}, \dots, R_{meas(f_{32})} + jX_{meas(f_{32})}] \\
 M_{mean} &= \frac{\sum_{n=1}^{20} M_{meas_n}}{20} \\
 V_{calib} &= \left[\frac{100.3}{R_{mean(f_1)} + jX_{mean(f_1)}}, \dots, \frac{100.3}{R_{mean(f_{32})} + jX_{mean(f_{32})}} \right] \\
 M_{calib} &= M_{meas} \cdot V_{calib}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

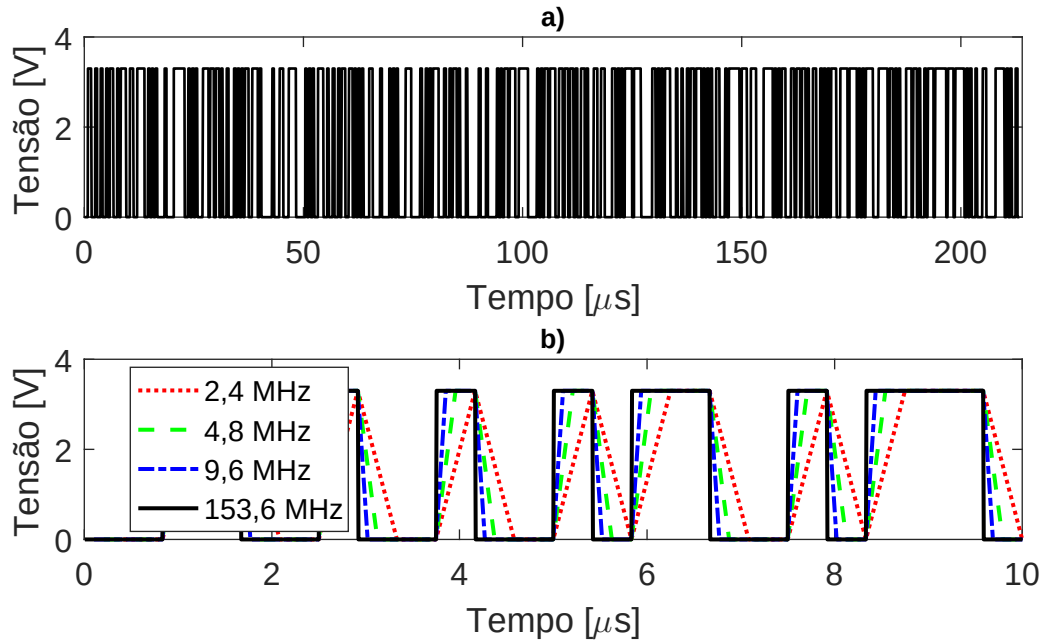
Neste capítulo é realizado o projeto, modelamento, simulação e implementação do estágio de excitação. Esse estágio compreende o sinal de excitação e a fonte de corrente.

5.1 DIBS

Na figura 5.1 é mostrado a forma de onda da DIBS projetada, com frequência de atualização de 2,4 MHz e um total de 512 pontos.

Na figura 5.1 é possível observar grandes diferenças entre as formas de onda do sinal para cada uma das 4 frequências de amostragem. As frequências de amostragem mais baixas geram formas de ondas quase triangulares ao invés de uma onda retangular. Entretanto, deve-se obter o espectro na frequência gerado pela DIBS para poder avaliar realmente a qualidade do sinal, como mostra a figura 5.2

Figura 5.1 – Simulação em MATLAB da forma de onda de sequências DIBS com frequência de atualização de 2,4 MHz e 512 pontos e diferentes amostragens. A legenda mostra a frequência de amostragem de cada sinal, simulando a operação de um ADC a) Sinal Completo b) Parte do Sinal

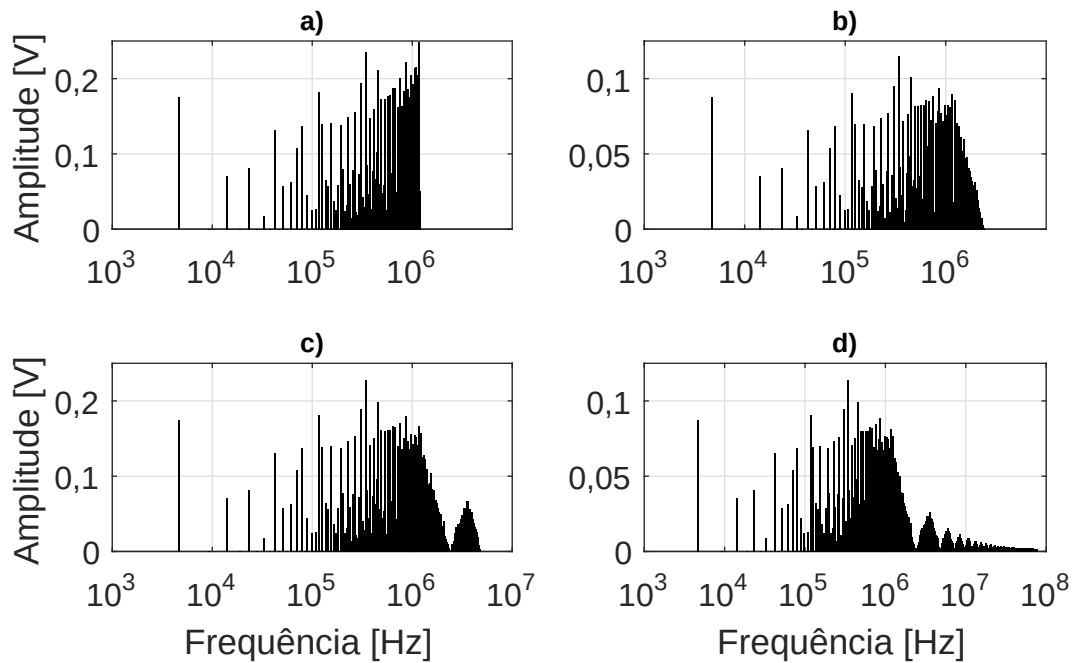


Fonte: Produção do autor.

Pela figura 5.2 pode-se ver que as frequências de amostragem de 2,4 e 4,8 MHz não enxergam as harmônicas não-controláveis que aparecem na faixa de 3,6 MHz. Isto gera o efeito de *alias* que tem como consequência o aparecimento de erros no espectro. Observar-se que as amplitudes das harmônicas próximas a 1,2 MHz para a frequência de amostragem de 2,4 MHz são maiores que as mesmas harmônicas quando amostradas em 153,6 MHz. Além disso, não são observados erros de *leakage* e *scalloping* uma vez que as frequências de amostragem são múltiplas da frequência de atualização e os períodos são inteiros.

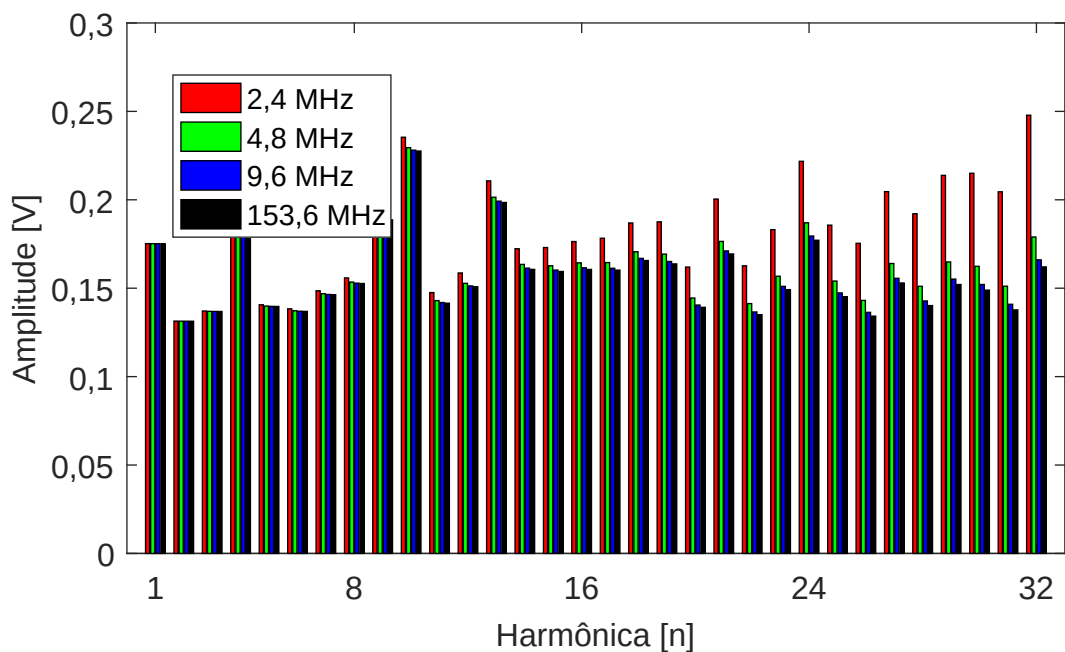
A fim de mensurar o erro gerado pelo efeito de *aliasing*, na figura 5.3 são colocadas as 32 harmônicas controláveis de cada uma das frequências de amostragem lado a lado. É possível observar que as três sequências DIBS amostradas simulando o ADC apresentaram erros em relação a sequência de referência. Os erros apareceram antes da décima primeira harmônica em todos os casos e quando a amostragem é 2,4 MHz tem-se os maior erros, que chegam a aproximadamente 33%.

Figura 5.2 – Simulação em MATLAB do espectro de frequência de sequências DIBS com diferentes amostragens. As primeiras 256 harmônicas (4,6875 a 1200 kHz) são controláveis. a) Frequência de amostragem de 2,4 MHz, b) Frequência de amostragem de 4,8 MHz, c) Frequência de amostragem de 9,6 MHz d) Frequência de amostragem de 153,6 MHz



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.3 – Comparação das 32 harmônicas controláveis das DIBS com diferentes amostragens. A primeira harmônica equivale a 4,6875 kHz e o passo entre harmônicas é de 35,7 kHz. A legenda mostra a taxa de amostragem referente a cada harmônica.



Fonte: Produção do autor.

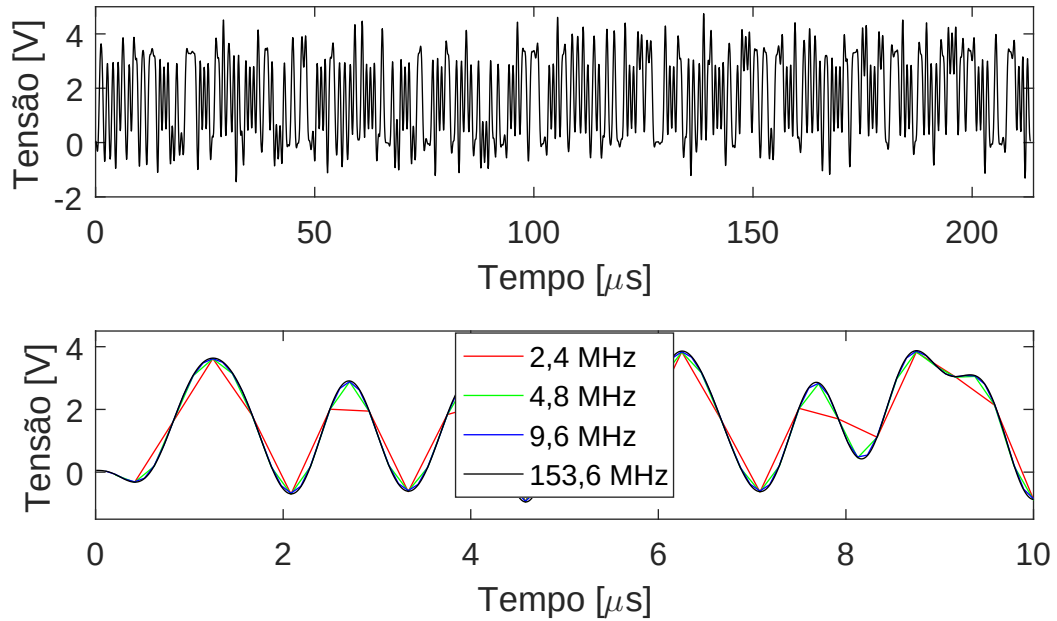
Uma forma de eliminar os erros gerados pelo *aliasing* é a utilização de filtros passa-baixas com frequência de corte abaixo da frequência de Nyquist. A fim de ver a melhora que este filtro trás para o sistema, foi simulado em MATLAB a filtragem das DIBS com diferentes amostragens.

Para tal, foi criado um filtro ideal com frequência de corte em 1 MHz e aplicado a DIBS de referência (153,6 MHz). Esta frequência foi escolhida pois fica abaixo de 1,2 MHz (frequência de Nyquist para amostragem de 2,4 MHz) e também simular o circuito integrado LTC1560-1. O filtro possui um espectro com o mesmo número de harmônicas que o espectro da DIBS, onde as harmônicas abaixo de 1 MHz possuem amplitude unitária e as harmônicas acima da frequência de corte possuem amplitude zero. Então multiplicou-se, harmônica a harmônica, a DIBS e o filtro.

Uma vez obtido o espectro da DIBS ideal filtrado, é necessário obter os espectros para as DIBS com outras frequências de amostragem. Sendo assim, aplicou-se a transformada inversa de Fourier ao espectro ideal filtrado, gerando a forma de onda da DIBS ideal filtrada. Para obter as sequências com frequência de amostragem menor (2,4; 4,8 e 9,6 MHz) o sinal foi decimado por 64, 32 e 16. As formas de onda obtidas após a decimação são apresentadas na figura 5.4.

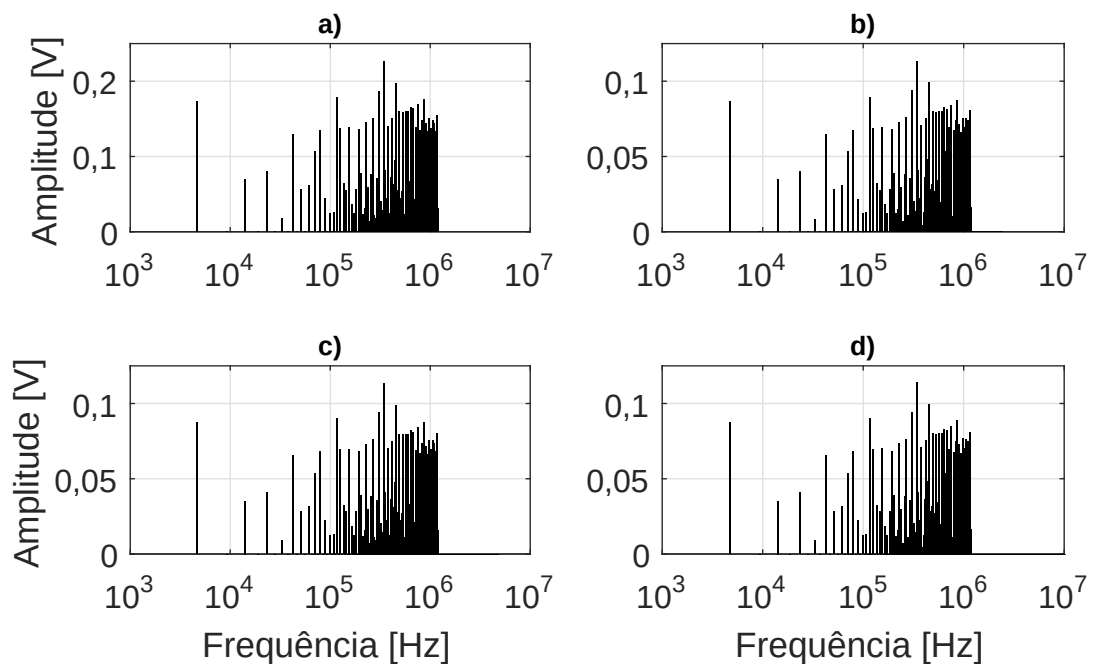
Na figura 5.4 pode-se ver que a DIBS deixou de possuir uma forma de onda binária e passou a demonstrar um aspecto de multiseno. Uma informação importante que se deve analisar é se a filtragem aumentou (piorou) o fator de crista. Comparando-se as formas de onda mostradas na figura 5.1 com as formas de onda mostradas na figura 5.4 fica claro o aumento na amplitude do sinal. Entretanto, para confirmar esta hipótese deve ser obtido o espectro de cada uma das DIBS e ver se as harmônicas mantiveram a mesma amplitude. Além disso, é necessário verificar se o filtro *anti-alias* foi capaz de eliminar os erros de *aliasing*.

Figura 5.4 – Simulação em MATLAB da forma de onda de sequências DIBS com diferentes amostragens (frequência de atualização de 2,4 MHz e 512 pontos) após a filtragem ideal passa-baixa com frequência de corte em 1 MHz. A legenda mostra a frequência de amostragem de cada sinal, simulando a operação de um ADC a) Sinal Completo b) Parte do Sinal.



Fonte: Produção do autor.

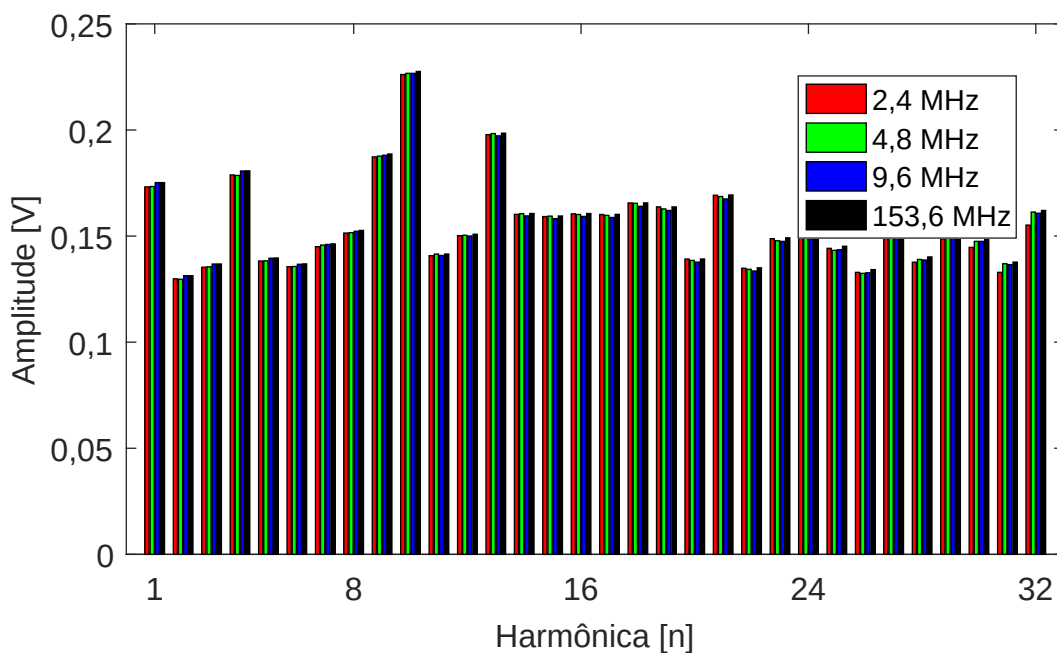
Figura 5.5 – Simulação em MATLAB do espectro de frequência das sequências DIBS após a filtragem passa-baixa ideal com frequência de corte em 1 MHz. As primeiras 256 harmônicas (4,6875 a 1200 kHz) são controláveis. a) Frequência de amostragem de 2,4 MHz, b) Frequência de amostragem de 4,8 MHz, c) Frequência de amostragem de 9,6 MHz d) Frequência de amostragem de 153,6 MHz



Fonte: Produção do autor.

Os espectros para cada uma das DIBS após a filtragem e decimação é mostrado na figura 5.5. Fica claro que a filtragem eliminou as harmônicas não controláveis de alta frequência que podiam ser vistas na figura 5.2. Também é aparente a redução do erro de *aliasing*. Novamente, não se observa o aparecimento de erros de *leakage* e *scalloping*. Na figura 5.6 são comparadas as 32 harmônicas controláveis de cada uma das DIBS.

Figura 5.6 – Comparação das 32 harmônicas controláveis das DIBS filtradas em 1 MHz com diferentes amostragens. A primeira harmônica equivale a 4,6875 kHz e o passo entre harmônicas é de 35,7 kHz. A legenda mostra a taxa de amostragem referente a cada harmônica.



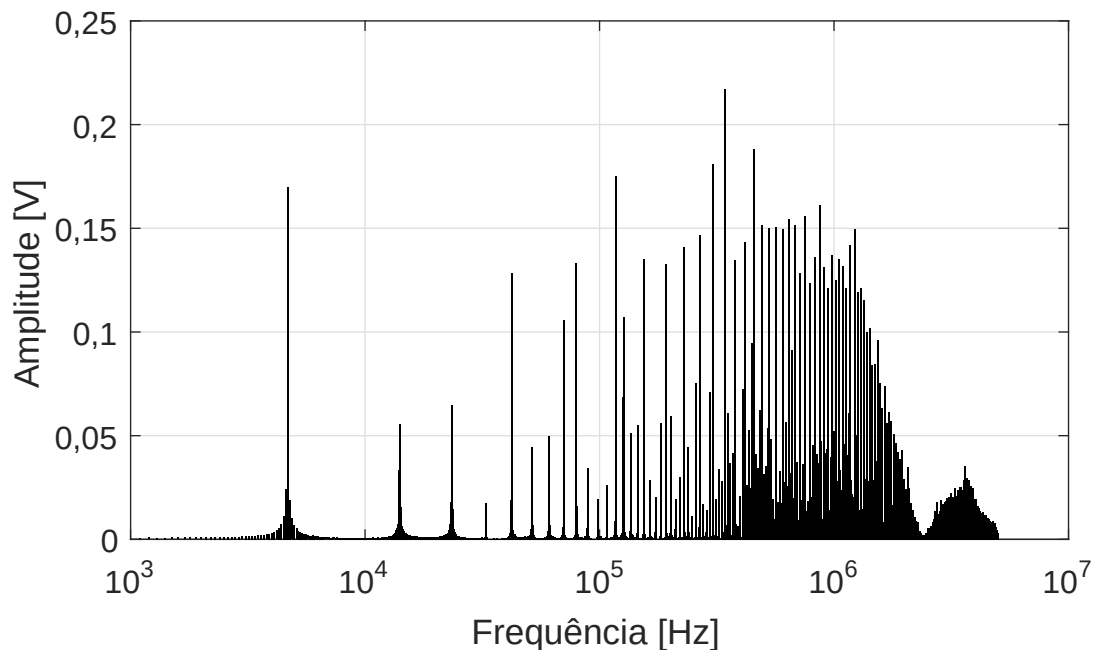
Fonte: Produção do autor.

Fica evidente pela figura 5.6 a redução do erro causado pelo efeito de *alias* para todas as amostragens. Acredita-se que o pequeno erro que pode ser visto para uma mesma harmônica com diferentes amostragens se deve ao processo decimação do MATLAB, que aplica filtros ao sinal. Comparando com a figura 5.3 verifica-se que as harmônicas (livres de erros) mantiveram as mesmas amplitudes, logo, a hipótese de que o fator de crista piorou com a filtragem foi confirmada.

Uma vez conhecida e caracterizada a DIBS ideal e em diferentes amostragens, pode-se implementar a geração do sinal na STM32F303ZE. As especificidades técnicas e discussão do código do *firmware* são discutidos posteriormente.

A transformada de Fourier da DIBS implementada é mostrada na figura 5.7, a forma de onda não será exibida para não prolongar excessivamente o trabalho.

Figura 5.7 – Transformada de Fourier da DIBS implementada no Microcontrolador e medida com osciloscópio (frequência de amostragem de 10 MHz e 100 mil amostras medidas).



Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.7 é mostrado o espectro completo gerado pela FFT da DIBS medida em osciloscópio. Uma vez que a frequência de amostragem do osciloscópio é 10 MHz e o número de pontos adquiridos é 100 mil, erros de *leakage*, *scalloping* e *aliasing* ocorrem.

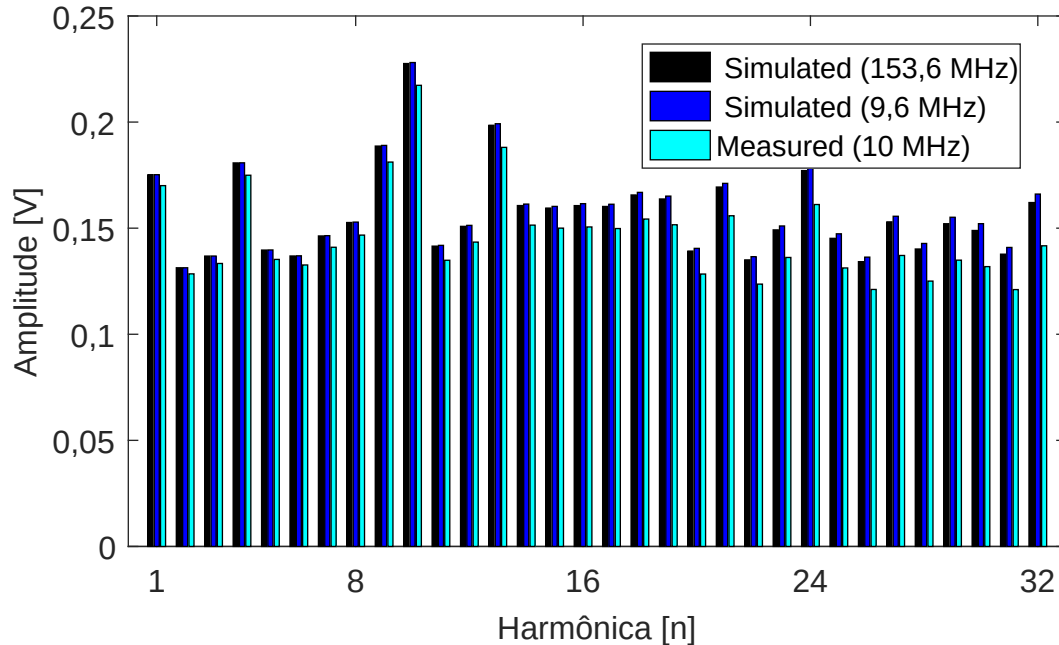
A divisão da frequência de amostragem pelo número de pontos adquiridos fornece a resolução da FFT, neste caso 100 Hz. Uma vez que a primeira harmônica da DIBS projetada é 4,6875 kHz e a FFT da DIBS medida tem resolução de 100 Hz, a harmônica mais próxima é 4,7 kHz. Assim caracteriza-se o erro de *scalloping*, quando o *bin* da FFT não está casado com a frequência da harmônica, gerando erro na amplitude da harmônica.

Outra consequência de se utilizar uma amostragem com frequência não-múltipla da frequência de atualização da DIBS é o erro de *leakage*. O período total da DIBS é 213,333... μ s, sendo impossível com uma resolução de 0,1 μ s (10 MHz) obter períodos completos da DIBS. Esse erro é facilmente visto na figura 5.7 pela base arredondada das harmônicas controláveis.

A medição com osciloscópio também está contaminada com erros de *aliasing*. A frequência de amostragem é de 10 MHz e a frequência de corte do filtro do osciloscópio está em 20 MHz, consequentemente, as harmônicas não-controláveis entre 5 e 20 MHz irão gerar erros (ver figura 5.2).

Na figura 5.8 são comparadas as harmônicas desejadas do sinal medido com as harmônicas dos sinais simulados, ideal (amostrado em 153,6 MHz) e com frequência de amostragem mais próxima (9,6 MHz).

Figura 5.8 – Comparação das 32 harmônicas controláveis das DIBS simuladas e implementada. A primeira harmônica equivale a 4,6875 kHz para as simuladas e 4,7 kHz para a implementada, o passo entre harmônicas é de 35,7 kHz. A legenda mostra a taxa de amostragem referente a cada harmônica.



Fonte: Produção do autor.

Pela figura 5.8 conclui-se que a implementação da geração de uma DIBS no microcontrolador foi correta, entretanto os erros no cálculo da FFT geram divergências entre as amplitudes simuladas e medidas. Além do mais, não é possível avaliar a contribuição de cada tipo de erro da FFT. Entretanto, a metodologia adotada é a mesma para todas as medições e esses erros tendem a ser constantes, permitindo comparações entre sinais medidos em diferentes partes do circuito.

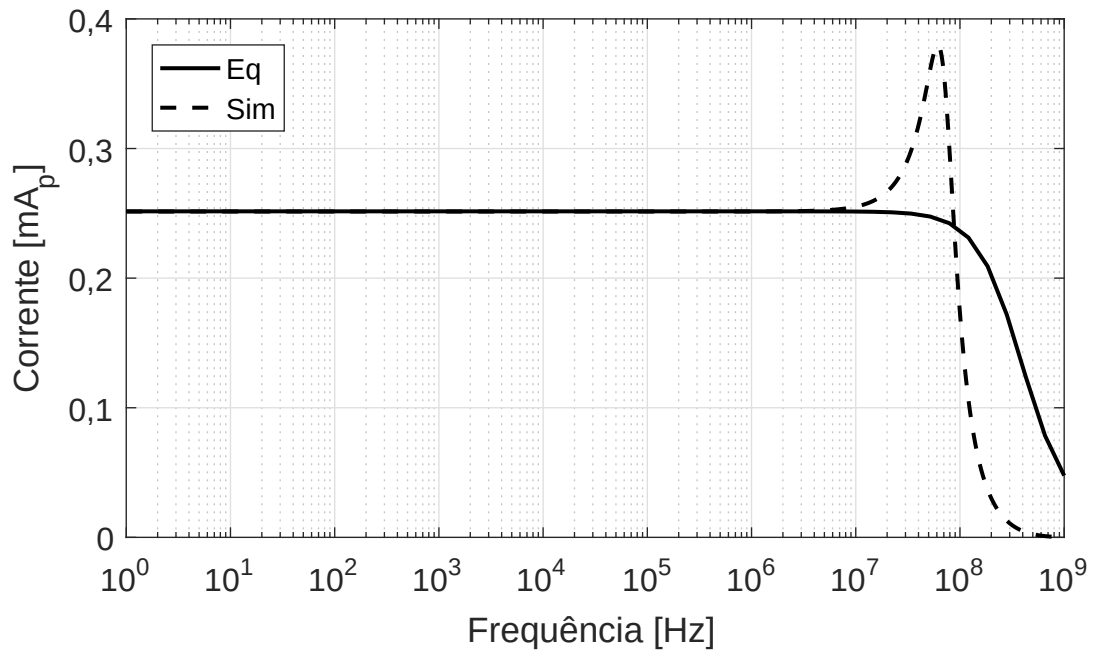
5.2 FONTE DE CORRENTE

Para comprovar a equação da corrente de saída obtida 4.4, ela é comparada com a simulação do circuito em Orcad Pspice na figura 5.9. A carga simulada é de 1Ω , a faixa de frequência é de 1 Hz a 1 GHz, e a amplitude do sinal de entrada foi de $3,3 V_{pp}$.

Na figura 5.9 fica claro que a equação descreve corretamente a amplitude da corrente na banda passante, isto é, de 1 Hz a 10 MHz. Entretanto, o modelo equacionado é de primeira ordem e não consegue descrever o pico em alta frequência que aparece na simulação.

Na figura 5.10 é mostrado o comparativo entre a impedância de saída simulada e a calculada. A equação descreveu o comportamento da impedância de saída corretamente na banda

Figura 5.9 – Comparação da corrente de saída, simulação e equação, da fonte proposta. Sinal de entrada com amplitude de 3,3 V_{pp} e carga de 1 Ω



Fonte: Produção do autor.

constante, isto é, entre 1 Hz e 100 kHz. Já nas frequências superiores, o modelo de primeira ordem proposto não se mostrou exato.

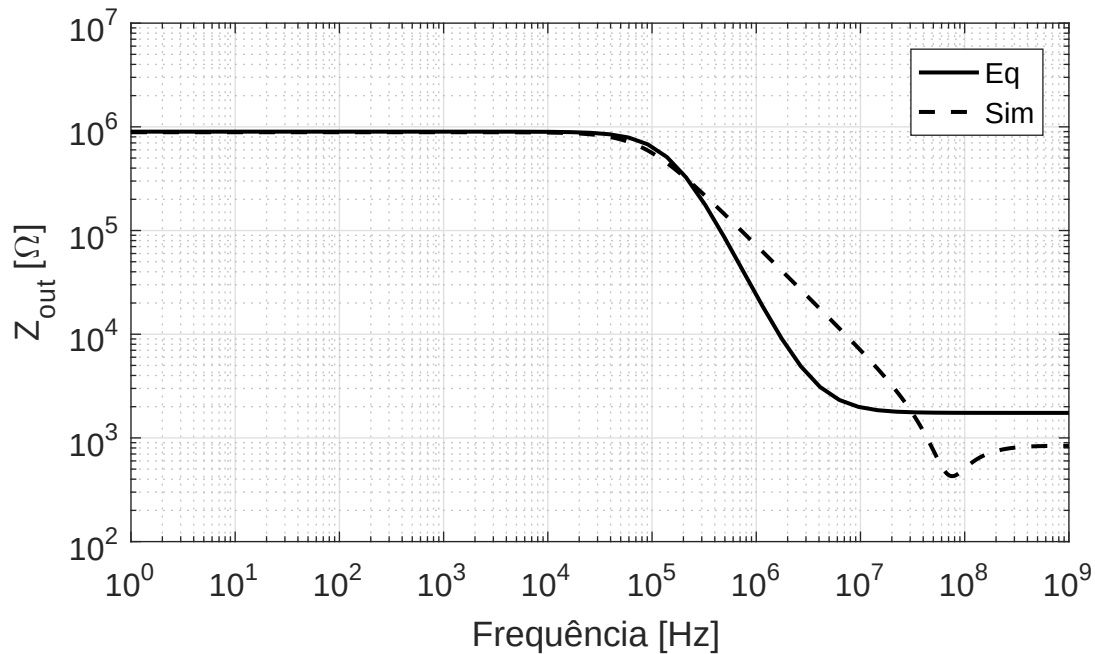
Pelas figuras 5.9 e 5.10 nota-se que o circuito proposto atende as especificações de corrente e impedância de saída delimitadas. Entretanto mais simulações são realizadas para conhecer detalhadamente as características desta fonte de corrente e garantir o funcionamento dela quando implementada.

Um cuidado que se deve ter na hora de implementar uma fonte de corrente do tipo Howland, é o casamento da impedância de entrada do circuito com a impedância do gerador de sinais. No circuito projetado, a DIBS é gerada por um pino digital de baixa impedância, e a impedância de entrada é de 20 kΩ. Assim não é necessário nenhum circuito para casar estas impedâncias. Entretanto o mesmo não ocorre com a entrada não-inversora, que não possui resistor em sua entrada. Desta forma, é necessário garantir que a impedância de saída do circuito que gera V_{offset} (Z_{offset}) seja baixa.

Para observar a influência da impedância do gerador (Z_{offset}), ela foi modelada como um resistor em série com a fonte de tensão V_{offset} e a entrada não inversora do AD8132. Então variou-se este resistor de 0,1 a 100 Ω, e observou-se o comportamento da impedância de saída da fonte de corrente em 10 kHz.

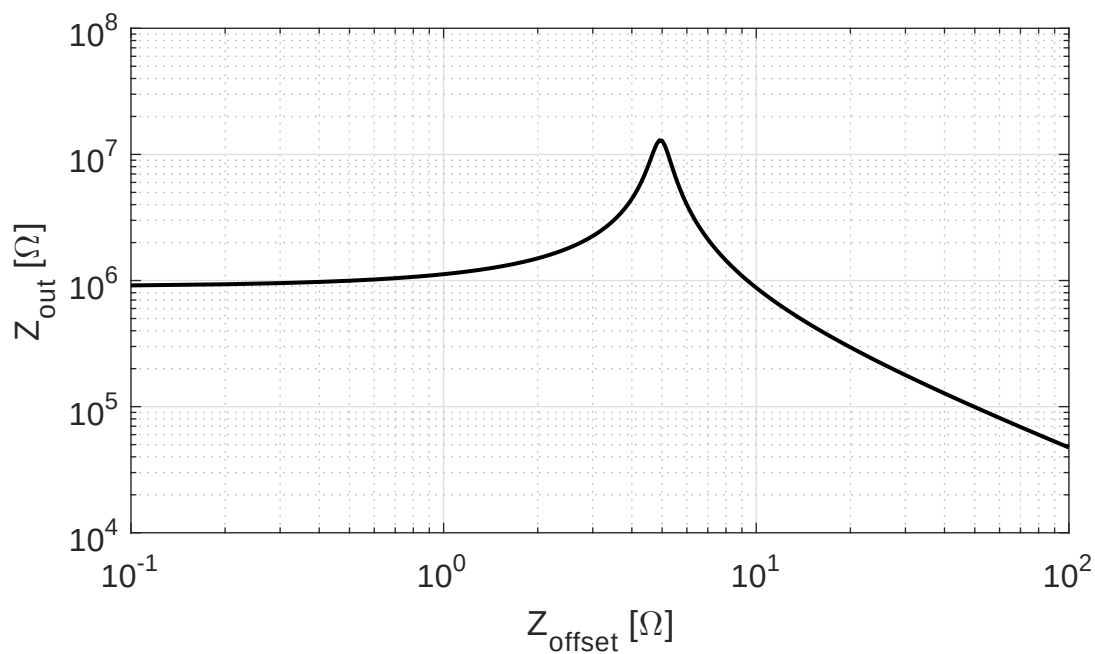
Na figura 5.11 é perceptível que a impedância de saída demonstra um pico quando Z_{offset} é igual a 5 Ω. Este pico ocorre devido ao casamento das realimentações da fonte de corrente. Este mesmo fenômeno também ocorre na fonte de corrente Howland melhorada e pode gerar

Figura 5.10 – Comparação da impedância de saída, simulação e equação, da fonte proposta. Sinal de 3,3 V_{pp} aplicado no lugar da carga



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.11 – Influência da impedância de saída (Z_{offset}) do gerador de V_{offset} sobre a impedância de saída da fonte de corrente (Z_{out}). Z_{offset} foi variado de 0,1 a 100 Ω e a frequência usada foi 10 kHz

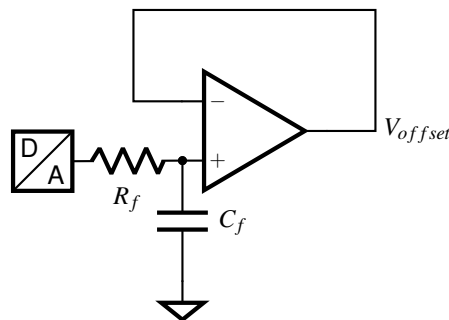


Fonte: Produção do autor.

instabilidade no circuito. Consequentemente, é esperado que a fonte de corrente proposta oscile quando Z_{offset} for maior que $5\ \Omega$.

Para gerar V_{offset} é utilizado um dos conversores digital-analógico do microcontrolador. Entretanto, a impedância de saída deste conversor é alta, $15\ k\Omega$, exigindo o uso de *buffer* para o casamento de impedância. O MCU possui *buffers* integrados e permite a conexão deles com a saída do DAC. Porém, para evitar oscilações e ruído em V_{offset} é necessário um filtro passa-baixas, que também requer o casamento de impedância. Desta forma decidiu-se usar um *buffer* externo e utilizar a impedância de saída do DAC como o resistor do filtro. O circuito mostrado na figura 5.12 foi projetado para o casamento de impedâncias e filtragem de ruído ou variações na tensão gerada pelo DAC.

Figura 5.12 – Circuito para filtragem da tensão gerada pelo DAC e casamento de impedância com a fonte de corrente



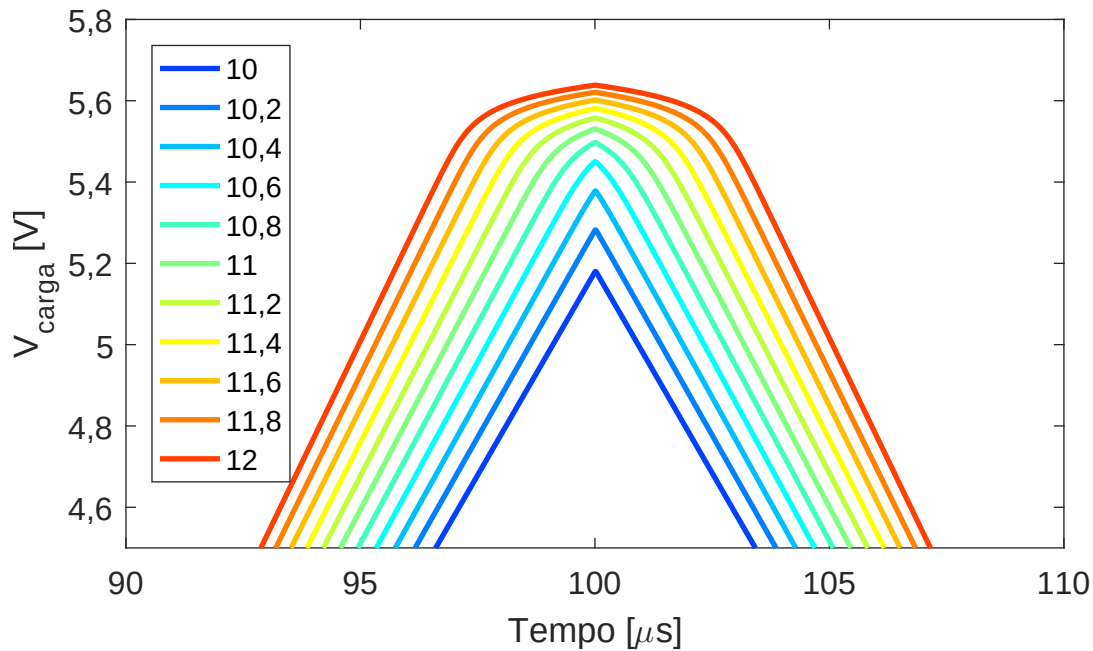
Para estipular a capacidade de carga da fonte, foi utilizada a equação 4.3 e simulado uma variação paramétrica de carga em PSPICE. Primeiramente, se calculou a carga máxima que a fonte suporta ($V_{sat} = 3,8\ V$), o resultado foi $11\ k\Omega$. Assumindo um possível erro de 10%, a carga da simulação foi variada de 10 a $12\ k\Omega$ em passos de $200\ \Omega$. Para identificar mais facilmente a saturação, foi aplicada uma onda triangular na entrada com frequência de 10 kHz. As formas de onda obtidas são mostradas na figura 5.13

Na figura 5.13 mostra-se que a carga máxima que a fonte suporta sem que haja a distorção da forma de onda é $10,4\ k\Omega$. Cargas um pouco maiores mostram pequenas distorções, entretanto para $12\ k\Omega$ fica evidente a saturação.

Outro problema que pode ocorrer na prática é o aparecimento de correntes e tensões DC na fonte de corrente. Por exemplo, caso a tensão V_{offset} e o nível médio da DIBS não estejam perfeitamente casados ou a saída do amplificador operacional apresente erro de *offset*, então uma corrente DC será gerada na saída do circuito. Esta corrente, por sua vez, pode causar choque elétrico no paciente, tensões de modo comum na carga e reação de óxido-redução nos eletrodos.

Para evitar tais problemas, coloca-se um capacitor ($C_x = 1\ \mu F$) em série com o resistor (r_x), como mostrado na figura 4.2. O uso de capacitores após a saída da fonte de corrente, em

Figura 5.13 – Simulação de capacidade de carga da fonte de corrente projetada. A corrente é mantida em 0,5 mA_p e a carga variada de 10 a 12 kΩ em passos de 200 Ω. A legenda mostra o valor da carga em kΩ



Fonte: Produção do autor.

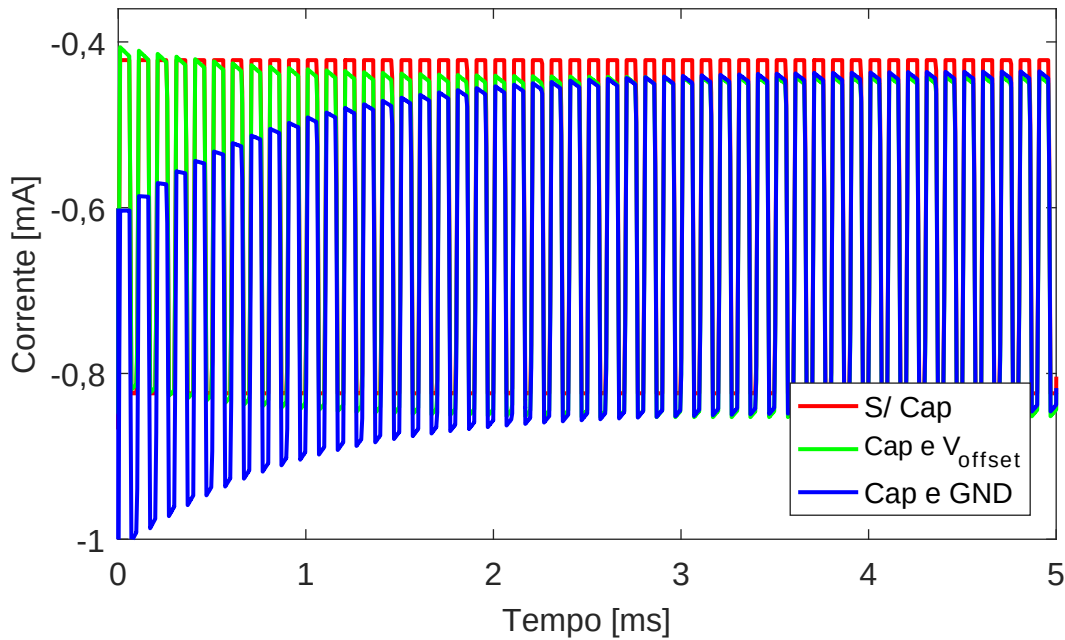
série com Z_{carga} e R_{shunt} , é possível. Porém, este método pode gerar tensões de modo comum na carga e também prejudicar a polarização das entradas dos amplificadores que medem a carga e o resistor *shunt*.

Para avaliar o comportamento DC da corrente de saída da fonte de corrente proposta quando é adicionado o capacitor C_x , foram simuladas três situações. Sem capacitor C_x e com $V_{offset} = 200$ mV (erro de 18 mV em V_{offset}), com capacitor C_x e com $V_{offset} = 200$ mV (erro de 18 mV em V_{offset}) e com capacitor C_x e com $V_{offset} = GND$ (0 V) (erro de 218 mV em V_{offset}). O resultado transiente é mostrado na figura 5.14, enquanto o resultado na frequência (FFT) é mostrado na figura 5.15.

Na figura 5.14, percebe-se que em ambos os casos em que $V_{offset} = 200$ mV o valor inicial ($t=0$) da corrente de saída é o mesmo, entretanto, no caso em que o capacitor C_x é usado ocorre a mudança de nível médio. Já quando o capacitor é usado mas $V_{offset} = 0$ V, a corrente inicia ($t=0$) com o nível médio de -0.5 mA, metade da amplitude total, uma vez que não há compensação por V_{offset} . Porém, capacitor é capaz de corrigir, e igualar o nível médio ao do outro caso em que é usado C_x .

Para medir o valor da corrente DC, foi realizada a FFT de cada umas três situações discutidas acima, após o período transiente, ou seja, em regime estacionário. A figura 5.15 mostra o resultado da simulação, onde as primeiras 10 harmônicas são mostradas, e a primeira [$n=1$] equivale ao nível DC.

Figura 5.14 – Simulação transiente da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta. Sem capacitor C_x e com $V_{offset} = 200$ mV, com capacitor C_x e com $V_{offset} = 200$ mV e com capacitor C_x e com $V_{offset} = GND$



Fonte: Produção do autor.

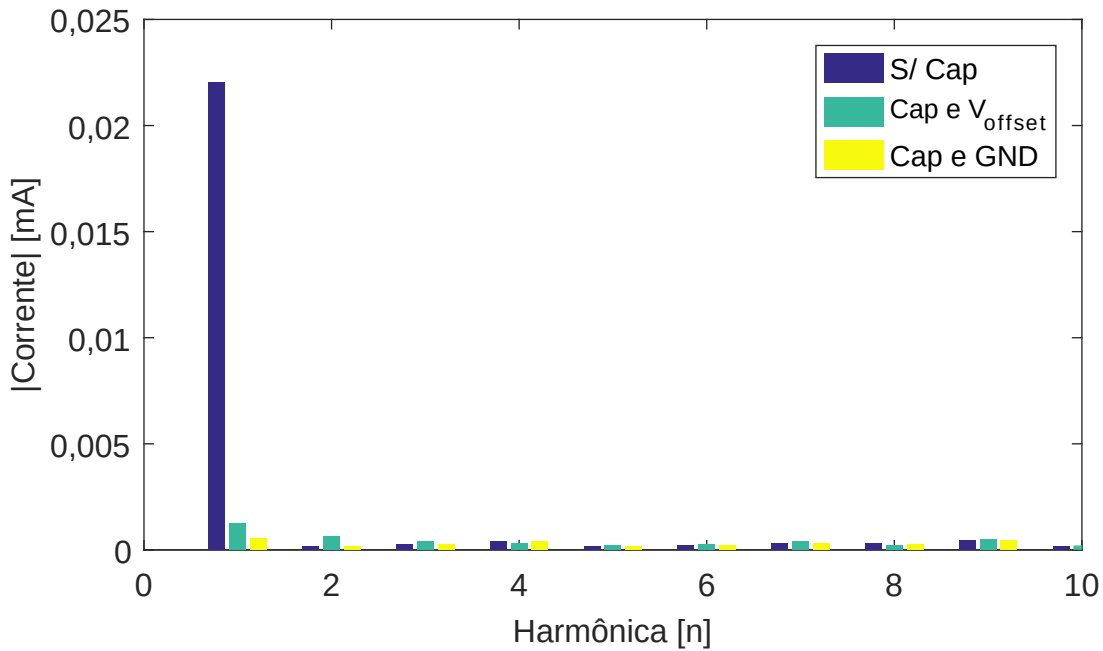
Na figura 5.15, conclui-se que o capacitor C_x consegue reduzir drasticamente o nível DC em ambos os casos. Pode-se atribuir a pequena diferença na amplitude do nível DC para os dois casos em que C_x foi usado a erros no cálculo da FFT gerado por não idealidades na onda quadrada gerada em PSPICE. O aparecimento de harmônicas pares reforça esta teoria. A principal diferença no uso ou não de V_{offset} está no erro inicial, entretanto o erro em regime estacionário e o tempo de acomodação são os mesmos.

Uma vez que o capacitor elimina a referência DC vinda da saída do amplificador operacional, o circuito busca esta referência através das realimentações positivas (R_3 e R_5). Ou seja, o valor de V_{offset} faz diferença na referência DC que cada terminal da carga vai adotar. Como $R_3 = R_5$, a tensão DC em cada terminal é idêntica, e a diferença de tensão DC é nula. Entretanto, essas tensões podem levar a saturação da fonte de corrente mais rapidamente. Na figura 5.16 é mostrada a simulação da tensão em cada terminal da carga ($1\text{ k}\Omega$).

Pela figura 5.16, percebe-se que quando $V_{offset} = 0$ V, figura c), as tensões na carga são mais simétricas em relação a 0 do que em b), isto é, tende a saturar para cargas maiores. Como a corrente que passa por R_3 e R_5 é desprezível, pode-se concluir que a tensão DC em cada terminal da carga é aproximadamente V_{offset} .

Entretanto, quando $V_{offset} = 0$ V, ao ligar o sistema ($t = 0$) é injetada uma corrente DC de alta amplitude, que pode gerar choque elétrico. Ainda que não traga riscos a saúde de um ser vivo, pode causar dor e desconforto. Logo, será usado $V_{offset} = 218$ mV.

Figura 5.15 – Simulação da FFT da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta. Sem capacitor C_x e com $V_{offset} = 200mV$, com capacitor C_x e com $V_{offset} = 200mV$ e com capacitor C_x e com $V_{offset} = GND$. Onde a harmônica $n=1$ equivale ao nível DC



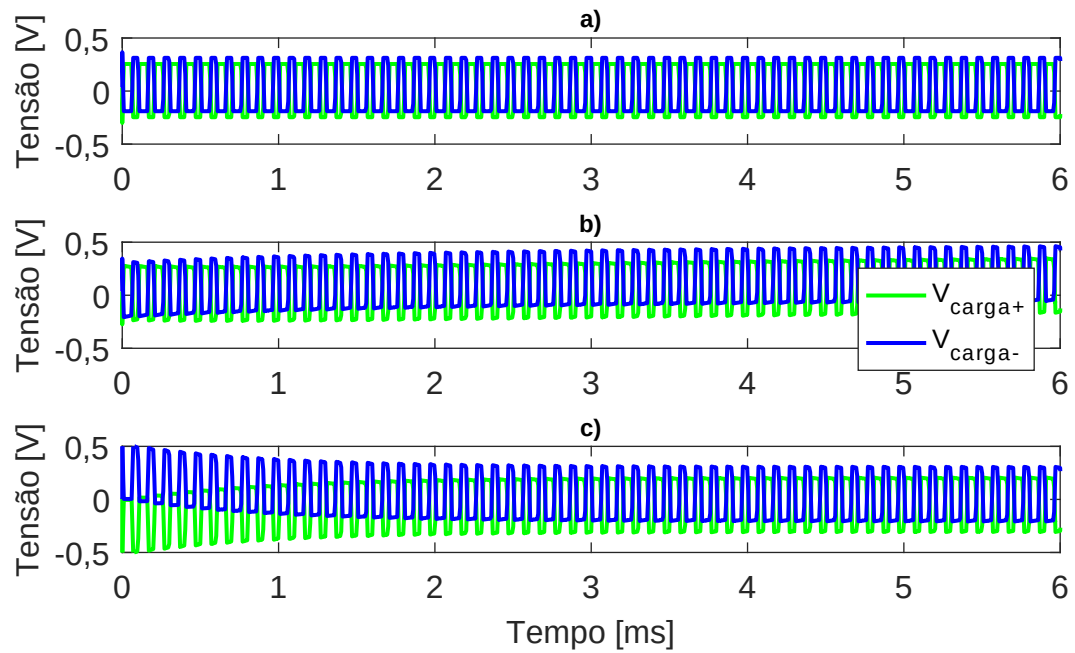
Fonte: Produção do autor.

Uma vez que foram definidos os componentes a serem usados e as amplitudes das tensões de entrada. Pode-se estudar o comportamento da fonte de corrente proposta para diferentes cargas e na faixa de frequência desejada. Foram simuladas a corrente de saída, tensão de modo comum na carga e CMRR da fonte, para cargas variando de $10\ \Omega$ a $11,5\ k\Omega$. Nesta simulação não foi usado resistor *shunt* e os resultados são mostrados nas figuras 5.17, 5.18 e 5.19.

Na figura 5.17, é avaliada a variação na corrente de saída I_{out} em relação a carga. Para facilitar a visualização, as cargas foram divididas em três grupos. No gráfico a), nota-se que a variação na amplitude da correntes é mínima e as curvas estão sobrepostas. Neste gráfico também percebe-se que a região constante da corrente é de 4 a 2000 kHz, que abrange a região de interesse deste trabalho. Já no gráfico b), é possível notar erro entre as correntes para diferentes cargas, mas a região de corrente constante permanece praticamente idêntica. No gráfico c), o erro entre correntes é ainda maior e a banda de corrente constante foi levemente reduzida para algumas cargas.

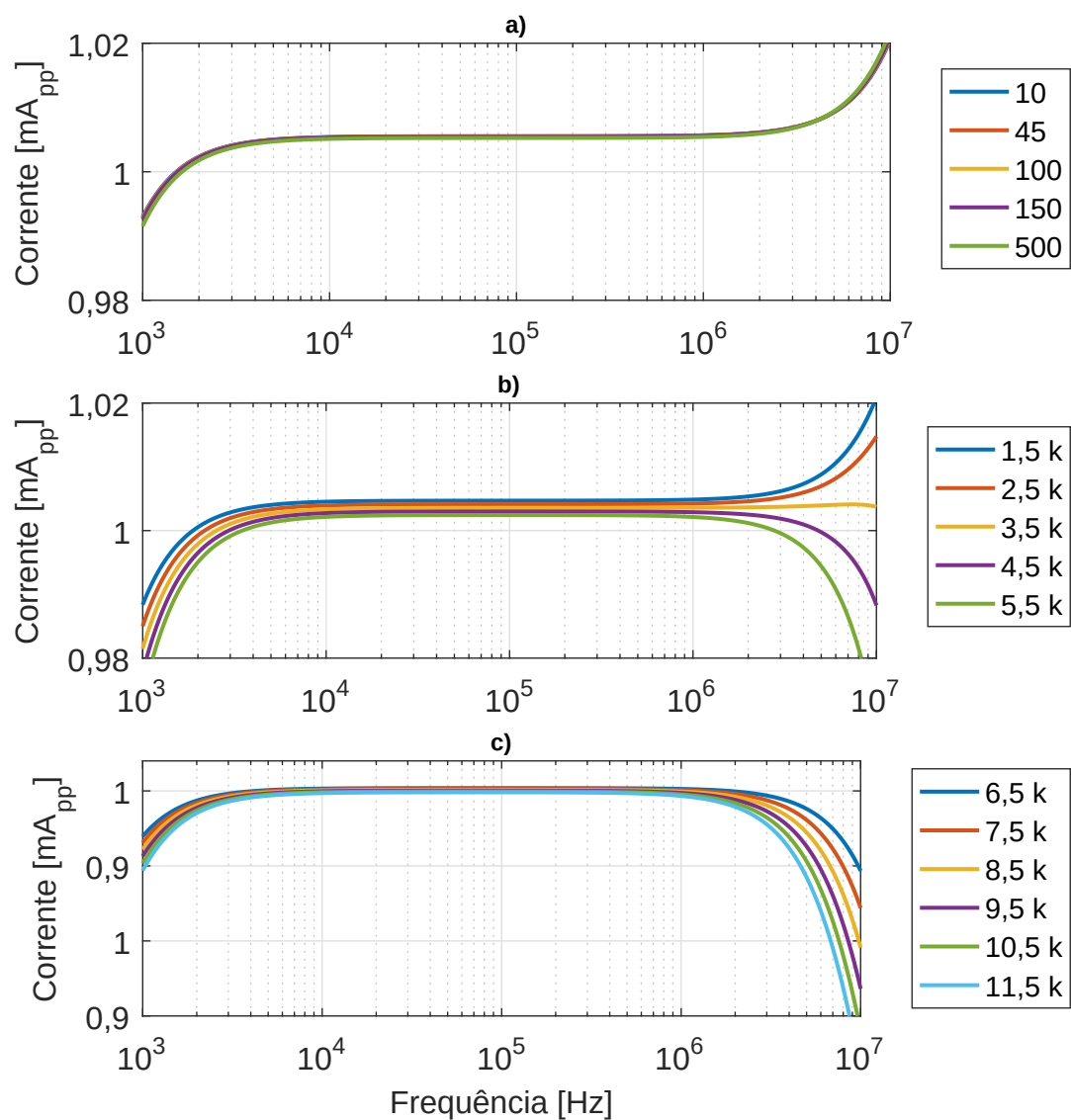
Conclui-se que mesmo a fonte de corrente apresentando alta impedância de saída (figura 5.10), erros na amplitude da corrente de saída ocorrem. Desta forma justifica-se a necessidade de um estágio de medição de corrente.

Figura 5.16 – Simulação transiente das tensões geradas em cada terminal da carga pela corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta. a) Sem capacitor C_x e com $V_{offset} = 200mV$, b) com capacitor C_x e com $V_{offset} = 200mV$ e c) com capacitor C_x e com $V_{offset} = GND$



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.17 – Simulação da amplitude da corrente (I_{out}) de saída para diferentes cargas. Não é usado resistor *shunt* e as cargas são divididas em três grupos: a), b) e c)

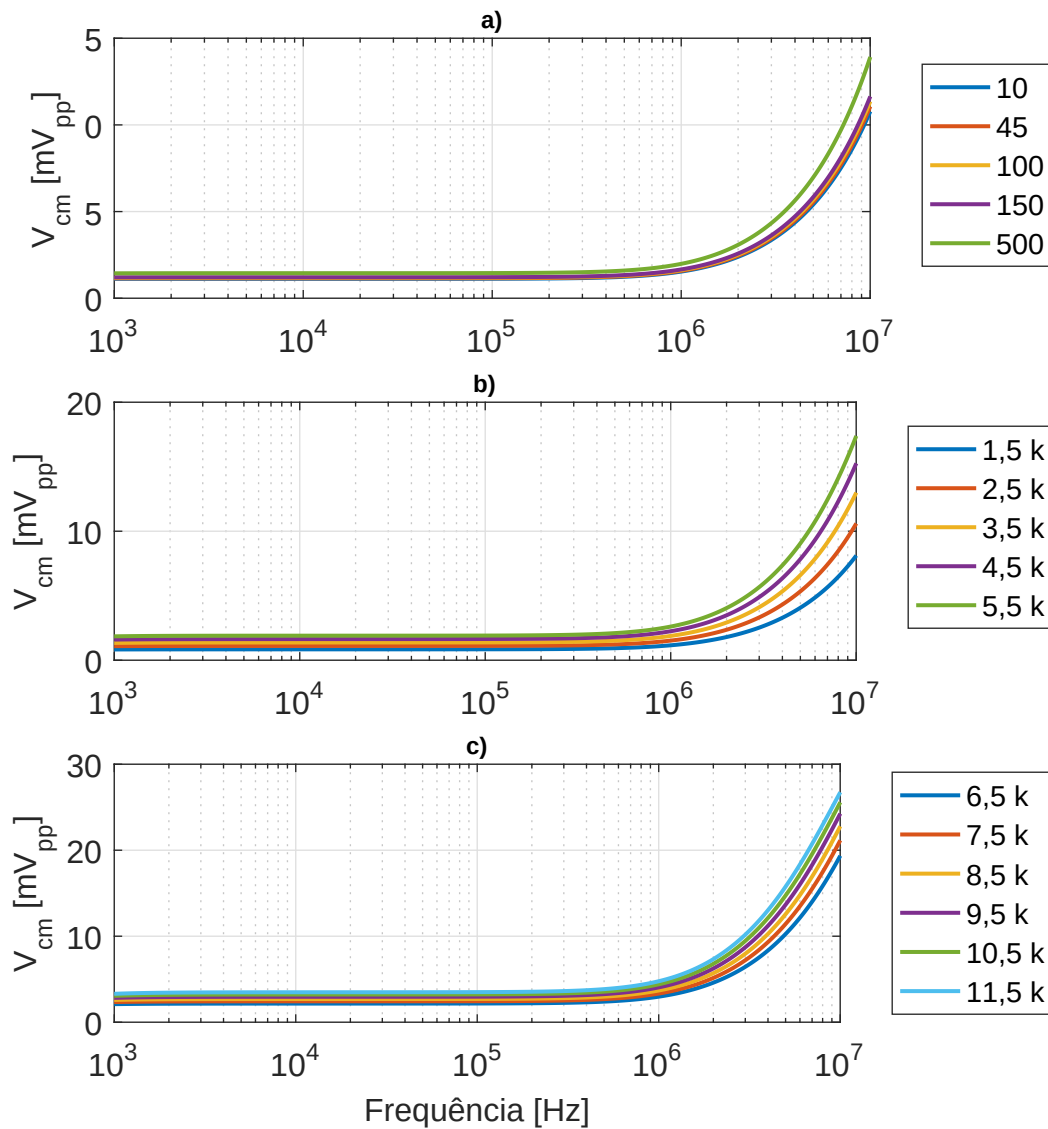


Fonte: Produção do autor.

Também foi simulada a tensão de modo comum gerada na carga ($V_{carga_{cm}}$), nesta simulação não foi usado resistor *shunt*. As cargas permaneceram as mesmas do experimento anterior e a divisão em grupos de cargas também permaneceu a mesma. O modo comum foi obtido através da equação 5.1.

$$V_{carga_{cm}} = \frac{V_{carga+} + V_{carga-}}{2} \quad (5.1)$$

Figura 5.18 – Simulação da tensão de modo comum na carga ($V_{carga_{cm}}$), para diferentes cargas. Não é usado resistor *shunt* e as cargas são divididas em três grupos: a), b) e c)

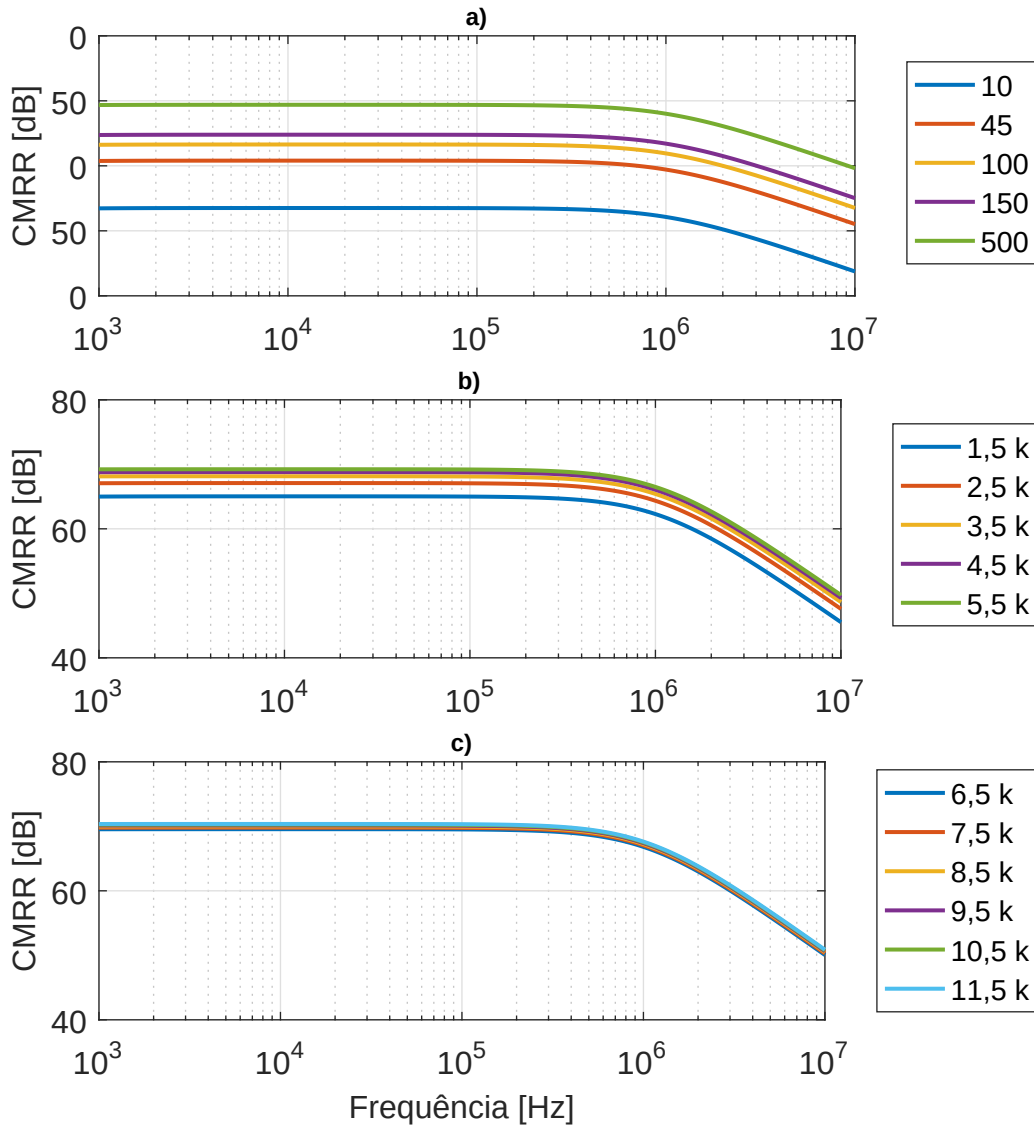


Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.18, a tensão de modo comum na carga é menor que 2 mV em até 1 MHz para todas as cargas, ou seja, o modo comum é independente da carga. Isso mostra que a topologia desenvolvida foi alcançou o seu objetivo. Após 1 MHz a $V_{carga_{cm}}$ cresce exponencialmente e em 10 MHz chega a quase 30 mV para uma carga de 11,5 k Ω .

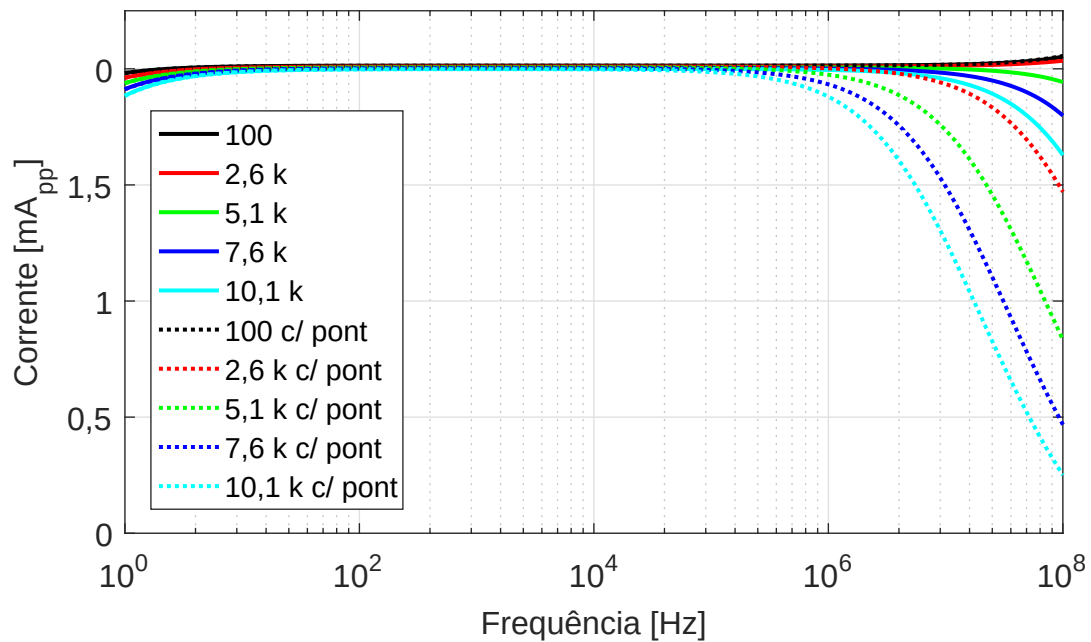
As vantagens do uso da fonte de corrente desenvolvida ficam ainda mais evidentes quando se analisa a razão de rejeição de modo comum (CMRR). Este parâmetro é calculado pela razão entre a queda de tensão na carga e a tensão de modo comum na carga, e é dado em dB.

Figura 5.19 – Simulação da razão de rejeição de modo comum na carga (CMRR) ao longo da frequência, para diferentes cargas. Não é usado resistor *shunt* e as cargas são divididas em três grupos: a), b) e c)



A figura 5.19 mostra que o CMRR é maior quanto maior é a carga. Isso é esperado uma vez que $V_{carga_{cm}}$ é praticamente independente da carga. De qualquer forma, o CMRR foi maior que 40 dB para todas as cargas acima de 45 Ω para frequências abaixo de 1 MHz. Ainda que a impedância dos tecidos biológicos é geralmente baixa (<500 Ω), a carga vista pela fonte também contém a impedância da interface eletrodo-tecido, que depende do tipo de eletrodo e pode ser alta.

Figura 5.20 – Simulação do espectro da amplitude da corrente de saída com e sem uso das ponteiros de osciloscópio nos terminais da carga. Na legenda é mostrado o valor da carga usada em Ω e "c/ pont" significa que foi usado ponteira



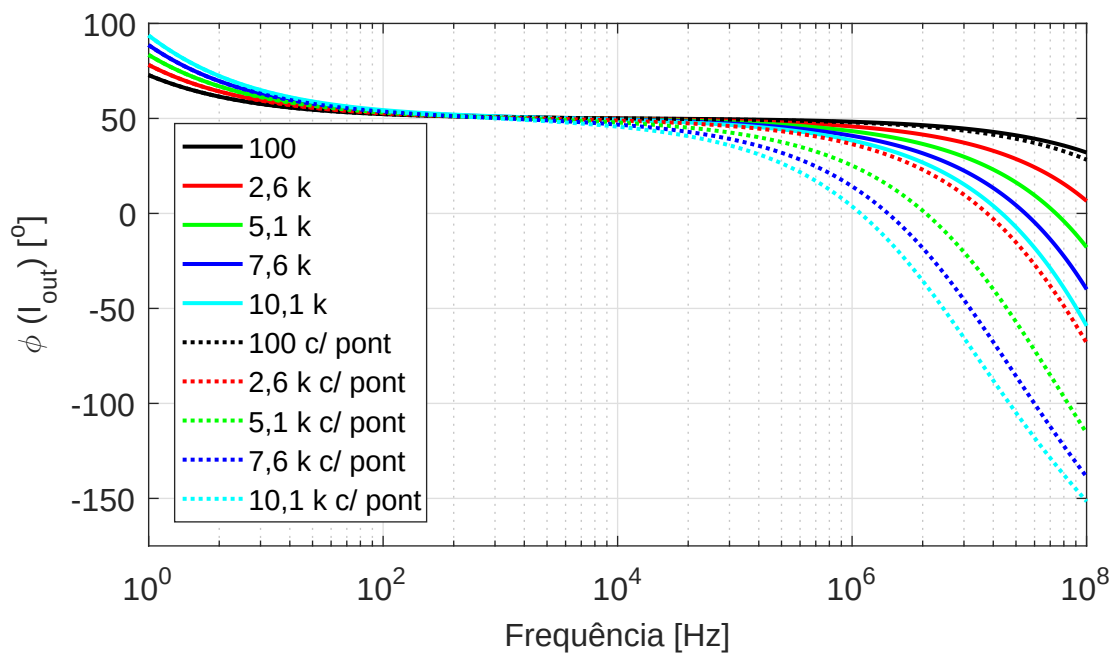
Fonte: Produção do autor.

Antes de iniciar as medições da fonte de corrente implementada, deve-se avaliar a influência do instrumento usado sobre o circuito. O osciloscópio disponível no laboratório é o Tektronix MSO 4034, cujas ponteiros possuem impedância de $10\text{ M}\Omega$ em paralelo com uma capacitância de 8 pF . A impedância das ponteiros foi modelada em PSPICE e colocada em cada um dos terminais da carga. O módulo e a fase da corrente foram medidos em uma simulação AC e a carga foi variada de 100 a $10100\text{ }\Omega$. As figuras 5.20 e 5.21 mostram os resultados.

Na figura 5.20 pode ser vista a influência das ponteiros do osciloscópio conectadas aos terminais da carga sobre a amplitude da corrente de saída. O uso das ponteiros reduz a banda constante da corrente de saída em meia década para todas as cargas maiores que $100\text{ }\Omega$. Logo, a validade das medições acima de 1 MHz é questionável, entretanto, não há outro modelo de ponteira disponível no laboratório.

O espectro da fase da corrente de saída é apresentado pela primeira vez neste trabalho na figura 5.21. Ele não foi apresentado antes pois uma vez que a corrente será medida, não é necessário que a fase seja constante durante todo o espectro. Ao contrário da amplitude, a fase não influencia na relação sinal-ruído do sistema, logo não é preciso especificar uma região aceitável. A figura mostra que a fase possui banda constante menor que a da amplitude, mas a influência da ponteira é similar. Ou seja, a ponteira reduz a banda constante da fase em aproximadamente meia década.

Figura 5.21 – Simulação do espectro da fase da corrente de saída com e sem uso das ponteiras de osciloscópio nos terminais da carga. Na legenda é mostrado o valor da carga usada em Ω e "c/ pont" significa que foi usado ponteira

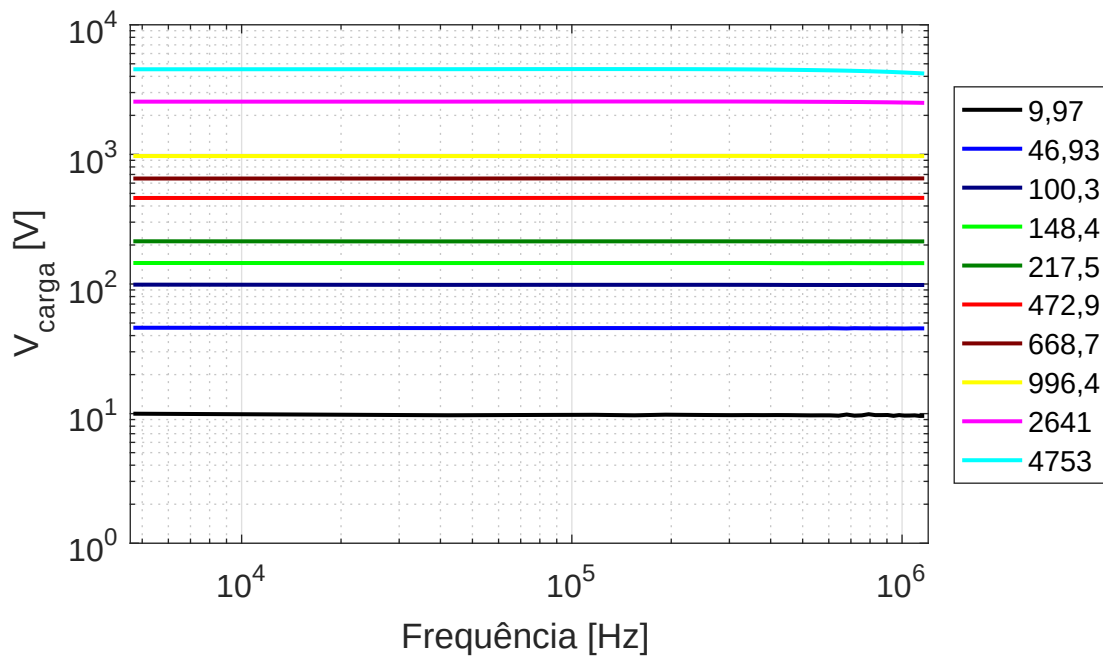


Agora que já são conhecidas as principais características da fonte projetada em simulação, pode-se passar para a análise dos resultados medidos no circuito implementado. Uma vez que não há ponteiras de medição de corrente para osciloscópio no laboratório, foi medida a tensão na carga e calculou-se os outros parâmetros. Para tal, uma ponteira foi colocada em cada um dos terminais da carga e outra no pino digital que gera a DIBS.

Como a DIBS é multifrequencial, o osciloscópio não consegue *trigger* o sinal continuamente, sendo necessário utilizar o modo de *trigger* chamado de *single*. Neste modo, ao detectar uma borda de subida (ou descida), o osciloscópio faz a aquisição de um número de pontos pré determinados (100 mil) com frequência de amostragem definida pela escala de tempo (10 MHz). O canal utilizado como *trigger* foi o canal ligado a saída da DIBS. Após a aquisição dos pontos pelo osciloscópio, os dados foram exportados e processados em MATLAB.

As cargas usadas aparecem nas legendas das figuras, elas eram inseridas manualmente em um soquete designado especialmente para medições de resistores. Na figura 5.22 é mostrada a tensão diferencial medida sobre carga.

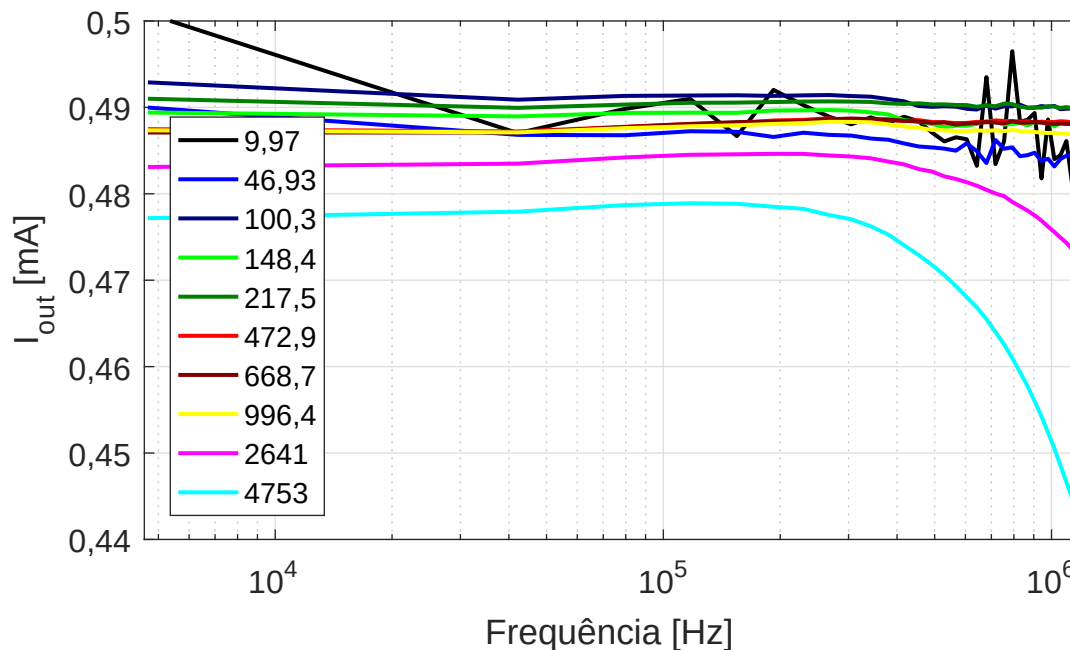
Figura 5.22 – Espectro da tensão medida sobre a carga (V_{carga}) da fonte de corrente proposta. Foram usadas 2 ponteiras de tensão, uma em cada terminal. Um total de 32 frequências foram usadas para construir o espectro. A resistência de cada carga é mostrada na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

A fim de comparar o módulo da corrente de saída da fonte implementada com a simulada, foi dividido o espectro da tensão medida na carga pela resistência medida de cada resistor de carga. Os resultados são mostrados na figura 5.23.

Figura 5.23 – Espectro medido da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta. A corrente foi obtida dividindo a tensão medida na carga pela valor medido de cada carga. Um total de 32 frequências foram usadas para construir o espectro. A resistência de cada carga é mostrada na legenda em Ω



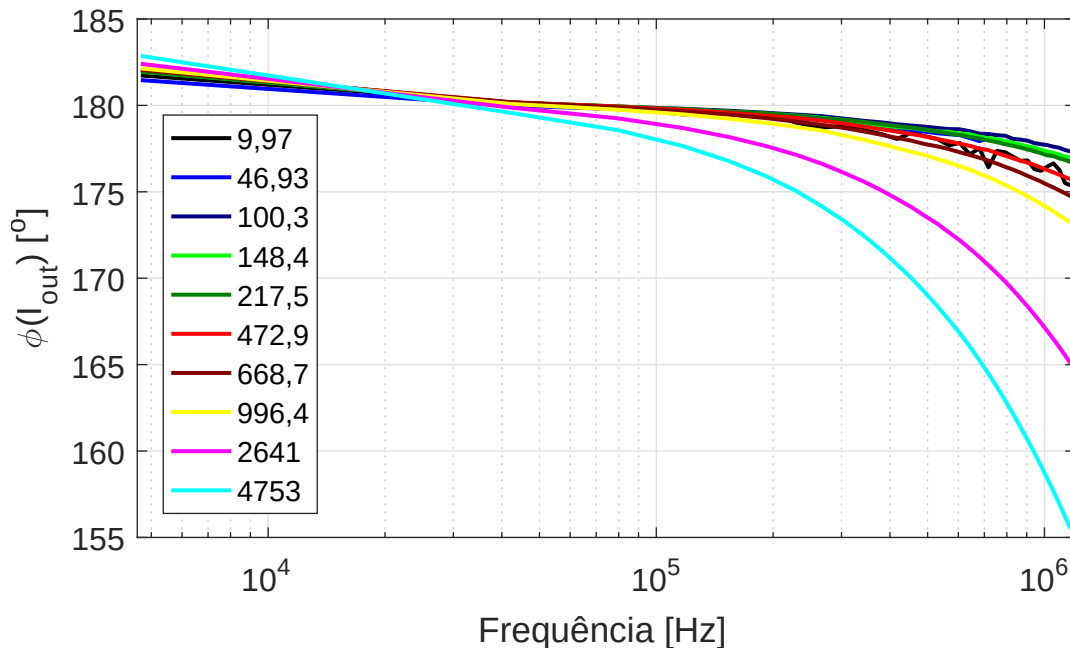
Fonte: Produção do autor.

Pela figura 5.23, percebe-se que a corrente de saída apresentou pequenas variações de acordo com a carga. Isso ocorre devido ao fato de que a impedância de saída da fonte não é infinita. A corrente medida para uma carga de $10\ \Omega$ mostrou um comportamento diferente das outras. A explicação para tal fenômeno é que as tensões medidas eram muito pequenas, e foram contaminadas por ruído induzido pelas pontes do osciloscópio. Além disso, as tensões estavam próximas a resolução mínima do osciloscópio de $10\ \text{mV/divisão}$.

É possível comparar os espectros das amplitudes das correntes medidas, mostrados na figura 5.23, com as amplitudes simuladas com a presença de pontes, mostradas na figura 5.20. Conclui-se que os resultados obtidos na prática se aproximam dos simulados. A curva medida para a carga de $4,7\ \text{k}\Omega$ apresenta uma queda na amplitude da corrente de saída maior do que a simulada para $5,1\ \text{k}\Omega$, indicando que a impedância de saída prática pode ser menor que a simulada. A frequência de corte na prática também foi menor que em simulações, isso ocorre também devido a capacitâncias parasitas, que não estão presentes nas simulações. Ainda assim, os erros obtidos foram menores $10\ \%$, ficando dentro do limite aceitável delimitado neste trabalho ($30\ \%$). Ou seja, a corrente gerada é capaz de manter o sistema dentro da resolução desejada.

As mesmas comparações podem ser feitas entre as fases medidas, figura 5.24, e a fase simulada com a presença das pontes, 5.21.

Figura 5.24 – Espectro medido da fase da corrente de saída I_{out} da fonte de corrente proposta. A fase foi obtida pela diferença entre a fase da DIBS e a fase da tensão diferencial na carga (V_{carga}). Um total de 32 frequências foram usadas para construir o espectro. A resistência de cada carga é mostrada na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

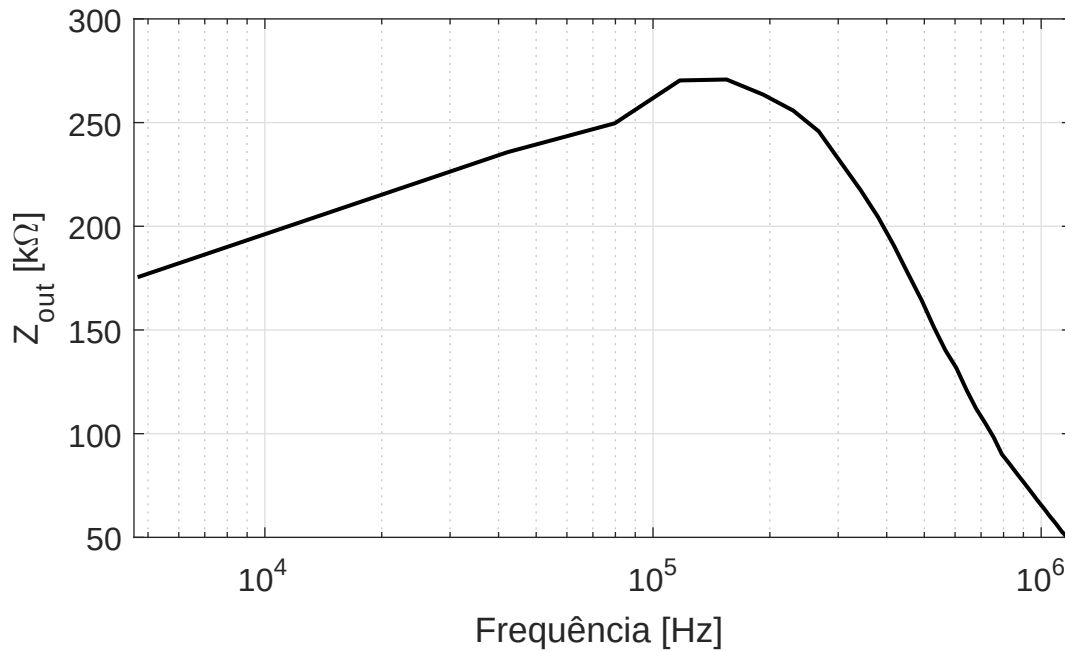
Conclui-se que o espectro da fase da corrente de saída implementada praticamente não possui parte plana. Esse resultado concorda com as simulações realizadas considerando o uso de ponteiras de osciloscópio. Nas simulações as frequências de corte foram maiores, novamente apontando o aparecimento de capacitâncias parasitas.

Os resultados obtidos mostram que caso fosse assumido que a amplitude e a fase da corrente são constantes ao invés de se medir a corrente, erros de até 10 % poderiam ser gerados na medição da impedância, principalmente em altas frequências. Isso reforça a necessidade do uso de um estágio de medição de corrente.

A equação 4.10 foi colocada em MATLAB, a $carga_1$ foi definida como 46,93 Ω e $carga_2$ como 4753 Ω . A impedância de saída calculada a partir dos espectros das tensões medidas na carga (V_{carga}) é mostrada na figura 5.25.

Confirma-se a hipótese de que a impedância de saída da fonte de corrente implementada é menor do que a simulada pelos resultados apresentados na figura 5.25. Como a impedância de saída foi calculada a partir da medição de tensão na carga, os erros gerados pela medição da tensão serão transferidos para a impedância calculada. Outra fator que influencia na impedância de saída é o descasamento entre resistores. No protótipo montado neste trabalho, os resistores usados foram do tipo SMD (*Surface Mount Devices*), o encapsulamento foi o 0603 e a tolerância

Figura 5.25 – Espectro da impedância de saída da fonte de corrente implementada, obtido através da equação 4.10 e das tensões na carga V_{carga}



. Fonte: Produção do autor.

foi 1%. A impedância de saída medida ficou aproximadamente 5 vezes menor que a impedância simulada, mas durante todo o espectro ficou acima da impedância mínima aceitável (13 kΩ).

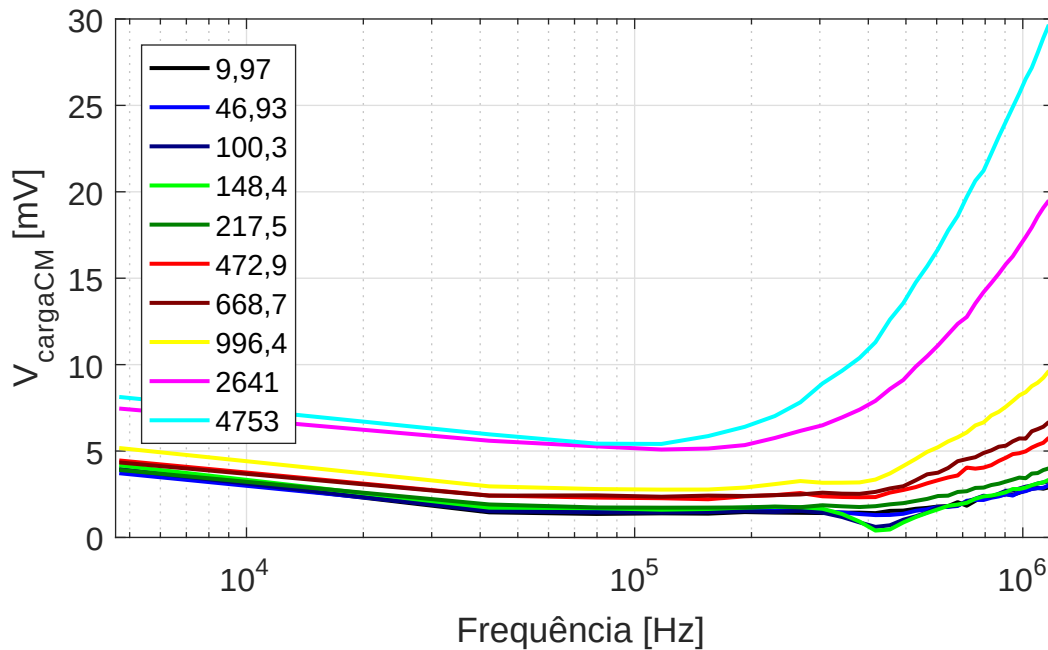
A próxima característica a ser discutida é a tensão de modo comum na carga $V_{carga_{cm}}$. Para calcular este parâmetro, somou-se as duas tensões medidas da carga e dividiu-se por 2, como mostrado na equação 5.1. Assim como na tensão diferencial, aplicou-se a FFT e obteve-se o espectro.

Na figura 5.26 é apresentado o espectro da tensão de modo comum na carga para diferentes cargas. O pior dos casos ocorreu para a carga de 4,7 kΩ onde a tensão chegou a 30 mV. Esse resultado é o dobro da tensão de modo comum obtida para uma carga de 4,5 kΩ em simulação. Entretanto, as diferenças podem ser explicadas pela presença das ponteiros do osciloscópio e também pelo descasamento entre resistores. Ainda assim, os resultados são excelentes se comparados com os da Howland melhorada (EHCS) e da Howland espelhada (MEHCS), onde o modo comum chegava a ser metade da tensão diferencial. Por exemplo, na Howland melhorada, para uma carga de 4,7 kΩ o modo comum seria de aproximadamente 2350 mV, ou seja, 78 vezes maior que o modo comum da fonte proposta.

Mais importante que o valor absoluto do modo comum, é a razão rejeição de rejeição de modo comum (CMRR), que é mostrada na figura 5.27. Este parâmetro é obtido pela razão entre a tensão diferencial na carga e a tensão de modo comum.

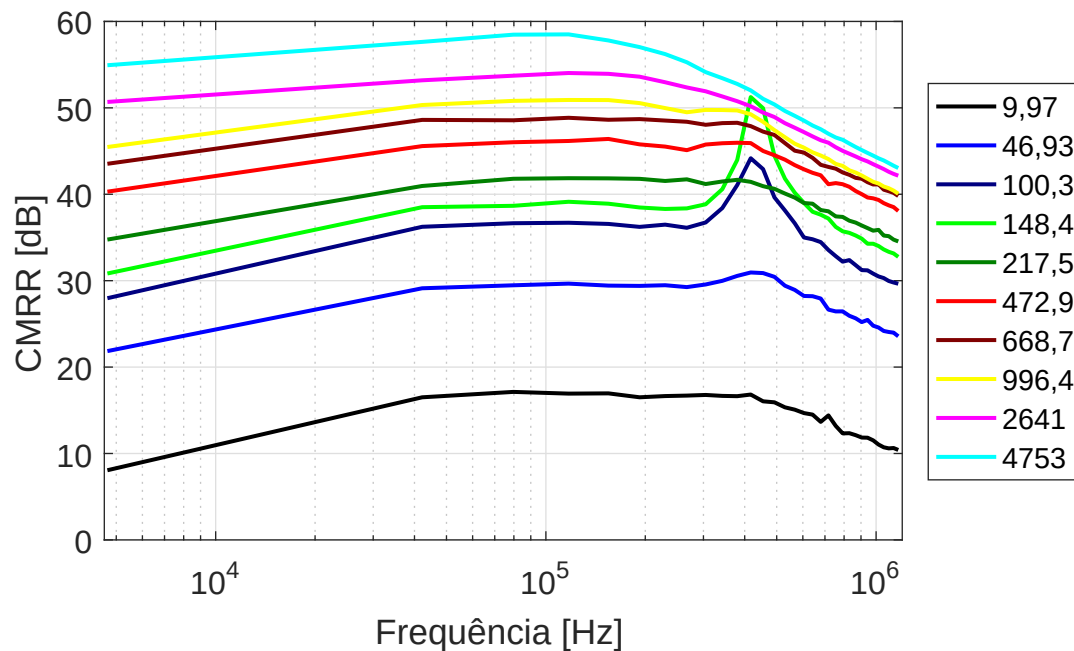
Pela figura 5.27 percebe-se que a fonte proposta conseguiu gerar CMRR de até aproximadamente 60 dB. Uma vez que a tensão de modo comum é praticamente constante, quanto

Figura 5.26 – Espectro da tensão de modo comum medida sobre a carga ($V_{carga_{cm}}$) da fonte de corrente proposta. Foram usadas 2 ponteiros de tensão, uma em cada terminal. Um total de 32 frequências foram usadas para construir o espectro. A resistência de cada carga é mostrada na legenda em Ω



maior a tensão diferencial, maior o CMRR. Os resultados foram novamente um pouco inferiores aos de simulação. Assim como nas análises anteriores pode-se creditar estas diferenças ao descasamento de resistores. Nas curvas de 46,93; 100,3 e 148,4 pode-se perceber picos em aproximadamente 400 kHz. Estes picos se repetiram, e não se tratam de ruídos nas medições. Supõem que se trate alguma interferência do instrumento de medição sobre o circuito.

Figura 5.27 – Espectro do CMRR da fonte de corrente proposta. Foram usadas 2 ponteiros de tensão, uma em cada terminal. Um total de 32 frequências foram usadas para construir o espectro. A resistência de cada carga é mostrada na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

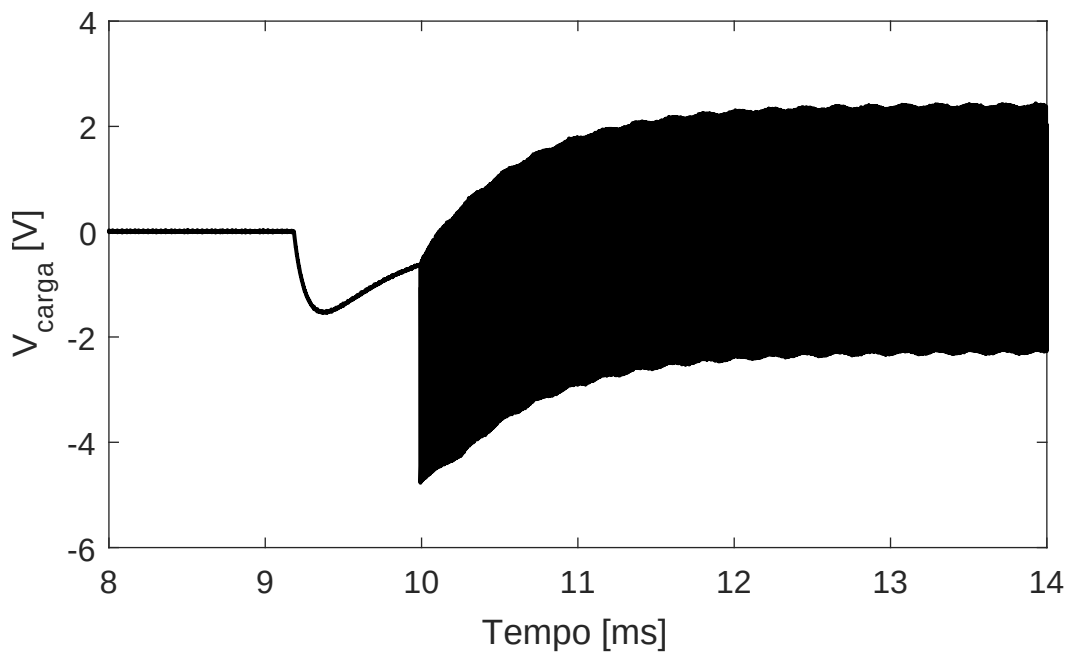
Para finalizar as análises da fonte de corrente, foram medidos os tempos de estabilização para uma DIBS e para uma onda quadrada de aproximadamente 8 kHz. Os resultados são mostrados nas figuras 5.28 e 5.29.

Na figura 5.28 percebe-se que o tempo de estabilização da fonte de corrente, 3 ms, é muito alto se comparado a frequência de atualização da DIBS e ao período de uma sequência completa (213,3 μ s). Logo, caso a saída da DIBS for desligada durante o uso do protótipo, deve-se delimitar um tempo de espera de 3 ms para que o sistema esteja estabilizado.

O protótipo desenvolvido conta com uma rotina para detectar o ganho que deve ser usado, para tal, uma onda de aproximadamente 8 kHz é gerada ao invés da DIBS. Essa rotina será melhor explicada na seção de *firmware*.

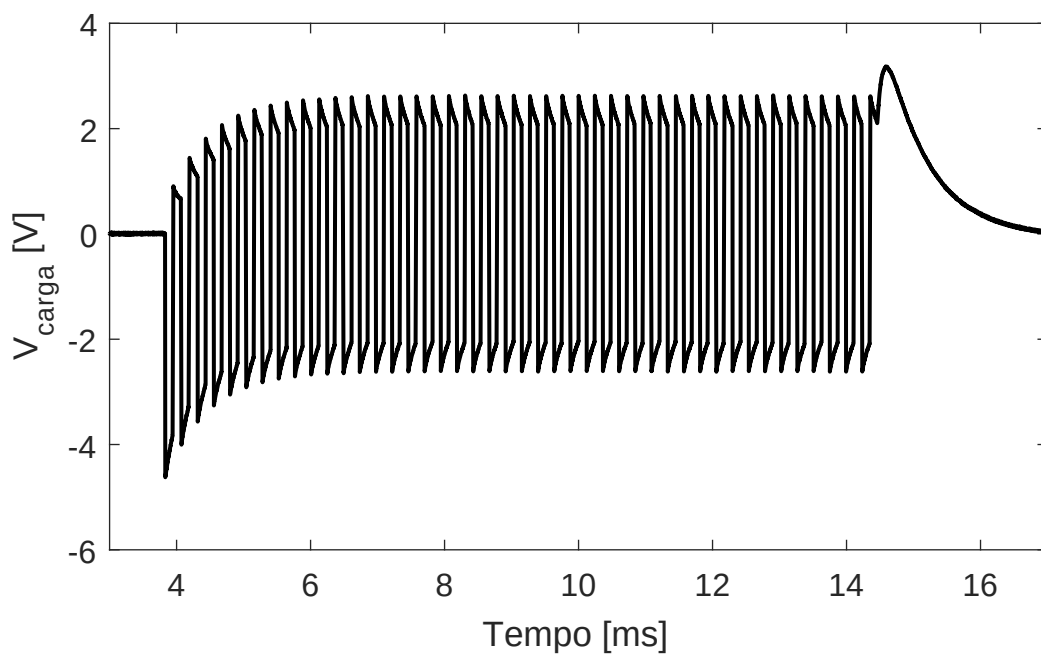
Percebe-se na figura 5.29 que o tempo de estabilização independe da frequência do sinal injetado. A constante de tempo para o desligamento do sinal foi praticamente o mesmo que para ligar. Nota-se que o capacitor na fonte de corrente gera uma pequena mudança na forma de onda, que está atribuída a filtragem. A ondulação que aparece quando a DIBS é ligada e quando a onda quadrada é desligada, está relacionada ao intervalo de tempo para que seja ligado/desliga o DAC que gera V_{offset}

Figura 5.28 – Tempo de estabilização medido da fonte de corrente quando utilizada a DIBS como sinal de excitação. A carga usada foi $4,7\text{ k}\Omega$



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.29 – Tempo de estabilização (subida e descida) medido da fonte de corrente quando utilizada uma onda quadrada de 8 kHz como sinal de excitação. A carga usada foi $4,7\text{ k}\Omega$



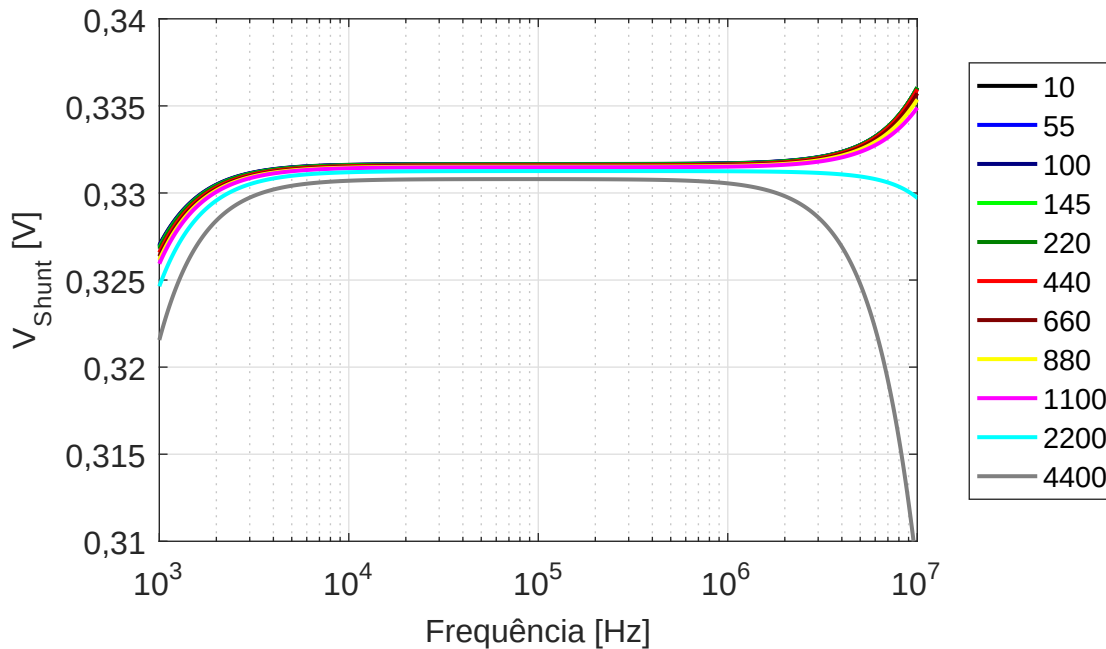
Fonte: Produção do autor.

5.3 AQUISIÇÃO DE CORRENTE

A seguir serão mostrados os resultados obtidos através de simulações em PSPICE para diferentes cargas. A variação de carga é necessária para conhecer a linearidade do circuito. Deve-se levar em conta que as simulações AC, consideram apenas a amplitude das frequências injetadas, e não levam em consideração a amplitude do sinal no tempo. Logo este tipo de simulação não é ideal para casos em que são utilizados sinais multifrequenciais, onde a amplitude da harmônica não corresponde a amplitude do sinal. Posteriormente serão apresentadas as simulações para uma sequências DIBS.

Nas figuras 5.30 e 5.31, pode-se comparar a tensão V_{Shunt} original e após a amplificação V_b . Em baixas frequências e na banda plana, não há diferenças no comportamento das curvas nas duas figuras, apenas amplitudes diferentes devido ao ganho dado pelo AD8130. Já em altas frequências (> 2 MHz), é possível observar a queda no ganho do amplificador diferencial devido a limitação da banda de frequência. Contudo, destaca-se que a na banda de interesse o circuito mediu corretamente.

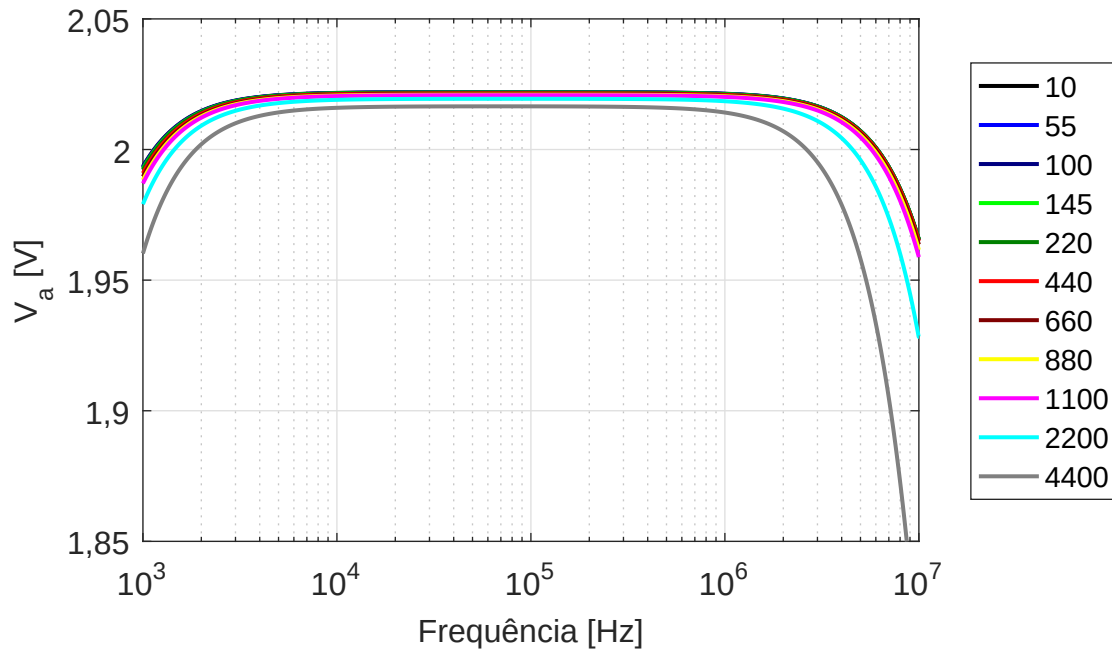
Figura 5.30 – Tensão V_{Shunt} (conforme figura 4.3) simulada em PSPICE para diferentes cargas, onde $R_{Shunt} = 330\Omega$. Na legenda é mostrado o valor da carga em Ω



Fonte: Produção do autor.

A figura 5.32 mostra a tensão V_b (ver figura 4.3) simulada para diferentes cargas. Comparando-a com a tensão V_a apresentada na figura 5.31 fica nítido a redução na banda de frequência. Também é possível visualizar o aparecimento de *ripples* a partir dos 100 kHz. Com o uso deste filtro não ocorrerá erros de *aliasing* devido as frequências não desejadas da DIBS. Espera-se

Figura 5.31 – Tensão V_a (conforme figura 4.3) simulada em PSPICE para diferentes cargas, onde o ganho do AD8130 é 6,1. Na legenda é mostrado o valor da carga em Ω



que diferenças entre o circuito implementado e o simulado, pois o componente LOPASS é um filtro de Chebyshev enquanto o LTC1560-1 é um filtro elíptico.

Na figura 5.33 é mostrada a tensão V_c simulada para diferentes cargas. É possível perceber a ação do filtro passa altas, que filtra o sinal abaixo de 5 kHz. Assim como nos outros estágios da aquisição de corrente, percebe-se que a amplitude do sinal se manteve constante na banda de interesse (4 - 1200 kHz). Isso mostra que o estágio de aquisição de corrente é simples, e não necessita de ganho variável.

Até então foi descrito o comportamento do módulo do sinal ao longo do circuito de aquisição de corrente, entretanto como o protótipo deve medir módulo e fase da impedância, é necessário conhecer a linearidade da fase na aquisição de corrente. Na figura 5.34, pode ser visto que o atraso de fase entre as tensões V_{Shunt} e V_c é independente da carga na banda de interesse. Pela simulação, acredita-se que não será necessário uma rotina de calibração para corrigir a fase.

Figura 5.32 – Tensão V_b (conforme figura 4.3) simulada em PSPICE para diferentes cargas, onde o LTC1560-1 foi simulado através do componente LOPASS em PSPICE. Na legenda é mostrado o valor da carga em Ω

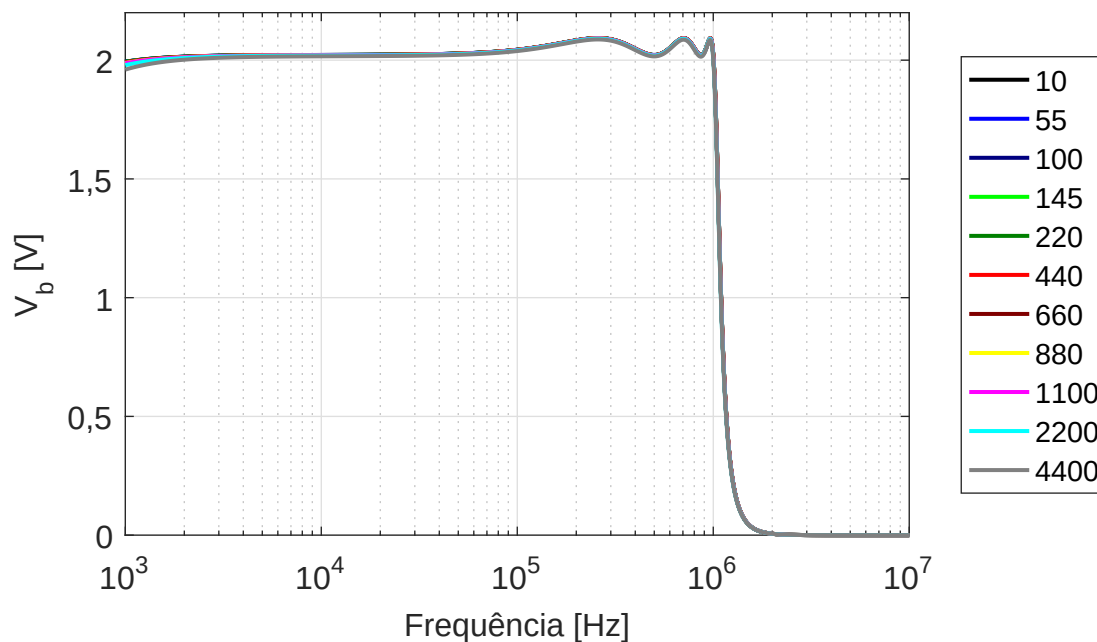


Figura 5.33 – Tensão V_c (conforme figura 4.3) simulada em PSPICE para diferentes cargas. Na legenda é mostrado o valor da carga em Ω

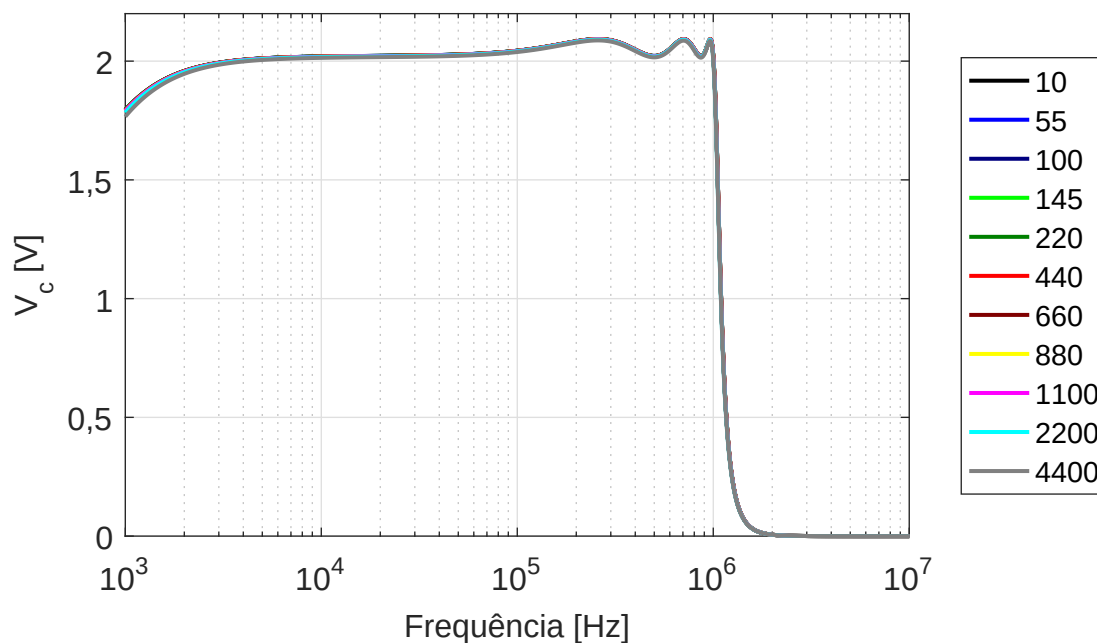
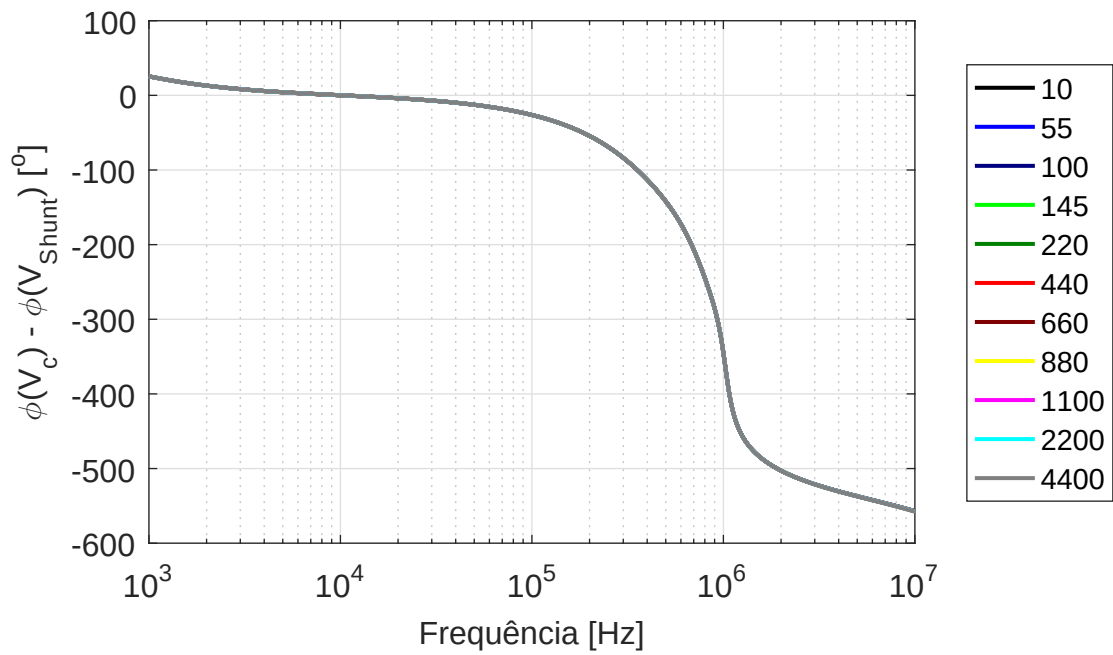


Figura 5.34 – Atraso de fase entre as tensões V_{Shunt} e V_c (conforme figura 4.3) simulada em PSPICE para diferentes cargas. Na legenda é mostrado o valor da carga em Ω



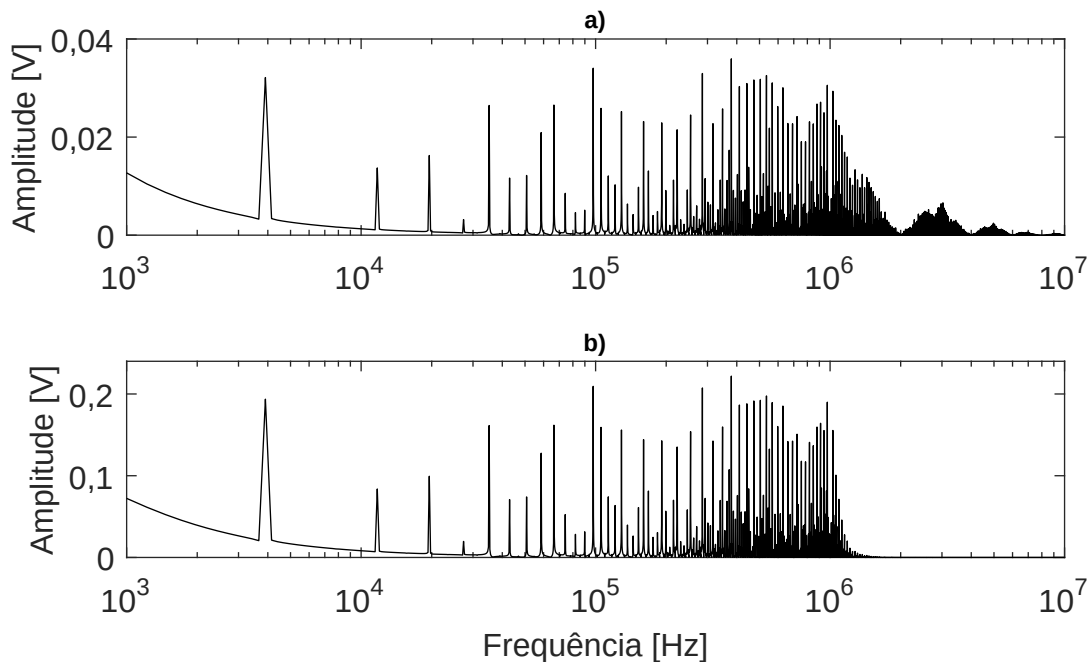
Fonte: Produção do autor.

Uma vez caracterizado o circuito pela simulação AC, é necessário analisá-lo especificamente para o caso da DIBS. Para tal, foi criado um arquivo *.txt* com os dados do tempo e da amplitude da DIBS, organizados em coluna. A fonte do PSPICE que permite a geração de sinais através de arquivos é a *VPWL_F_RE_FOREVER*.

Uma vez que a carga não influencia no espectro da aquisição de corrente, a simulação para a DIBS foi feita com apenas uma carga de $1\text{ k}\Omega$. O tempo de simulação foi escolhido para que ocorresse um número inteiro de períodos e não gerasse erros na FFT.

O espectro da DIBS nas tensões V_{Shunt} e V_c é mostrado na figura 5.35 a) e b), respectivamente. Em 1 kHz nota-se que o espectro está descendo, isto ocorre pois o sinal usado pelo PSPICE considerou o transiente de estabilização do sinal, que será mostrado posteriormente. Entre 10 e 1000 kHz , o espectro da DIBS mostra o mesmo comportamento, com diferença apenas no valor absoluto devido ao ganho dado pelo AD8130. Após 1 MHz fica claro a atuação do filtro LTC1560-1 eliminando as harmônicas superiores.

Figura 5.35 – Espectro da DIBS em 2 pontos do circuito de aquisição de corrente. A carga utilizada foi $1\text{ k}\Omega$. Simulação medida em medida em a) V_{Shunt} e b) V_c

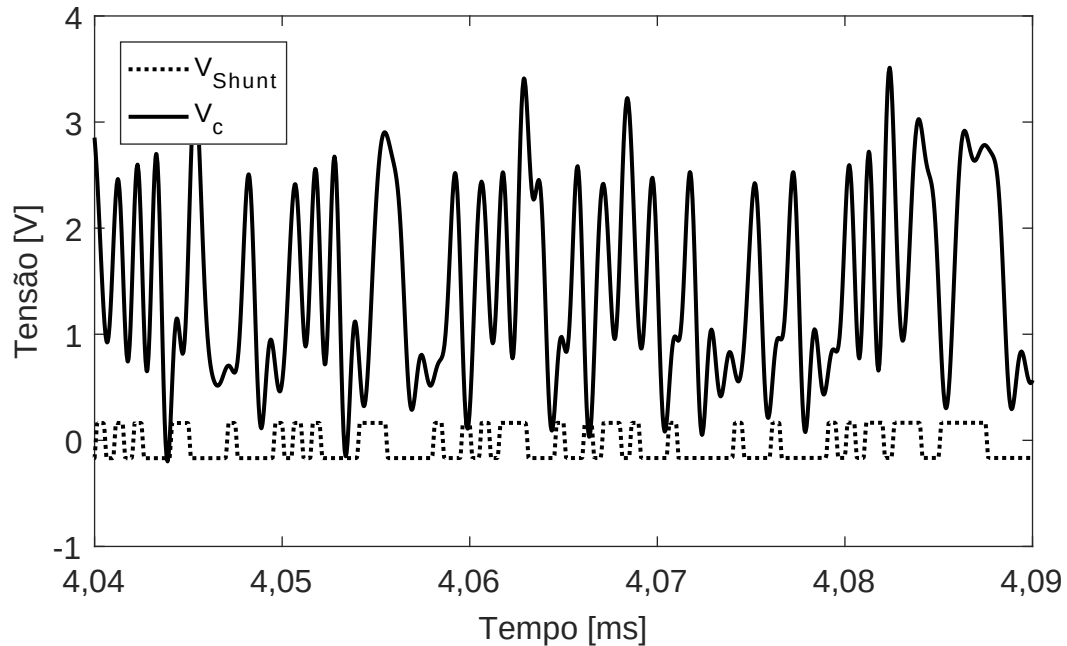


Fonte: Produção do autor.

Em relação a forma de onda, ocorreu o previsto na simulação da DIBS em MATLAB quando o sinal é filtrado, como pode ser visto na figura 5.36. Ou seja, ocorrem mudanças na forma de onda do sinal, aumentando a amplitude. Isso pode ser confirmado pela simulação AC, mostrada na figura 5.33 e pela simulação do espectro da DIBS (figura 5.35), onde o ganho entre as tensões V_c e V_{shunt} é de 6,1. Entretanto, se compararmos a amplitude do sinal no domínio do tempo, a amplitude de V_{shunt} é maior que 6,1 vezes a amplitude de V_c . Este fenômeno pode

ser descrito como uma piora no fator de crista do sinal. Por isso, o ganho do circuito deve ser definido pela amplitude da forma de onda, e não pela amplitude da harmônica para que o sinal fique dentro da região de operação do ADC.

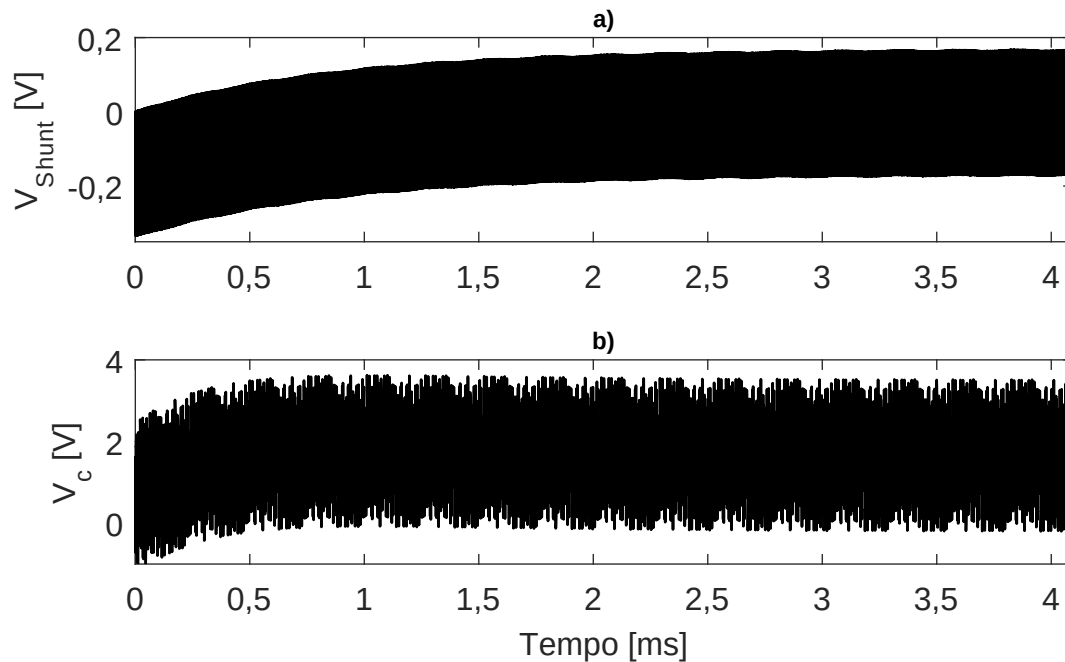
Figura 5.36 – Forma de onda da DIBS em um pequeno intervalo de tempo simulada em PSPICE em 2 pontos do circuito.



Fonte: Produção do autor.

A última característica a ser simulada da aquisição de corrente é o tempo de estabilização do circuito que é mostrado na figura 5.37. Esse tempo é determinante para saber quanto tempo depois que o sinal é ligado que o ADC deve começar a funcionar. O tempo de estabilização para V_{Shunt} é o mesmo do simulado para a fonte de corrente, como esperado. Entretanto para V_c nota-se a presença de um leve *overshoot*, mas o tempo de estabilização pode-se considerado praticamente o mesmo.

Figura 5.37 – Tempo de estabilização do circuito de aquisição de corrente com uma DIBS simulada em PSPICE em 2 pontos do circuito. a) V_{Shunt} e b) V_c



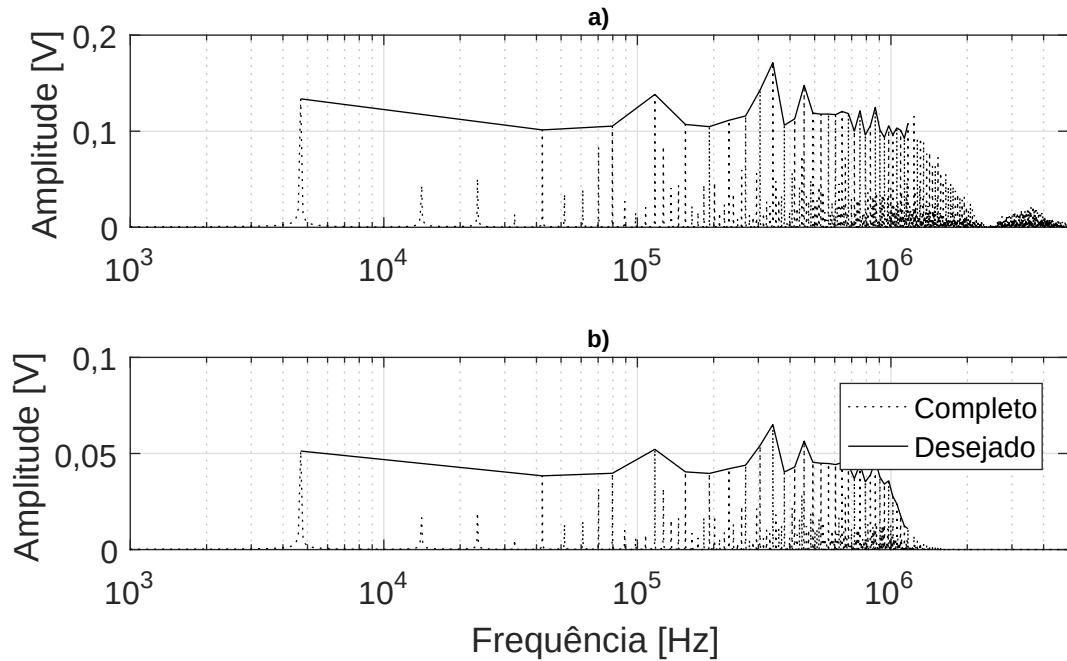
Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.38 é mostrado o espectro completo da DIBS medida sobre a carga (gráfico a)) e sobre o pino do ADC_i (gráfico b)) para uma única carga. A curva pontilhada é o espectro completo da tensão medida, enquanto a curva com traço contínuo indica as harmônicas desejadas.

Nota-se que uma leve redução na primeira harmônica do gráfico b) devido ao filtro passa altas que tem frequência de corte em 5 kHz enquanto a harmônica está em aproximadamente 4,5 kHz. Em altas frequências as diferenças entre os espectros é mais clara. As harmônicas acima de 1 MHz são filtradas pelo filtro passa baixas LTC1560-1. Desta forma eliminou-se algumas das harmônicas desejadas mas também evitou-se o erro de *aliasing* que as indesejadas causariam.

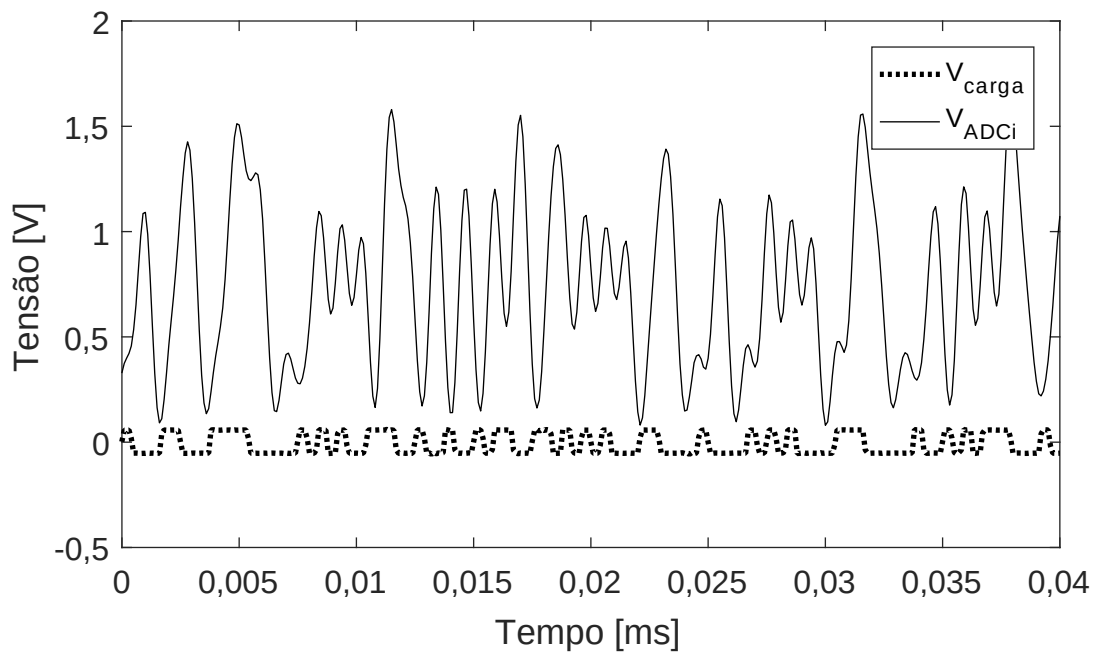
Para garantir que não ocorreu a saturação do ADC, a tensão V_{ADC_i} é mostrada na figura 5.39. Nesta figura, também é mostrado a tensão sobre a carga. Como não foi medida a tensão sobre o R_{Shunt} , não se pode obter o ganho efetivo do circuito através da figura. Todavia, observa-se que a amplitude do sinal ficou próxima à simulada (ver figura 5.36). Outra observação importante, é a confirmação da redução do fator de crista da DIBS pela filtragem passa-baixas realizada pelo LTC1560-1.

Figura 5.38 – Espectros completos e desejados das tensões medidas em osciloscópio sobre a carga (a)) e sobre o pino do ADC (b))



Fonte: Produção do autor.

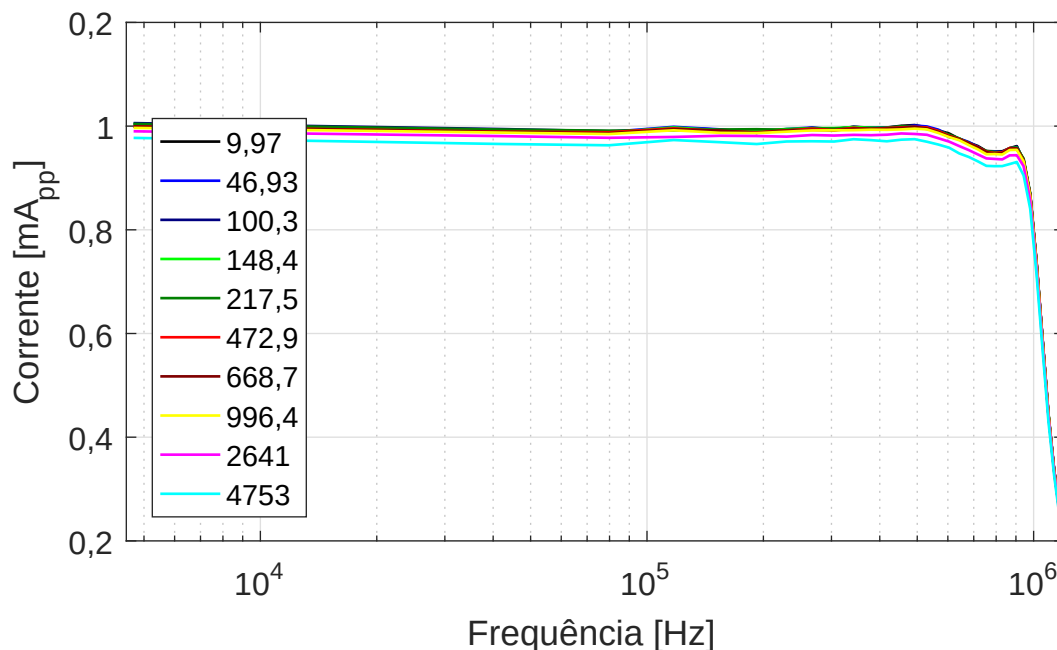
Figura 5.39 – Forma de onda da DIBS medida na carga (V_{Carga}) e no pino de leitura do ADC (V_{ADC_i}) em um pequeno intervalo de tempo



Fonte: Produção do autor.

Na seção de resultados da fonte de corrente implementada, foi mostrado na figura 5.23 que uma pequena variação na corrente de saída ocorre quando a carga é variada. Na figura 5.40 é mostrada a tensão V_{ADC_i} para estas variações de carga. Este ensaio se faz necessário para verificar a sensibilidade às variações na corrente e a linearidade do circuito de aquisição de corrente. As carga usadas são mostradas na legenda da figura.

Figura 5.40 – Correntes vistas pelo ADC_i para diferentes cargas. Na legenda são mostrados os valores das cargas em Ω

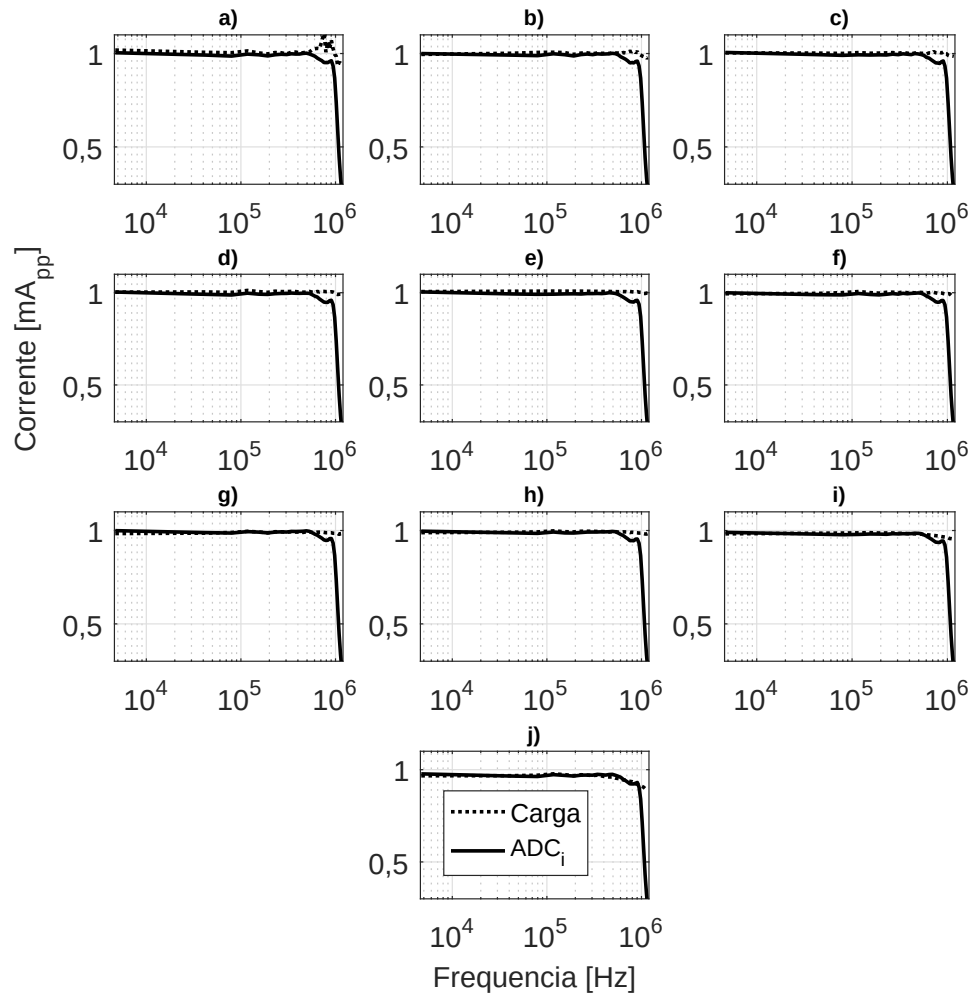


Na figura 5.40 conclui-se que o circuito foi capaz de sentir a variação na corrente, que tem seu valor absoluto reduzido conforme aumenta-se a carga. Em geral, o comportamento de V_{ADC_i} é similar aos apresentados pela corrente I_{out} na figura 5.23. A partir de 500 kHz o espectro apresenta um leve decaimento até 900 kHz, acredita-se que seja devido a influência da ponteira do osciloscópio. A impedância da ponteira junto com o R_{ain} e com a impedância de entrada do ADC formam um filtro RC. Como não se conhece a impedância de entrada do ADC, não é possível estimar a frequência de corte deste filtro. Antes de cair bruscamente, o espectro apresenta um pico, gerado pelo *ripple* do LTC1560-1. Nota-se ainda que a banda passante do LTC1560-1 é menor do que a esperada (1 MHz), segundo o manual do componente isto pode ocorrer por problemas na alimentação do circuito integrado.

Na figura 5.41 é mostrada a exatidão da corrente medida no pino do ADC_i em relação a corrente medida na carga. As cargas utilizadas foram as mesmas mostradas na figura 5.40, e são mostradas em ordem crescente. Nota-se que até 500 kHz, as correntes estão praticamente sobrepostas. Nas frequências superiores a corrente vista pelo ADC_i sofre o decaimento que já foi discutido anteriormente, enquanto a corrente medida na carga permanece constante.

Para corrigir erros no valor absoluto da corrente medida, basta criar um fator de multiplicação no *software* do protótipo. Já o decaimento em alta frequência pode ser corrigido por um vetor de calibração.

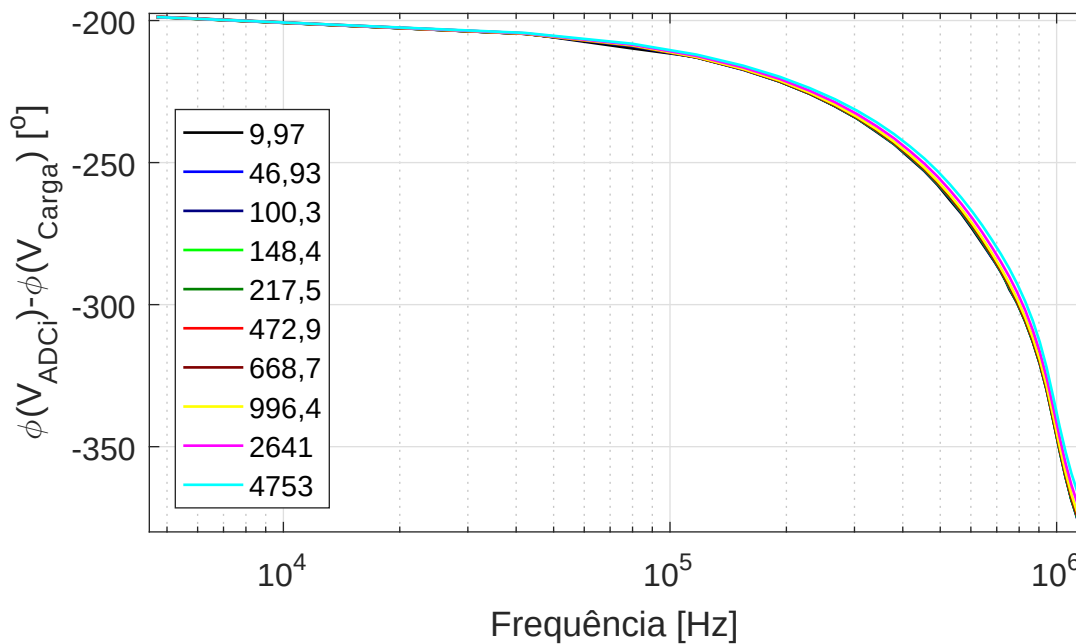
Figura 5.41 – Comparativo entre a corrente medida na carga e no ADC_i para cada uma das cargas usadas. O comparativo para cada carga é apresentado em ordem alfabética crescente. No gráfico a) é mostrado o comparativo para a menor carga ($9,97 \Omega$) enquanto no gráfico h) é mostrado o comparativo para a maior (4753Ω). As cargas utilizadas foram a) $9,97$ b) $46,93$ c) $100,3$ d) $148,4$ e) $217,5$ f) $472,9$ g) $668,7$ h) $996,4$ i) 2641 j) 475



Fonte: Produção do autor.

A mesma análise feita em simulação é feita na prática para medir o atraso de fase no circuito de aquisição de corrente. O atraso de fase foi obtido através da diferença de fase entre V_{ADC_i} e V_{Carga} para a variação de carga. As curvas expostas na figura 5.42 mostram uma grande variação do espectro da fase, iniciando em aproximadamente 0° e terminando em 360° . Entretanto o espectro da fase pouco varia com a mudança de carga no circuito de aquisição de corrente. Os resultados mostrados na figura 5.41 são muito próximos dos resultados obtidos em simulação, mostrados na figura 5.34.

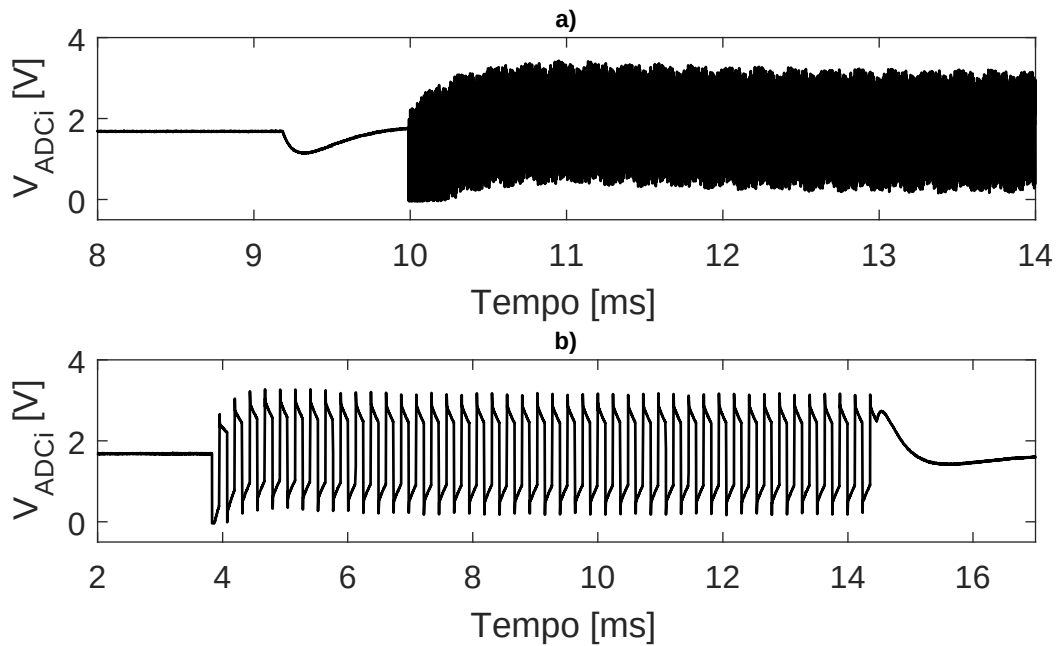
Figura 5.42 – Atraso de fase no circuito de aquisição de corrente, calculado pela diferença de fase entre V_{ADC_i} e V_{Carga} para diferentes cargas. O valor de cada carga é mostrado na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

Para finalizar as análises do circuito de aquisição de corrente é mostrado na figura 5.43 o tempo de estabilização do sistema medido em V_{ADC_i} . No gráfico a) é mostrada a estabilização da DIBS durante o ligamento do sistema, enquanto no gráfico b) é mostrado o tempo de estabilização durante a rotina de autocalibração. Para ambos os casos o tempo de estabilização é de aproximadamente 3 ms. Novamente os resultados obtido na prática convergem com os resultados de simulação.

Figura 5.43 – Tempo de estabilização do circuito de aquisição de corrente, medido em V_{ADC_i} , para uma sequência DIBS (a)) e para uma onda quadrada (b))



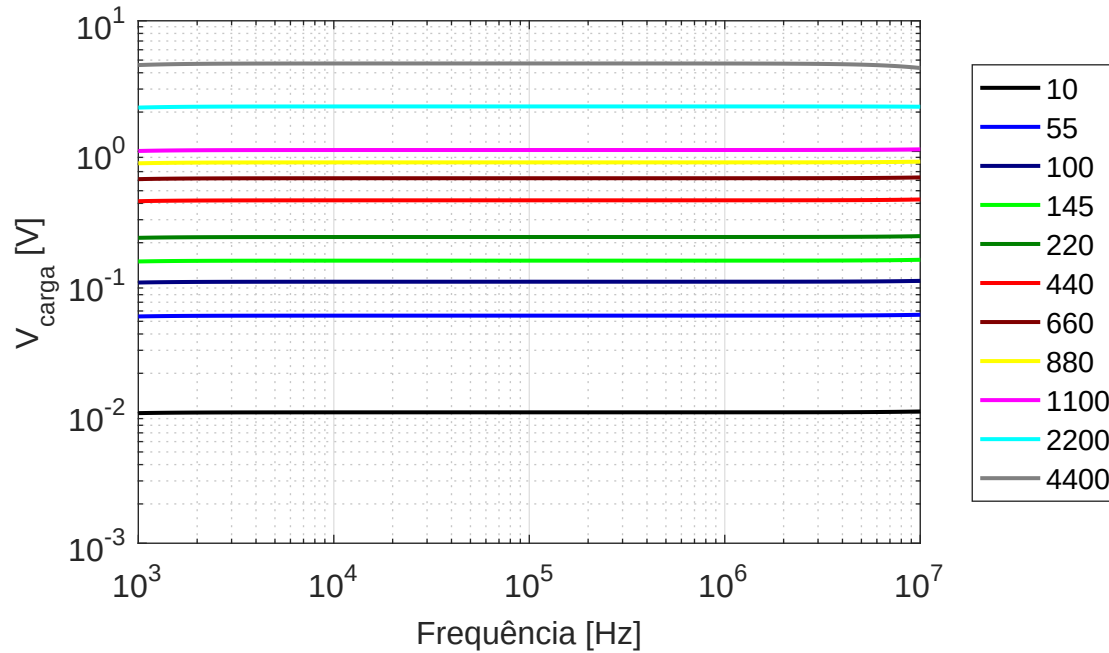
Fonte: Produção do autor.

5.4 AQUISIÇÃO DE TENSÃO

Na figura 5.44 é mostrada a tensão V_{carga} para uma variação de carga. O objetivo deste experimento é verificar se a impedância de entrada do circuito de medição influencia no espectro medido. Comparando os resultados obtidos com a simulação da corrente de saída da fonte, mostrados na figura 5.17, conclui-se que não houve erros no espectro da tensão medida. Mais especificamente, a única carga que gerou um espectro com queda na amplitude ($\approx 1\%$) foi $4,4 \text{ k}\Omega$, entanto esta mesma variação no espectro pode ser visto na figura 5.17.

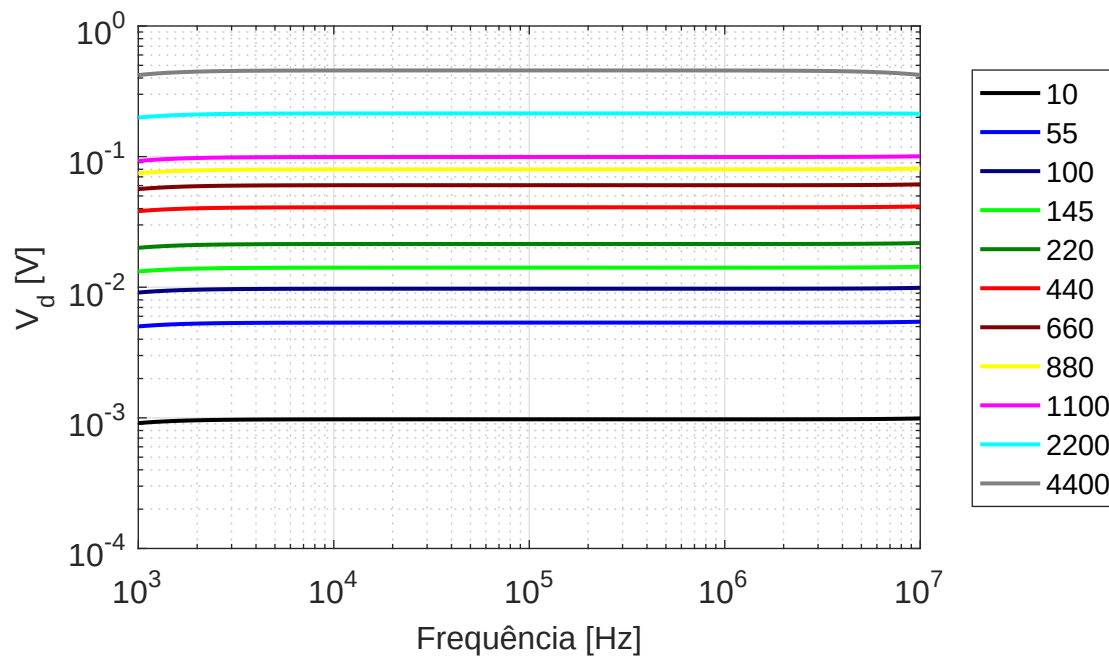
Na figura 5.45 é mostrada o resultado de simulação no ponto V_d para uma variação de carga. O divisor resistivo foi projetado para que a tensão V_d seja $0,099V_{Carga}$. Na figura, não é possível identificar precisamente a atenuação efetiva, mas é possível corrigir erros de ganho através do *software*. De qualquer forma, a atenuação dada se aproxima do esperado, basta notar que ocorreu a redução de uma década na escala de tensões.

Figura 5.44 – Espectro de V_{carga} simulado para diferentes cargas, cujos valores são mostrados na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

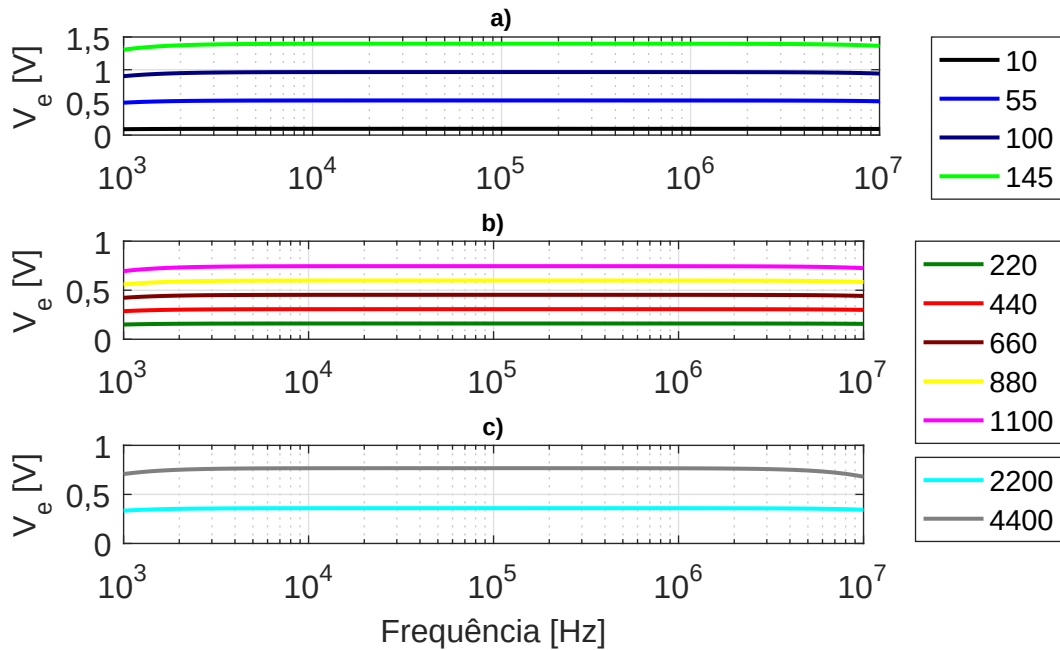
Figura 5.45 – Espectro de V_d simulado para diferentes cargas, cujos valores são mostrados na legenda em Ω . A amplitude deve ser 10 vezes menor que V_{Carga}



Fonte: Produção do autor.

Nas figuras 5.46, 5.47 e 5.48 são expostas as tensões em V_e , V_f e V_g para diferente cargas em cada região de ganho. No gráfico a) foi usada a tensão de ganho de -1,978 V para cargas de 10 a 150 Ω , no gráfico b) foi usado - 1,418 para cargas de 220 a 1020 Ω e em c) usou-se -1,093 para 2200 e 4400 Ω .

Figura 5.46 – Espectros simulados em V_e para diferentes cargas, cujos valores são mostrados na legenda em Ω . As tensões de controle V_{Ganho} usadas foram a)-1,978 b)-1,418 c)-1,093



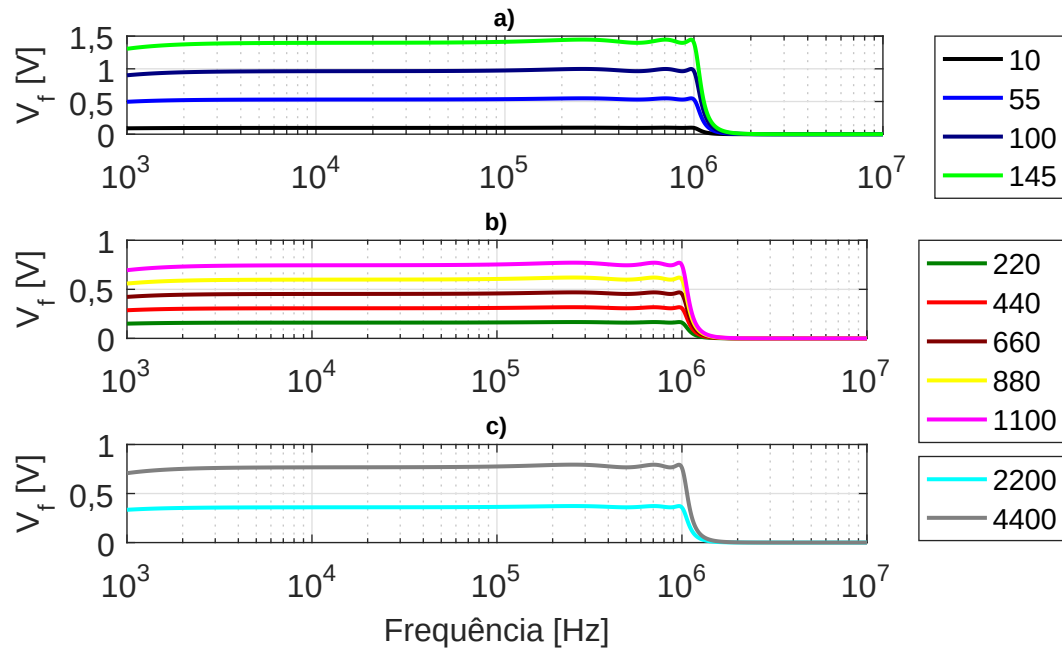
Fonte: Produção do autor.

Nota-se na figura 5.46 que todas as tensões ficaram abaixo de 1.5 V_{pp} , garantindo que não ocorrerá a saturação do VCA810. Infelizmente, o modelo SPICE fornecido pelo fabricante não impõe as limitações de entrada e saída na simulação AC, não sendo possível identificar as regiões em que não se deve operar. Não é possível perceber algum tipo de não-linearidade.

Na figura 5.47 são apresentadas as tensões em V_f . Percebe-se que não houve variação na amplitude dos espectros, apenas ocorreu a filtragem das frequências acima de 1 MHz.

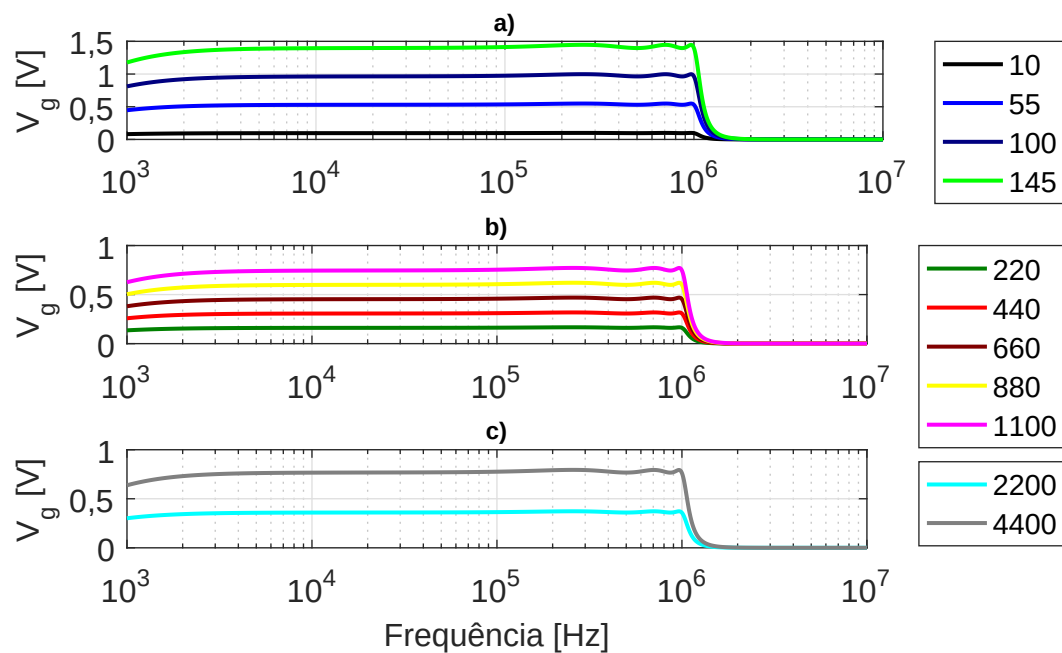
Os espectros simulados em V_g , mostrados nas figuras 5.48, não apresentam diferenças em relação ao gráficos anteriores, a não ser o efeito da filtragem passa-altas (frequência de corte em 5 kHz). O mesmo ocorreu na aquisição de corrente após o estágio de filtragem e referência.

Figura 5.47 – Espectros simulados em V_f para diferentes cargas, cujos valores são mostrados na legenda em Ω . As tensões de controle V_{Ganho} usadas foram a)-1,978 b)-1,418 c)-1,093



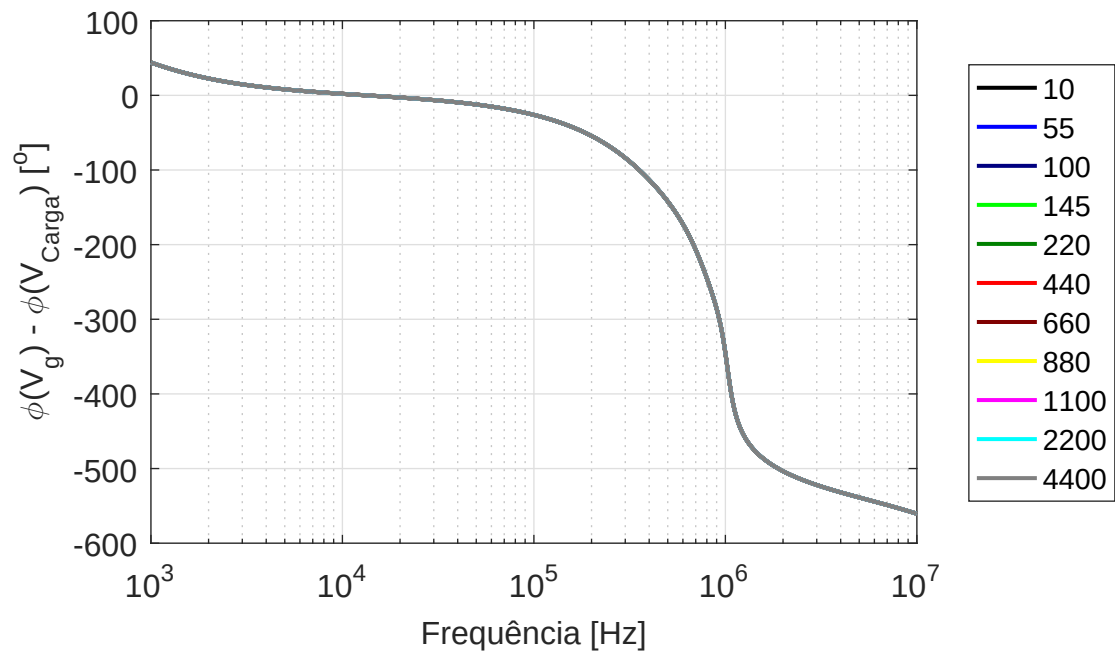
Fonte: Produção do autor.

Figura 5.48 – Espectros simulados em V_g para diferentes cargas, cujos valores são mostrados na legenda em Ω . As tensões de controle V_{Ganho} usadas foram a)-1,978 b)-1,418 c)-1,093



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.49 – Espectros do atraso de fase entre V_g e V_{Carga} simulado para diferentes cargas, cujos valores são mostrados na legenda em Ω

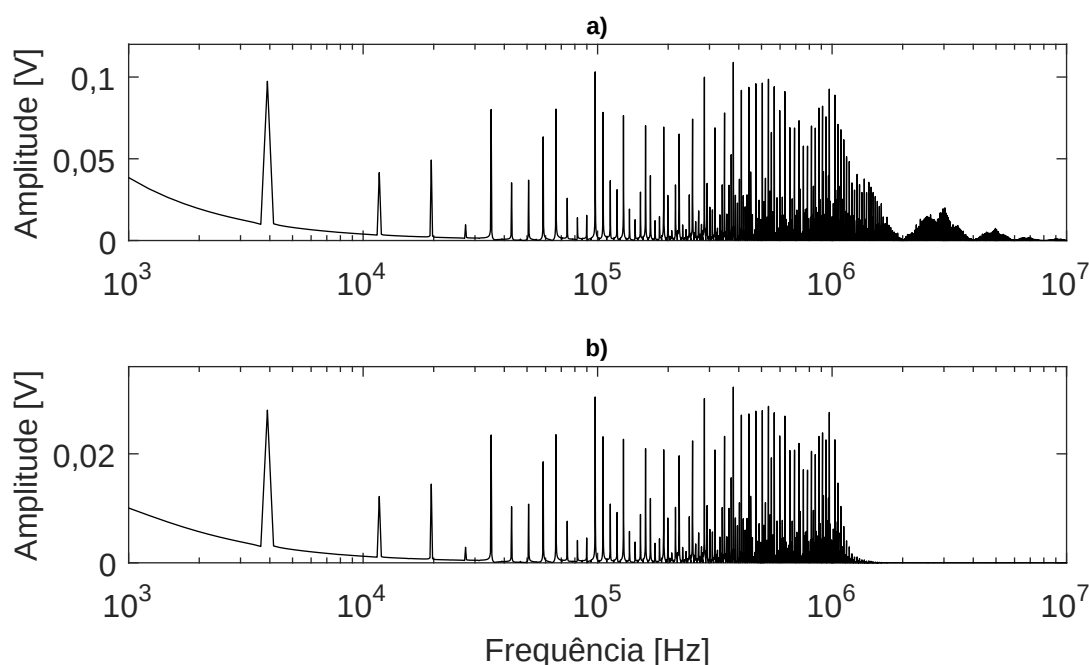


Fonte: Produção do autor.

O atraso de fase entre V_{carga} e V_g simulado mostrou-se independente da carga, conforme mostrado na figura 5.49. A fase na região de interesse (4.5 kHz a 1 MHz) varia entre 0 e -360 graus, de forma muito similar ao que também ocorreu na aquisição de corrente. Vale observar que o ganho do VCA810 não influencia na fase do circuito.

Assim como nas simulações da aquisição de corrente, será feita a análise do circuito proposto para aquisição de tensão perante ao uso de uma sequência DIBS como sinal de entrada. O primeiro ensaio se trata do espectro completo da FFT da DIBS em dois pontos: a) V_{Carga} e b) V_g .

Figura 5.50 – Espectro completo da DIBS simulado em 2 pontos do circuito a) V_{Carga} e b) V_g



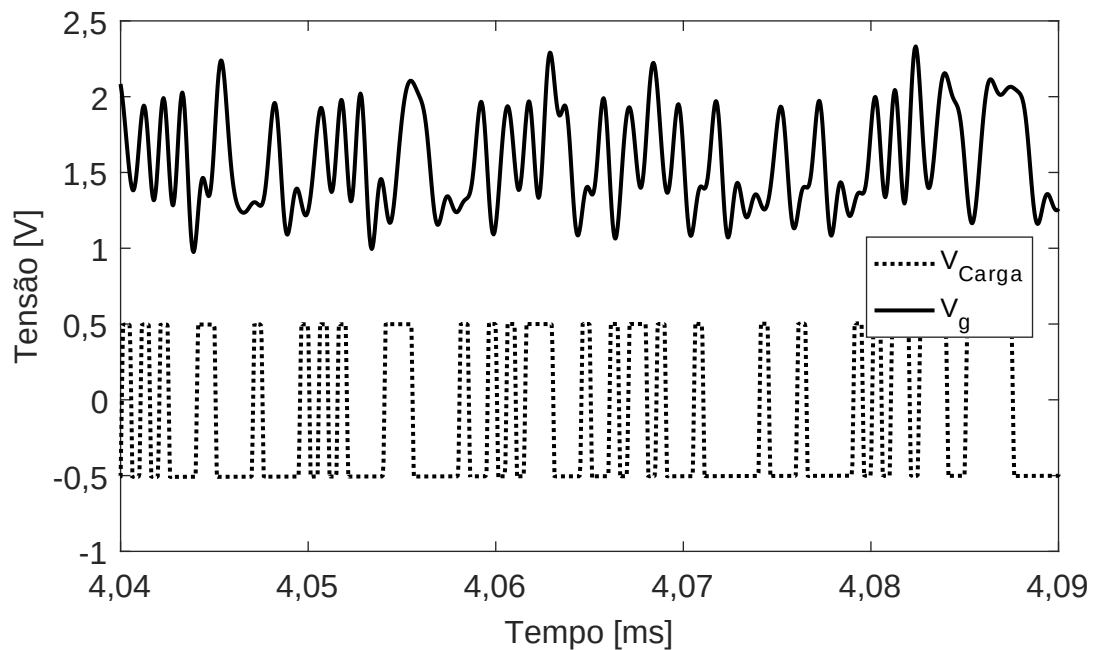
Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.50 é possível perceber que a filtragem foi capaz de eliminar as harmônicas superiores a 1 MHz, evitando assim os erros de *aliasing*. Não houve qualquer outra alteração no espectro, assim como confirmado nas simulações AC. Nas frequências mais baixas nota-se o decaimento do espectro, isso ocorre porque foi utilizada uma aquisição que continha regime transiente, logo o nível DC ainda não havia sido eliminado.

Na figura 5.51 é possível perceber a redução do fator de crista após a filtragem passa-baixas. No caso da aquisição de tensão esse fenômeno deve ser previsto no algoritmo que calcula o ganho do VCA810. De forma estimada, a amplitude da forma de onda aumenta em 1,5 vezes.

Para finalizar as análises de simulação da aquisição de tensão, observa-se o tempo de estabilização, mostrado na figura 5.52.

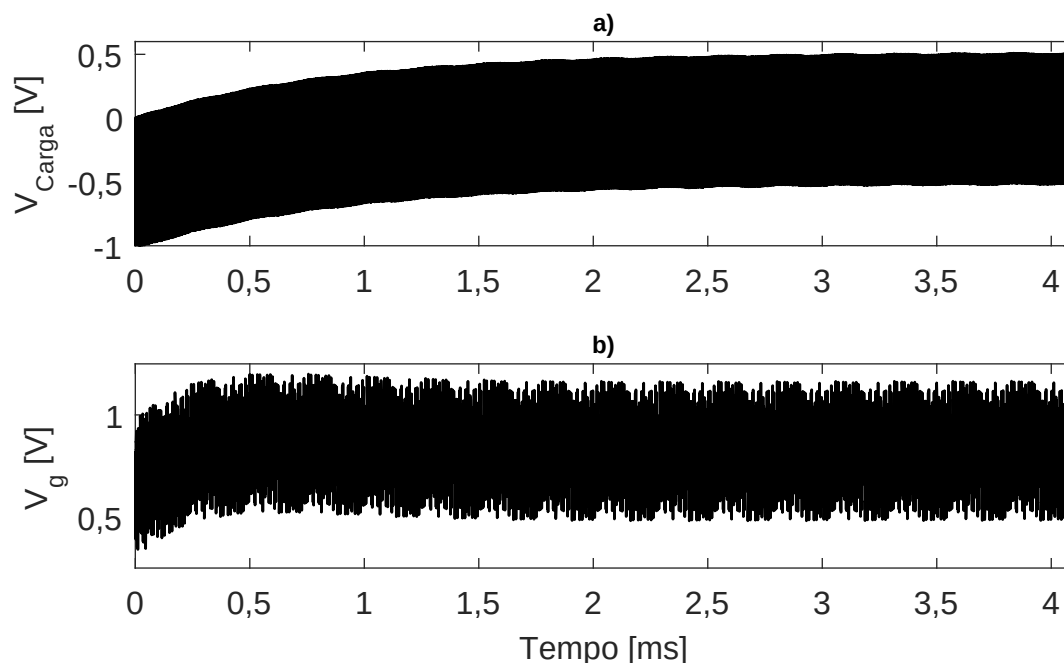
Figura 5.51 – Forma de onda da DIBS em V_{Carga} e V_g mostradas em um pequeno intervalo de tempo



Fonte: Produção do autor.

O tempo de estabilização para a tensão V_{carga} é o mesmo da aquisição de corrente ($\approx 3ms$) pois a carga está em série com o R_{Shunt} . O tempo de estabilização em V_g foi o mesmo de V_{Carga} , entretanto com a presença de um pequeno *overshoot*. Destaca-se que os filtros passa-alta do início do circuito usados para eliminar a polarização dos eletrodos não aumentaram o tempo de estabilização em relação ao circuito de aquisição de corrente.

Figura 5.52 – Tempo de estabilização do circuito de aquisição de tensão, medido em V_{Carga} e V_g para uma sequência DIBS



Fonte: Produção do autor.

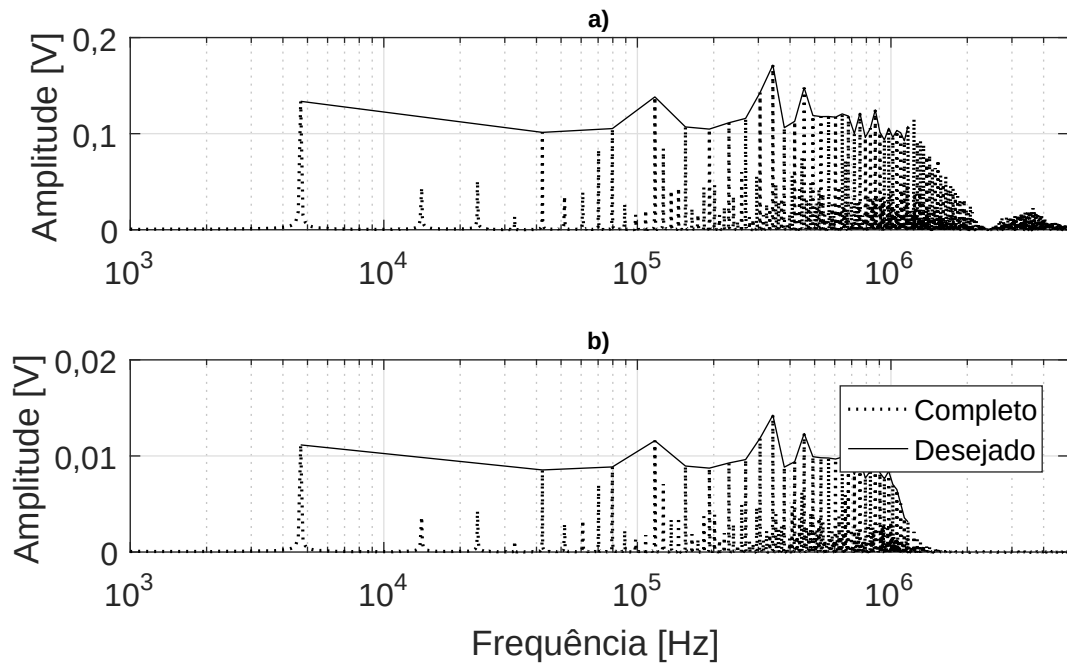
A primeira medição do circuito de aquisição de tensão a ser apresentada, é a transformada de Fourier da DIBS nos pontos V_{Carga} e V_{ADC_v} , na figura 5.53 a) e b) respectivamente. Nessa figura mostra-se a FFT completa com o traço pontilhado e com o traço contínuo são mostradas as harmônicas desejadas. Nota-se que o sinal em V_{ADC_v} não apresenta as harmônicas acima de 1 MHz, consequência da filtragem realizada pelo LTC1560-1. Garantindo que também não ocorrerá erro de *aliasing* na aquisição de tensão.

Vale lembrar que para obter espectros com harmônicas de mesma amplitude, e consequentemente facilitar a interpretação dos resultados, os espectros medidos são divididos pelo espectro da DIBS medida no pino de geração e multiplicados pela amplitude da DIBS.

Na figura 5.54 são mostrados os espectros medidos para diferentes cargas em V_{Carga} . Essas medições são importantes para posteriores comparações entre o sinal que está chegando até o ADC com o valor real. A fonte de corrente não é capaz de manter a corrente de saída exatamente constante para todas as cargas, logo, medindo-se a tensão sobre a carga obtém-se o valor exato. Na curva medida para 10 Ω existe pequenas variações em alta frequência, acredita-se que seja ruído uma vez que o sinal estava na amplitude da escala mínima do osciloscópio.

Assim como feito na seção de simulações, limitou-se o ganho do VCA810 a três valores, onde V_{ganho} pode ser: -1,978, -1,418 e -1,093 V. Na seção de simulações foi mostrado como se calcular o ganho a partir da tensão V_{ganho} .

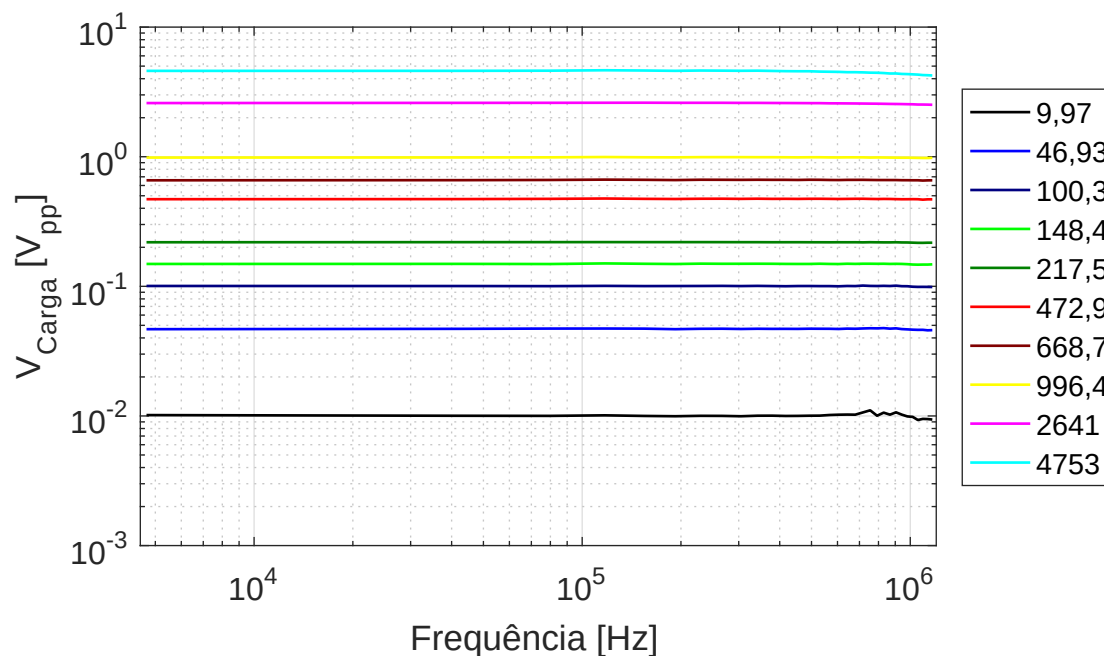
Figura 5.53 – Espectros completos e desejados das tensões medidas em osciloscópio em V_{Carga} (a) e V_{ADC_v} (b)



Fonte: Produção do autor.

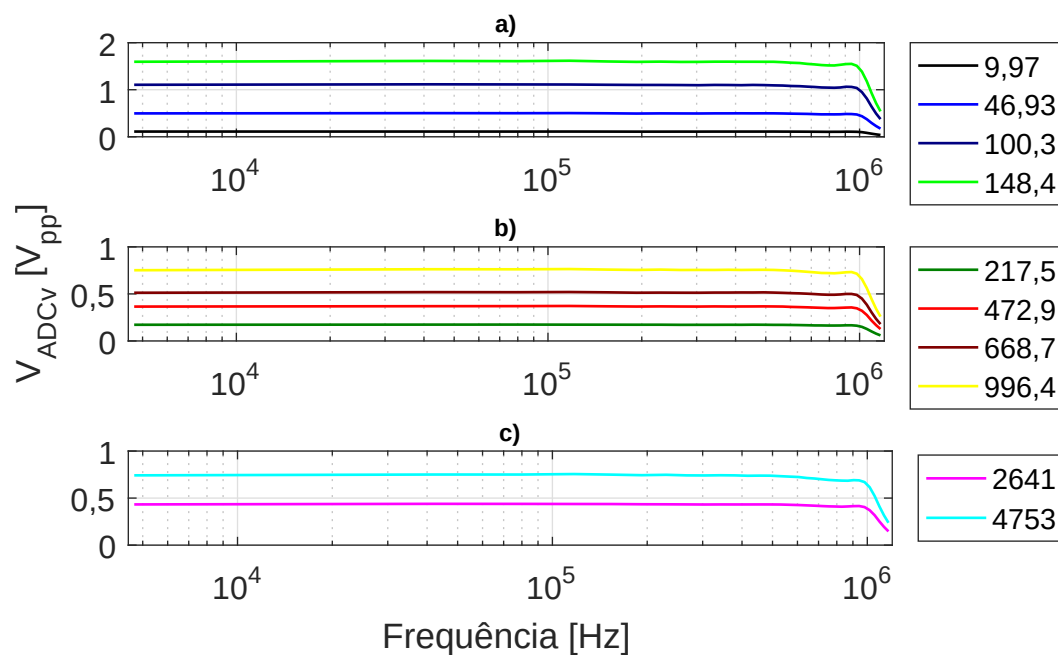
Na figura 5.55 é mostrado o espectro V_{ADC_v} para diferentes cargas, subdivididas pela região de ganho. Primeiramente nota-se o efeito do filtro passa-baixas, eliminando as harmônicas de alta frequência. Na figura a) a amplitude ultrapassa o $1,5 V_{pp}$, mas para os ganhos mais altos o VCA810 aceita tensões de até $3 V_{pp}$. Já nos gráficos b) e c) manteve-se o sinal abaixo de $1 V_{pp}$ para garantir que a limitação de saída do VCA810 não causasse erros no sinal.

Figura 5.54 – Espectro das tensões medidas em V_{Carga} para diferentes resistores de carga, cujos valores são mostrados na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

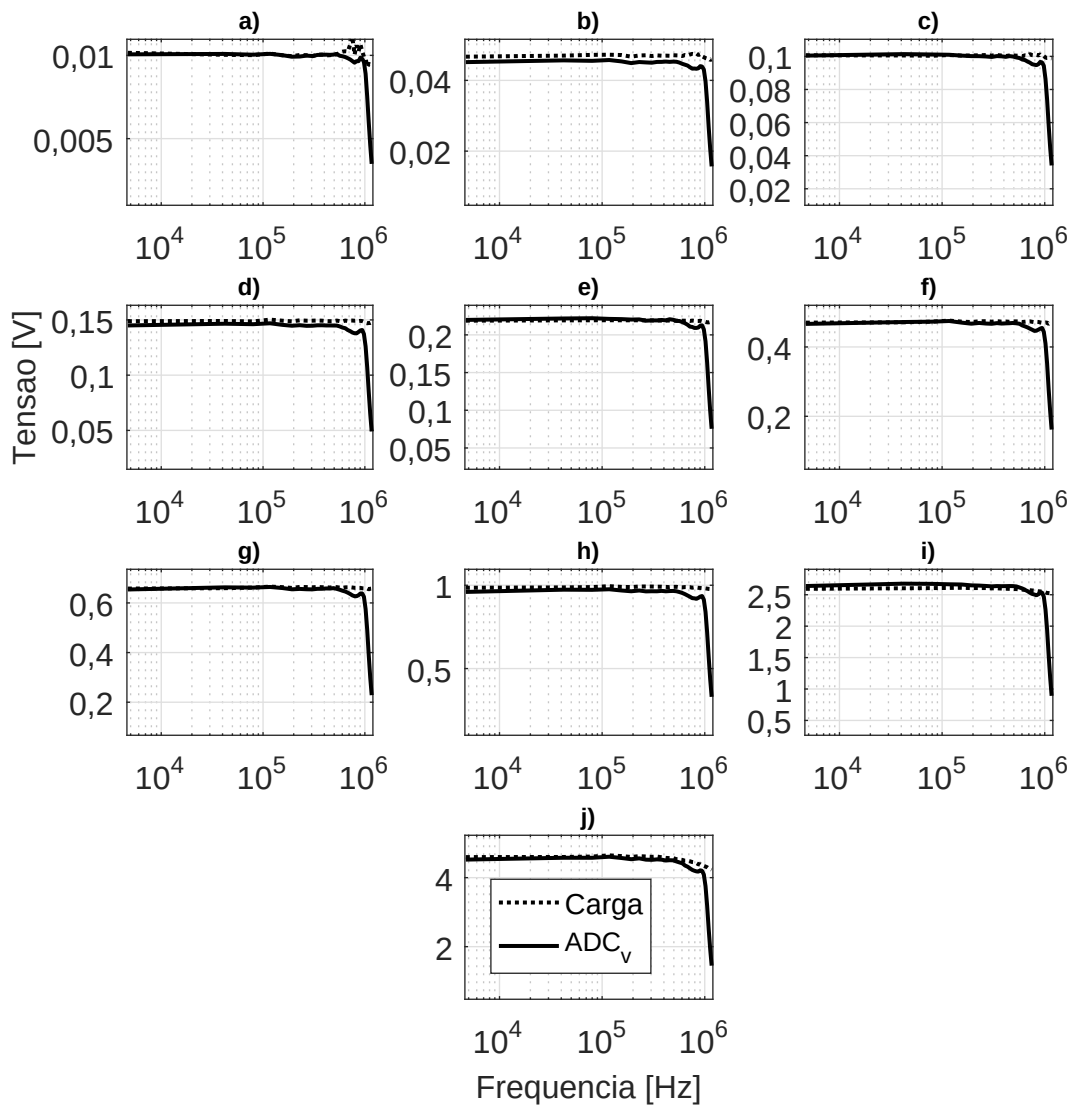
Figura 5.55 – Espectro das tensões medidas em V_{Carga} para diferentes resistores de carga, cujos valores são mostrados na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

A fim de analisar a exatidão do sistema, na figura 5.56 é plotado a tensão na carga vista pelo ADC e a tensão na carga efetivamente medida. Para calcular a tensão na carga a partir da tensão no ADC, deve-se considerar o ganho do sistema. A comparação é feita para cada uma das cargas usadas, e são apresentadas em ordem crescente, ou seja, no gráfico a) são mostradas as tensões medidas para a menor carga ($9,97 \Omega$) e no gráfico j) são mostradas as tensões para a maior carga (4753Ω)

Figura 5.56 – Espectro da tensão sobre a carga medido e visto pelo ADC. As cargas utilizadas foram a) 9,97 b) 46,93 c) 100,3 d) 148,4 e) 217,5 f) 472,9 g) 668,7 h) 996,4 i) 2641 j) 4753



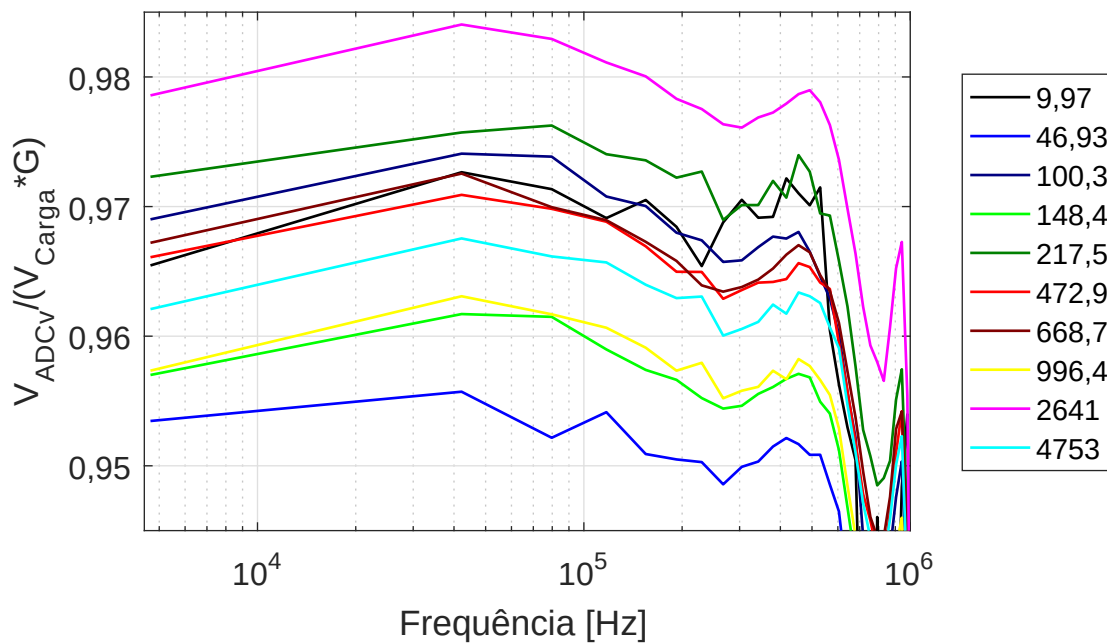
Fonte: Produção do autor.

O comportamento dos espectros é similar para todas as cargas, entretanto, pode-se notar pequenas divergências entre a tensão efetiva na carga e a tensão vista pelo ADC. As cargas que apresentaram maiores erros foram $46,93 \Omega$ (gráfico b) e 2641Ω (gráfico i). Essas variações indicam uma pequena não linearidade no sistema, que podem ser causadas por alguma característica dos circuitos integrados que não foi simulada, interferência do instrumento de medição,

componentes parasitas ou variação na tensão V_{Ganho} durante a dinâmica do sistema. Para verificar esta última hipótese, posteriormente será feita uma análise com um grande número de medições, onde será possível observar flutuações no módulo do espectro medido.

Para mensurar melhor a flutuação da tensão V_{ADC_v} , ela foi normalizada em função da tensão medida sobre a carga e do ganho. Ou seja, a tensão normalizada é dada por: $V_{ADC_v}/(V_{Carga} * Ganho)$. No caso perfeito, todas os espectros deve estar planos em 1. O resultado é mostrado na figura 5.57.

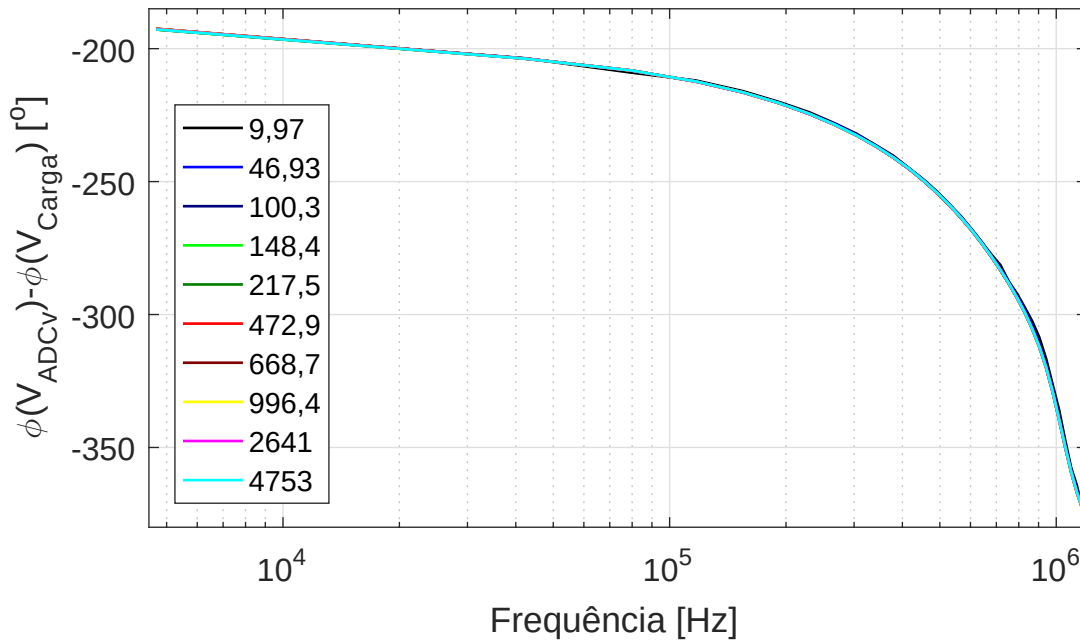
Figura 5.57 – Tensão V_{ADC_v} normalizada em função da tensão medida sobre a carga (V_{Carga}) e do ganho



Através da figura 5.57 confirma-se que as maiores variações entre a tensão na carga medida e vista pelo ADC ocorreram para 46,93 e 2641 Ω , como já havia sido destacado na figura 5.57. Observa-se ainda, que a tensão efetiva em V_{ADC_v} para ambos os casos, é de aproximadamente $0,5 V_{pp}$. O que poderia indicar realmente uma não linearidade do circuito, entretanto uma das curvas variou para cima e outra para baixo. Além disso, para 472,9 e 668,7 Ω a tensão no ADC também estava próxima a $0,5 V_{pp}$, mas o erro foi baixo. Logo, não se pode ainda identificar a causa da não-linearidade. Sendo que a medição de corrente não demonstrou erros consideráveis, é possível assumir que o erro de exatidão do sistema é de $\pm 3,5 \%$.

O próximo parâmetro a ser discutido é o atraso de fase do sistema. Uma vez que para os ensaios realizado utilizou-se como referência V_{Carga} , pode-se comparar a fase da aquisição de tensão com a aquisição de corrente. No caso ideal, espera-se que a fase seja idêntica para ambas as aquisições. Entretanto, essa discussão será feita na próxima seção, neste momento a comparação deve ser feita entre aquisição de tensão medida e simulada.

Figura 5.58 – Atraso de fase medido no circuito de aquisição de tensão, calculado pela diferença de fase entre V_{ADC_v} e V_{Carga} para diferentes cargas. O valor de cada carga é mostrado na legenda em Ω



Fonte: Produção do autor.

De maneira geral, percebe-se um comportamento muito próximo entre o atraso de fase simulado e medido. Na primeira harmônica da DIBS, ambos os gráficos estão próximos a 0 graus. Na simulação a fase cai linearmente até aproximadamente 70 kHz, enquanto na prática, a região de decaimento linear é até 100 kHz. A maior diferença ocorre próximo a 1 MHz, onde a simulação cruza esta frequência com aproximadamente -350 graus, enquanto na prática o cruzamento por 1 MHz ocorre com -300 graus.

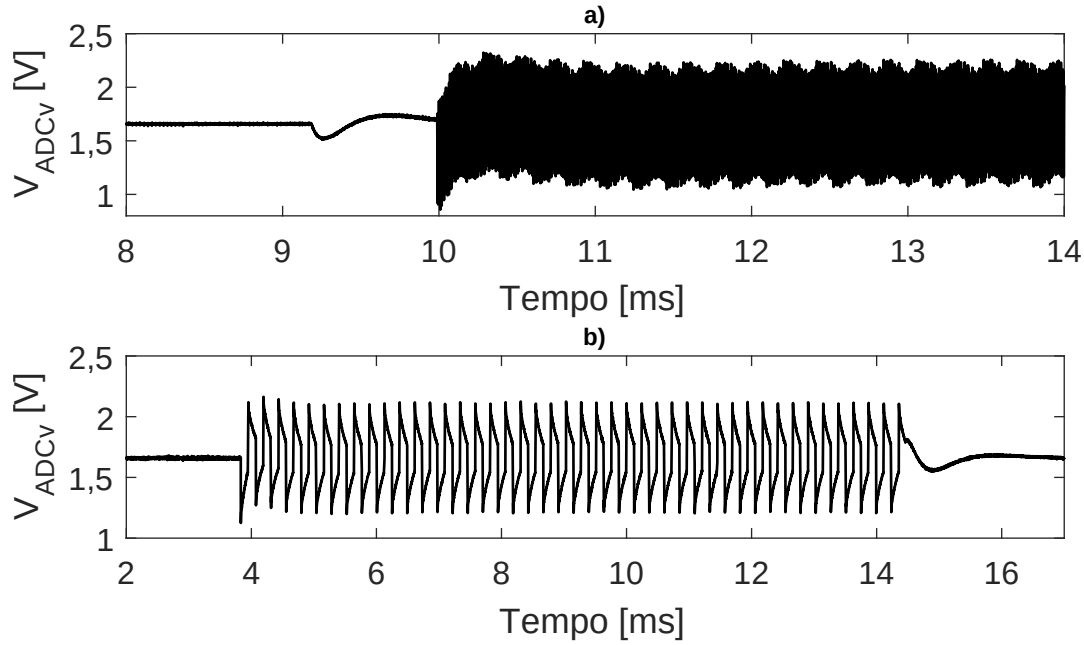
Entretanto, não deve-se esperar valores absolutos muito próximos entre simulação e prática, uma vez que o LTC1560-1 não possui modelo SPICE. O componente usado em SPICE é um filtro Chebyshev, enquanto o LTC1560-1 é elíptico, logo a resposta em frequência inevitavelmente será um pouco diferente. Além disso, o circuito prático conta com capacitâncias parasitas e influência da ponteira do osciloscópio, que também influenciam na fase do circuito.

Por este motivo, não são apresentados gráficos de simulação juntamente com gráficos medidos. Por mais que na maioria dos casos, as simulações e as medições convergiram, as diferenças entre eles poderiam induzir a conclusões errôneas.

A última análise, adotada como padrão, é do tempo de estabilização, mostrada na figura 5.59. Assim como ocorreu nos outros casos analisados até agora, o tempo de estabilização foi de aproximadamente 3 ms. A onda quadrada apresenta inclinação no seu topo, aparentando uma dente-de-serra, devido a presença dos filtros passa-alta. Essa inclinação poderia ser aproveitada para utilizar técnicas como o *dithering* que foi apresentada no capítulo 3. Mas como o esse

sistema será utilizado para medições que usam cabo, com certeza o ruído será maior que 1 LSB, não sendo necessário o uso do *dithering*.

Figura 5.59 – Tempo de estabilização do circuito de aquisição de tensão, medido em V_{ADC_v} para uma sequência DIBS e para uma onda quadrada de aproximadamente 8 kHz.



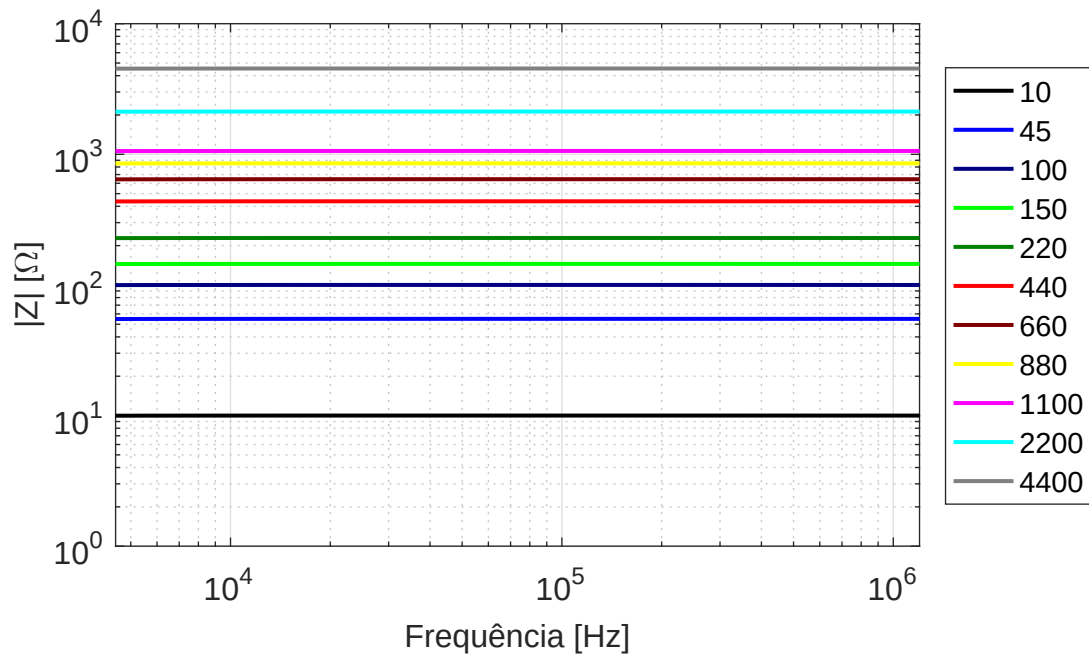
Fonte: Produção do autor.

5.5 CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA

Usando as tensões simuladas em V_c e V_g e as tensões medidas em V_{ADC_i} e V_{ADC_v} , é possível calcular a impedância vista pelo microcontrolador simulada e medida. Para tal, é necessário dividir as tensões medidas pelos ganhos do circuito. O ganho do circuito de aquisição de corrente é dado pelo R_{shunt} e pelo ganho do AD8130. Já na aquisição de tensão o ganho total é dado pelo divisor resistivo e pelo ganho do VCA810, que é variável. Deve-se atentar que não foi possível simular a impedância de entrada do ADC, enquanto isso as medições práticas foram realizadas sobre o pino do ADC, logo sofrem influência da impedância de entrada.

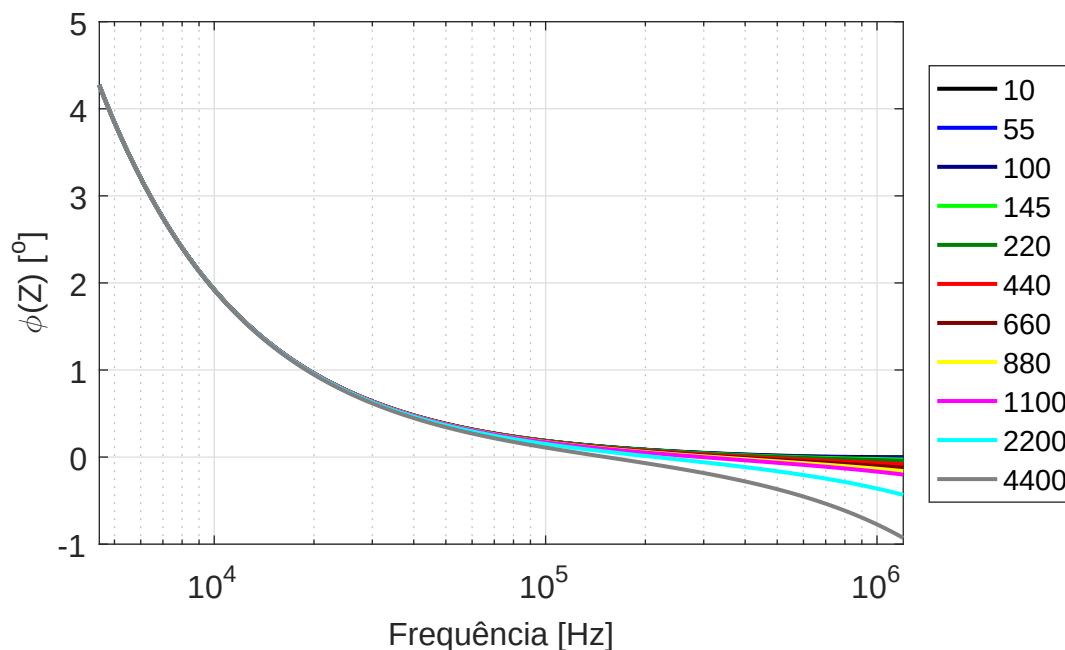
O primeiro resultado a ser apresentado é o espectro do módulo da impedância calculado através de simulação, mostrado na figura 5.60. As impedâncias medidas para cada uma das cargas testadas foram: 9,99; 55; 99,99; 145; 228,9; 436,9; 645; 853; 1061; 2125 e 4539. Os erros percentuais em relação as cargas de referência, obtidos em 100 kHz foram: -0,1; 0; -0,01; 0; 4,05; -0,704; -2,27; -3,06; -3,54; 3,4 e -3,42. Percebe-se que nas segunda e terceira região de ganho ocorreu influência de não linearidades. Os erros entre a impedância calculada e a carga conhecida chegaram a 4%.

Figura 5.60 – Espectro do módulo da impedância calculado através das simulações de V_c e V_g



Fonte: Produção do autor.

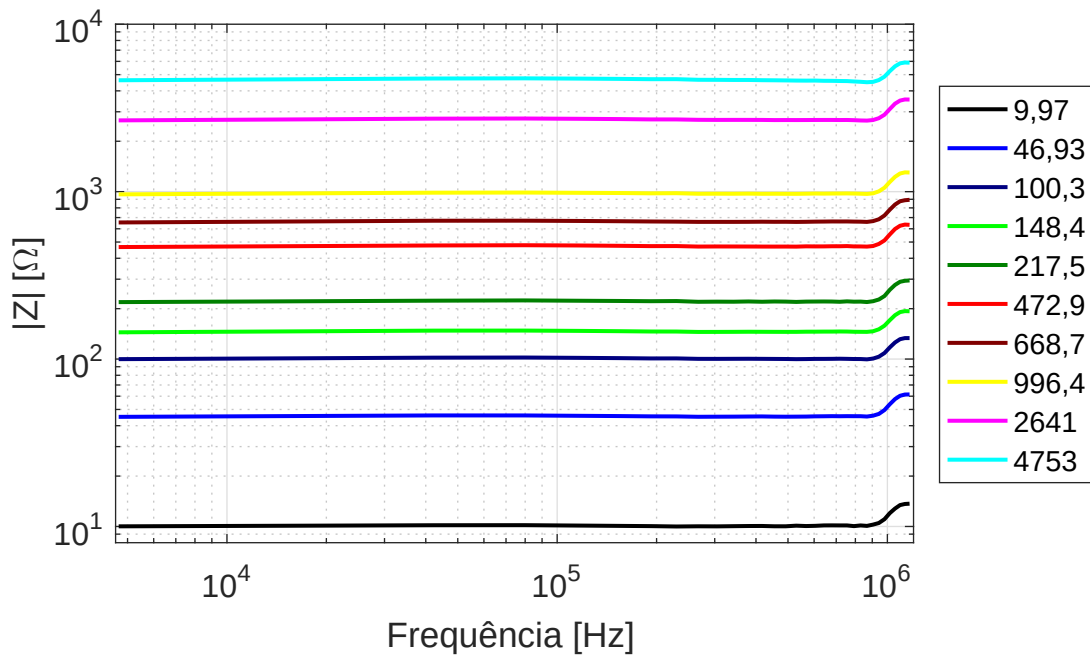
Em relação a fase da impedância calculada por simulação, mostrada na figura 5.61, pode-se observar que a fase variou de aproximadamente 4 a 0 graus entre 4,5 e 100 kHz para todas as cargas. Entretanto, a partir de 100 kHz a fase varia diferentemente para cada carga, sendo que quanto maior a carga, maior a variação. Essa dependência da fase em relação ao módulo da carga é ruim, pois deixa mais complexa uma eventual rotina de calibração.

Figura 5.61 – Espectro da fase da impedância calculado através das simulações de V_c e V_g 

A impedâncias calculadas através das medições em V_{ADC_v} e V_{ADC_i} são mostradas na figura 5.62. Esses cálculos são possíveis porque V_{ADC_v} e V_{ADC_i} foram adquiridos no mesmo instante com o osciloscópio, utilizando o *trigger* único. O comportamento do espectro é plano até 900 kHz. A partir desta frequência a impedância mostra um leve crescimento. Atribui-se este fenômeno a banda do circuito de aquisição de corrente ser levemente menor que a banda da aquisição de tensão. As hipóteses que podem ser levantadas são que o ganho do AD8130 está muito alto, reduzindo a banda, ou que a impedância vista pelos pinos de alimentação de cada um dos LTC1560-1 é diferente, gerando diferenças na banda de cada um deles.

Para verificar a linearidade, comparou-se o valor de cada impedância calculada em 117 kHz com o da respectiva carga usada. Os erros percentuais obtidos foram: 1,5; -2,36; 1,39; -0,74; 2,53; 0,84; -0,074; -1,24; 3,1 e -0,42. Nota-se que os erros alternam sinal positivo e negativo, o que caracteriza uma não-linearidade. Relembrando que uma das possíveis causas é a variação na tensão V_{Ganho} . Estes erros se aproximam dos erros calculados para a aquisição de tensão e na seção de caracterização do sistema serão melhor analisados pois não é possível saber com os resultados até agora se os erros são gerados pelas ponteiros do osciloscópio ou não.

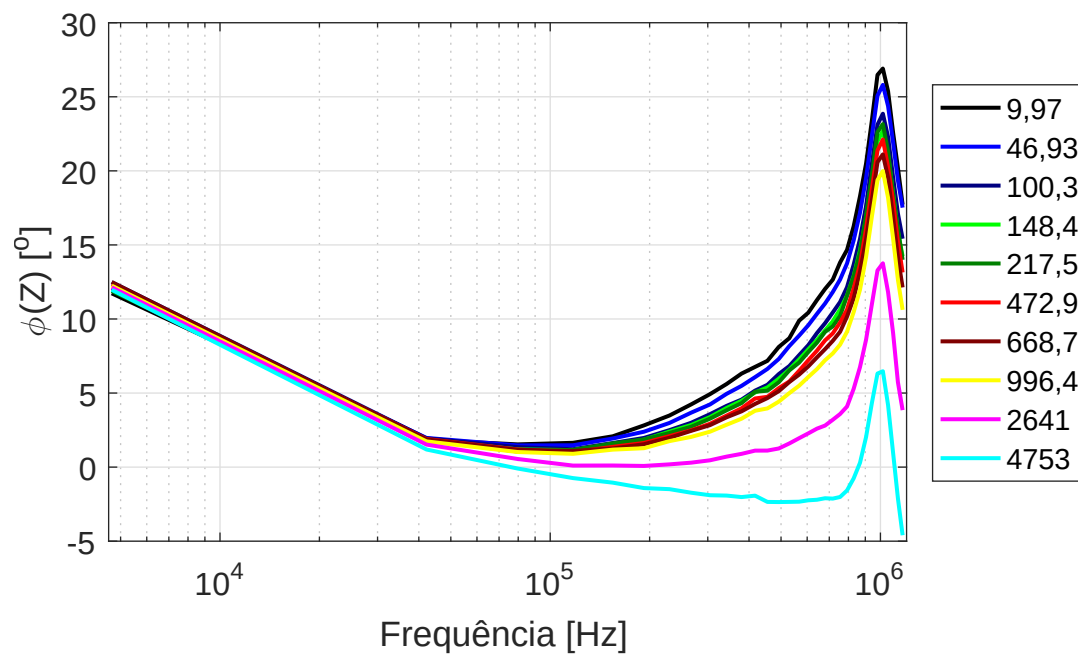
Figura 5.62 – Espectro do módulo da impedância calculado através das medições de V_{ADC_i} e V_{ADC_v}



Na figura 5.63 é mostrado o espectro da fase para cada uma das cargas testadas. O comportamento dos espectros se mostrou bastante diferente do simulado. Na simulação, a fase inicia em aproximadamente 4 graus e cai para 0 em 100 kHz, enquanto na prática a fase inicia em 12 graus caindo para aproximadamente 3 graus em 100 kHz. Na simulação, a fase varia no máximo -1 graus até 1 MHz para todas as cargas, enquanto nas medições a fase voltou a subir, apresentando variações de até 20 graus entre uma carga e outra.

Observando as figuras 5.42 e 5.58, onde são mostradas as fases medidas para as aquisições de corrente e tensão, nota-se que o erro na fase da impedância foi gerado pela aquisição de corrente. Isto pode ser concluído pois apenas na aquisição de corrente a fase varia com a carga.

Figura 5.63 – Espectro da fase da impedância calculado através das das medições de V_{ADC_i} e V_{ADC_v}



Fonte: Produção do autor.

5.6 CARACTERIZAÇÃO DOS ERROS

No capítulo anterior, o objetivo era caracterizar o sistema do ponto de vista elétrico. Já neste capítulo, será caracterizado os erros do sistema como um todo, isto é, após aquisição, filtragem e processamento. Serão analisadas a exatidão e precisão antes e depois da calibração, tanto para a fase quanto para o módulo da impedância.

5.6.1 Redução da frequência de atualização da DIBS

Antes de iniciar as análises, uma leve modificação na DIBS foi realizada. Isto é, no capítulo anterior era necessário que a DIBS possuísse harmônicas acima da frequência de corte do filtro passa-baixas (1 MHz), para que fosse possível caracterizar o funcionamento deste filtro.

Entretanto, para medições práticas essas frequências acima de 1 MHz deixam de ser interessantes, pois são atenuadas e conseqüentemente apresentam menor relação sinal-ruído. Logo, a frequência de atualização da DIBS deve ser reduzida de forma que a última harmônica controlável seja 1 MHz. Devido as limitações impostas pelo microcontrolador, a nova frequência de atualização é 2,117 MHz (a antiga era 2,4 MHz). Essa mudança não invalida as análises anteriores pois não modifica a amplitude das harmônicas da DIBS. Apenas modifica-se a frequência de cada harmônica, logo, a banda de frequência das harmônicas controláveis passa de 4,6875 a 1200 kHz para 4,136 a 1059 kHz. Ressalta-se que a frequência de amostragem do ADC também foi modificada para acompanhar essas mudanças.

5.6.2 Comparativo de erros entre as taxas de amostragem

Nos capítulos anteriores foi analisada a influência da frequência de amostragem do ADC sobre os erros de *aliasing*, *scalloping* e *leakage*. Todavia, não se fez um estudo relacionando o ruído e a frequência de amostragem. Outra possível fonte de erro que não foi modelada é o funcionamento do ADC no modo intercalado, onde 2 ADCs compartilham o mesmo pino e amostram com atraso de meio período de conversão entre eles. Neste modo de funcionamento, dois erros podem ser destacados: Erros de ganho diferentes para cada um dos ADCs e Erro no intervalo de amostragem entre os ADCs. No erro de ganho, cada um dos ADCs gera uma saída diferente para a mesma entrada e quando visto no domínio do tempo, ele aparece como uma modulação triangular sobre o sinal medido. Já o erro no intervalo de amostragem aparece no domínio do tempo como uma deformação na forma de onda.

Desta forma, para decidir qual a melhor amostragem, foram implementados 2 códigos no microcontrolador, um utilizando ADCs em funcionamento normal (amostragem de 4,23 MHz)

e outro com ADC intercalado (amostragem de 8,46 MHz). Consequentemente, duas versões para a interface foram criadas. Foi mantido o mesmo número de pontos adquiridos para ambos os casos, sendo assim, para a amostragem de 4,23 MHz foi capturado o dobro de períodos do que para a amostragem de 8,46 MHz.

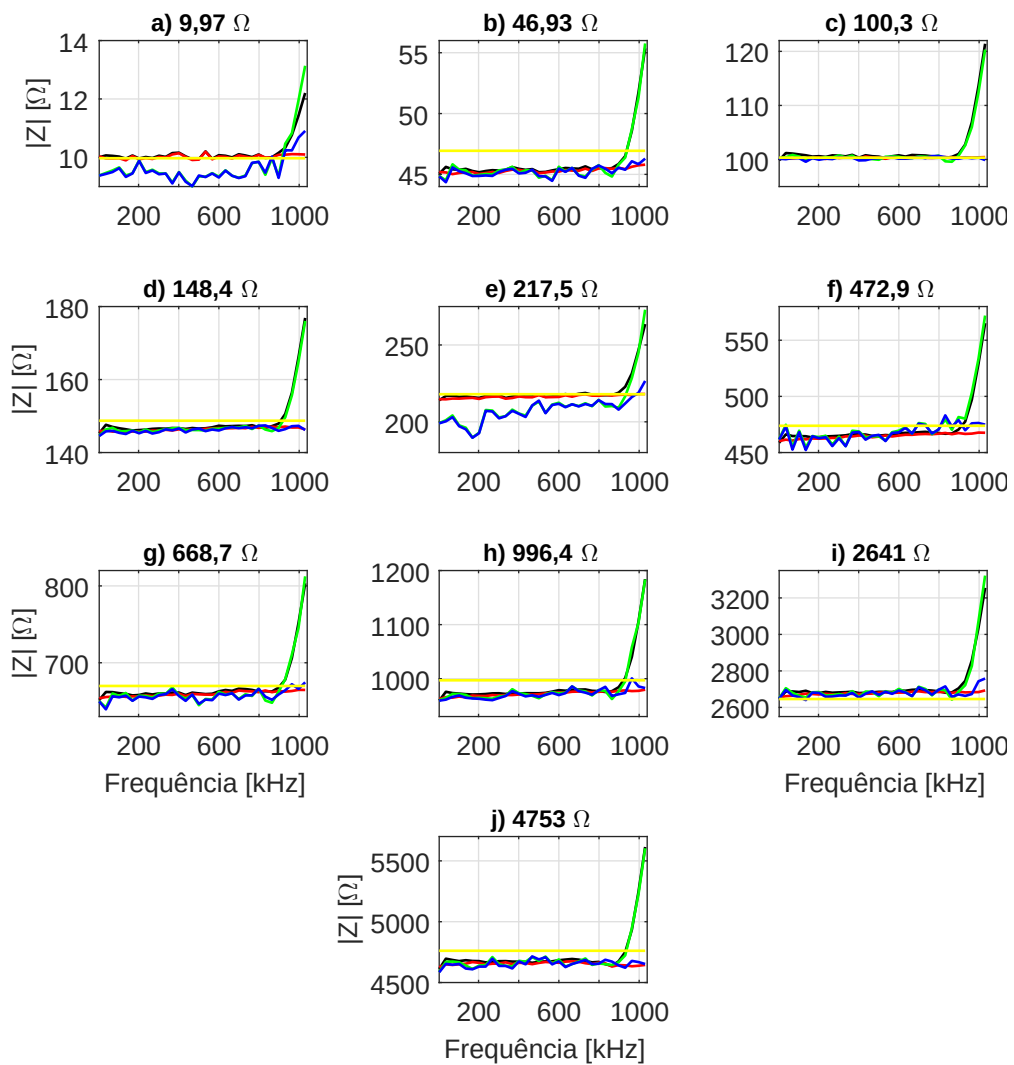
Na figura 5.64 é apresentado os espectros do módulo da impedância para 10 cargas utilizando as duas frequências de amostragem testadas, capturadas no modo *Evaluation*. Em preto e verde são mostrados os espectros sem calibração e em vermelho e azul são mostrados os espectros calibrados, para amostragem em 4,23 e 8,46 MHz respectivamente. Em amarelo é mostrado o espectro ideal. Os dados mostrados são resultado de apenas uma medição e as cargas medidas foram as mesmas utilizadas na medições práticas dos capítulos anteriores (9,97; 46,93; 100,3; 148,4; 215,5; 472,9; 668,7; 996,4; 2641 e 4753)

O comportamento dos espectros sem calibração (preto e verde) mostrados na figura 5.64, estão de acordo com os apresentados na figura 5.62. Ou seja, a partir de 900 kHz o espectro apresenta um comportamento crescente e em 1 MHz a impedância apresenta um erro de aproximadamente 20%. Pelas curvas calibradas (azul e vermelha), percebe-se que o vetor de calibração é capaz de corrigir esse comportamento crescente nas frequências mais altas. Entretanto, destaca-se que o valor médio dos espectros calibrados é o mesmo dos espectros não calibrados. Logo a calibração corrige o erro absoluto em relação ao espectro nominal (curva amarela) somente para a carga de calibração (100,3 Ω). O erro absoluto será analisado posteriormente.

Nas cargas de 9,97 e 215,5 Ω as curvas calibradas, azul e vermelha, apresentam comportamentos e valores absolutos diferentes. Como se trata de uma medição apenas e as medições sem calibração estão parecidas, este erro pode ser considerado esporádico. Além do mais, para as outras 8 cargas as medições calibradas se sobrepõem.

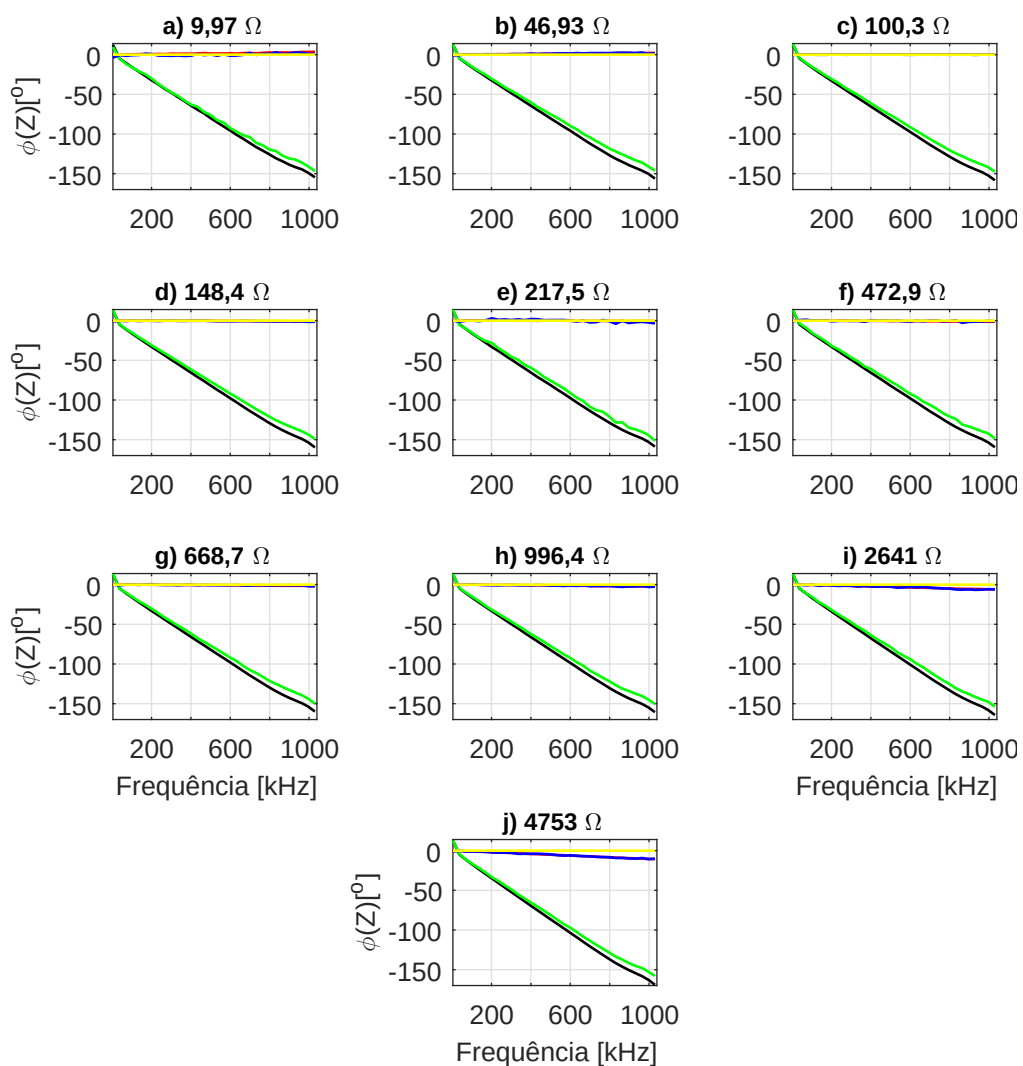
A partir das mesma medições, o espectro da fase é mostrado na figura 5.65. O mesmo padrão de cores é mantido, ou seja, os espectros sem calibração são mostrados em preto e verde e com calibração em vermelho e azul para as amostragem de 4,23 e 8,46 MHz respectivamente. A fase de referência, 0 graus, é mostrada em amarelo.

Figura 5.64 – Módulo da impedância medida com e sem calibração para duas frequências de amostragem, 4,23 e 8,46 MHz, no modo *evaluation*. Em preto e verde são mostrados os espectros sem calibração e em vermelho e azul são mostrados os espectros calibrados, para amostragem em 4,23 e 8,46 MHz respectivamente. Em amarelo é mostrado o espectro ideal. As cargas medidas são apresentadas em ordem alfabética crescente e o valor de cada carga é mostrado no título em Ω



Fonte: Produção do autor.

Figura 5.65 – Módulo da impedância medida com e sem calibração para duas frequências de amostragem, 4,23 e 8,46 MHz, no modo *evaluation*. Em preto e verde são mostrados os espectros sem calibração e em vermelho e azul são mostrados os espectros calibrados, para amostragem em 4 e 8 MHz respectivamente. Em amarelo é mostrado o espectro ideal. As cargas medidas são apresentadas em ordem alfabética crescente e o valor de cada carga é mostrado no título em Ω



Fonte: Produção do autor.

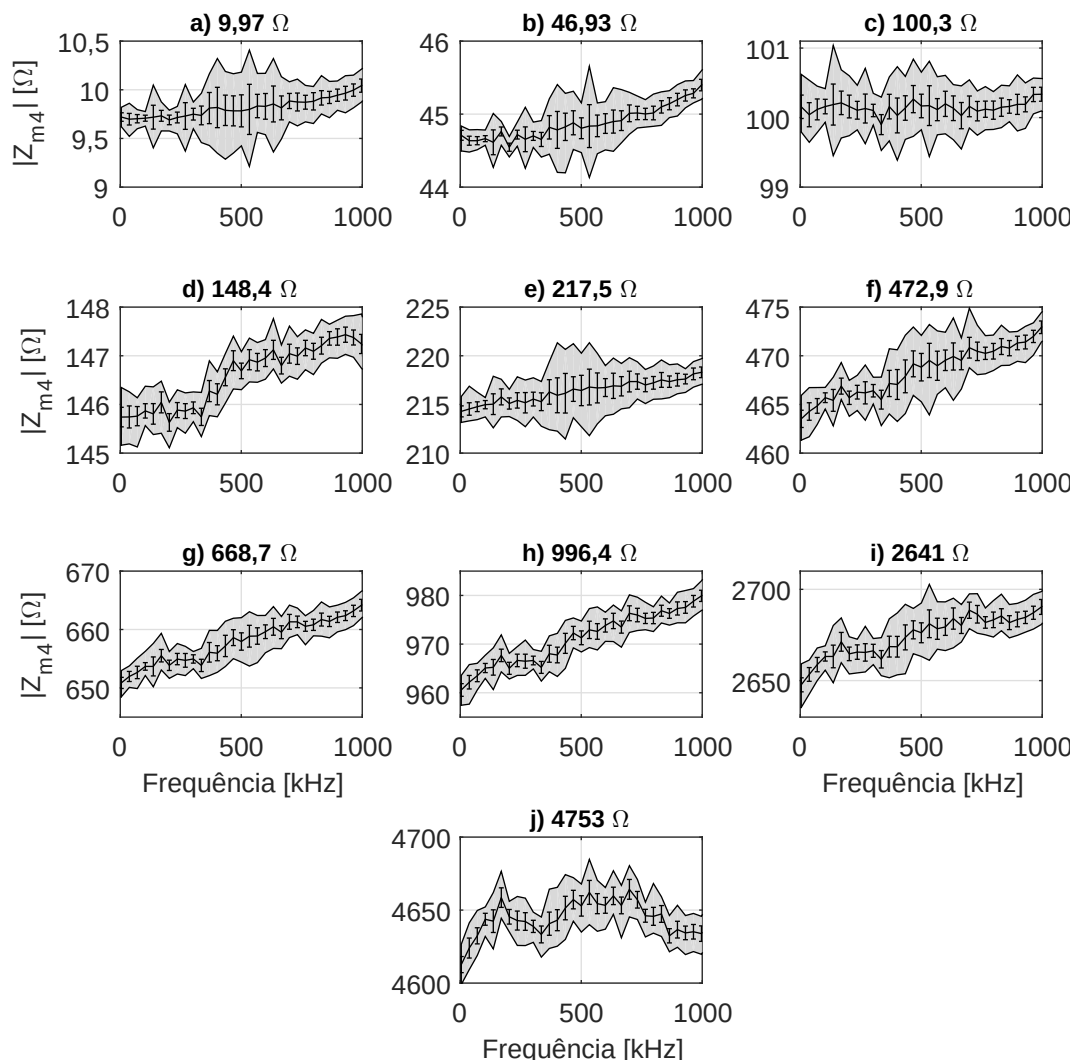
Os resultados medidos com o osciloscópio (figura 5.63) divergem dos resultados obtidos com o sistema completo (figura 5.65). Nos resultados medidos com osciloscópio a fase decai até aproximadamente 100 kHz e depois tende a crescer, apresentando um pico em 1 MHz. Já nos espectros medidos pelo sistema completo, a fase diminui linear e constantemente em todos os espectros, variando ao todo aproximadamente 150 graus. Estas divergências podem ser explicadas por dois motivos, a presença de capacitâncias parasitas no pino do ADC introduzidas pela ponteira do osciloscópio e o modo como foi calculado o espectro na fase. Na figura 5.63 o espectro foi obtido a partir da diferença entre o atraso de fase da aquisição de corrente ($\phi(V_{shunt}) - \phi(V_{ADC_i})$) e o atraso de fase da aquisição de tensão ($\phi(V_{carga}) - \phi(V_{ADC_v})$). Já na figura 5.65 a fase foi calculada apenas pela diferença de fase entre as medições do ADC_i e do ADC_v .

O comportamento geral do espectro da fase foi o mesmo para todas as cargas, mas o valor absoluto da fase se mostrou dependente da carga, variando em torno de 15 graus, em 1 MHz, entre a menor e a maior carga. Nota-se que a fase para a amostragem de 8,46 MHz mostra um decaimento um pouco menor do que para a amostragem em 4,23 MHz.

Nas curvas calibradas (azul e vermelha) o comportamento da fase foi corrigido, entretanto esta técnica de calibração não é capaz de eliminar a dependência da fase em relação a carga. Conclui-se que o vetor de calibração é capaz de corrigir erros contantes inerentes ao sistema, entretanto, esta técnica não consegue corrigir os erros dinâmicos, como os que dependem da carga. Para corrigir tais erros é necessário modela-los matematicamente.

Os resultados apresentados nas figuras 5.64 e 5.65 foram obtidos através do modo *Evaluation* que realiza a captura de apenas um espectro por medição. Desta forma, não consegue-se estudar a precisão do sistema. Para tal, utilizou-se o modo de medição *Fast* em que 100 espectros foram medidos para cada carga. Vale lembrar que este modo só trabalha com valores calibrados. Calculou-se os erros máximos e o desvio padrão para cada carga medida. O resultados das medições feitas com amostragem em 4,23 MHz são mostrados nas figuras 5.66 (módulo $|Z_{m4}|$) e 5.67 (fase ϕ_{m4}), enquanto as medições amostradas em 8,46 MHz são mostradas nas figuras 5.68 (módulo $|Z_{m8}|$) e 5.69 (fase ϕ_{m8}).

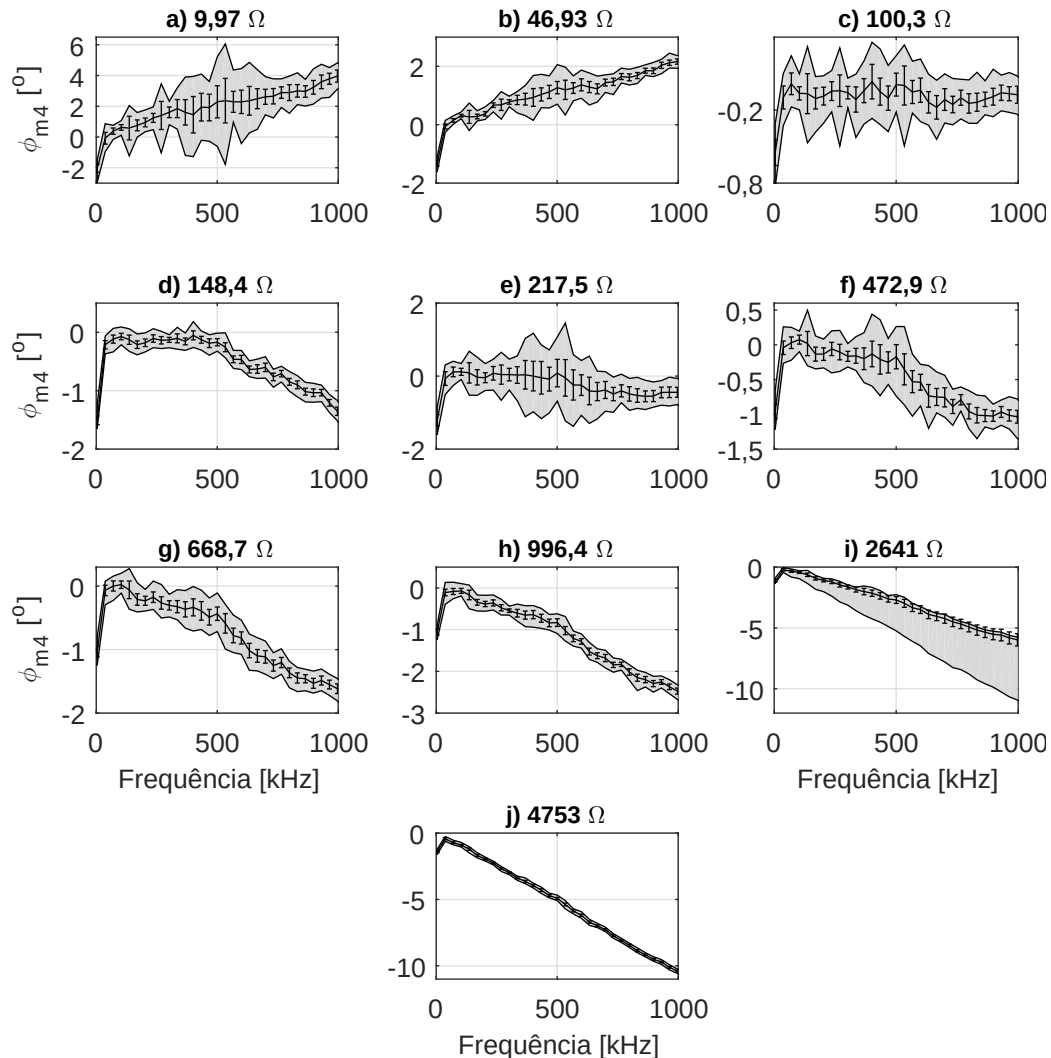
Figura 5.66 – Erros máximos e desvio padrão no espectro do módulo da impedância para amostragem de 4,23 MHz, no modo *Fast* para uma média de 100 medições. Os espectros para cada carga medida são apresentados em ordem alfabética crescente e o valor de cada carga é mostrado no título em Ω



Fonte: Produção do autor.

Através da área em cinza dos gráficos da figura 5.66 é possível observar as variações máximas para cada carga medida em relação à medição média, a análise dos erros absolutos é feita na figura 5.70. As maiores variações ocorreram para as menores cargas, 9,97 e 46,93, onde as variações máximas foram de até 5%, já o desvio padrão foi de até 2%, dependendo da frequência medida. Essas variações maiores nas cargas baixas são explicáveis pela amplitude do sinal ser muito baixa, tendo maior influência de ruído. Também nota-se um comportamento crescente para algumas das cargas, isso ocorre devido ao vetor de calibração ser baseado na carga de 100,3 Ω e o comportamento do espectro é levemente alterado pela carga. Para as demais cargas o desvio padrão foi normalmente menor que 1% e a variação máxima em relação à medição média menor que 3%.

Figura 5.67 – Erros máximos e desvio padrão no espectro do módulo da fase para amostragem de 4 MHz, no modo *Fast* para uma média de 100 medições. Os espectros para cada carga medida são apresentados em ordem alfabética crescente e o valor de cada carga é mostrado no título em Ω



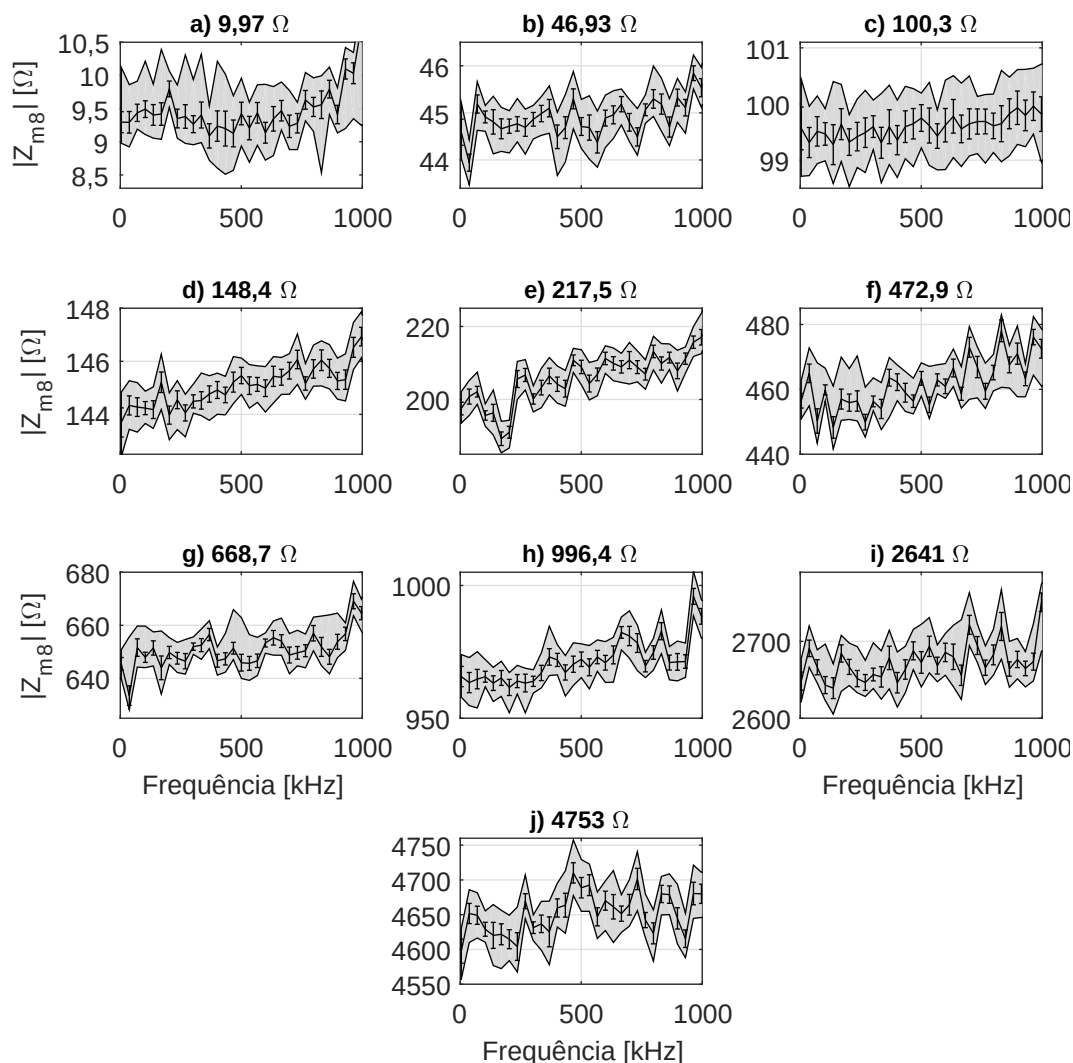
Fonte: Produção do autor.

Já na figura 5.67 as maiores variações na fase em relação a média também ocorreram para a menor carga, 9,97 Ω , onde nota-se uma diferença de ± 4 graus no meio da banda de frequência. Para as outras cargas, a variação em relação ao valor médio é desprezível, sendo sempre menor que 1 grau. Para a carga de 2641 Ω nota-se um erro grande, mas se trata de um caso único, cuja a causa é desconhecida. O maior desvio padrão também ocorre na menor carga, mas é menor que 1 grau.

Deve-se chamar a atenção para o comportamento médio da fase, que para as duas primeiras cargas é crescente e para as restantes é decrescente. A explicação para este fenômeno é que a calibração é feita sobre o resistor de 100,3 Ω , logo, o espectro de fase de todas as outras carga é subtraído pelo espectro da fase de 100,3 Ω . Considerando que os limites de variação de fase

para uma carga é ± 90 graus (carga totalmente indutiva/capacitiva), então o erro absoluto máximo é de 11 % para uma carga de 4700Ω em 1 MHz. Entretanto, as cargas biológicas tendem a ser mais baixas e dificilmente ocorrerá tal caso.

Figura 5.68 – Erros máximos e desvio padrão no espectro do módulo da impedância para amostragem de 8 MHz, no modo *Fast* para uma média de 100 medições. Os espectros para cada carga medida são apresentados em ordem alfabética crescente e o valor de cada carga é mostrado no título em Ω

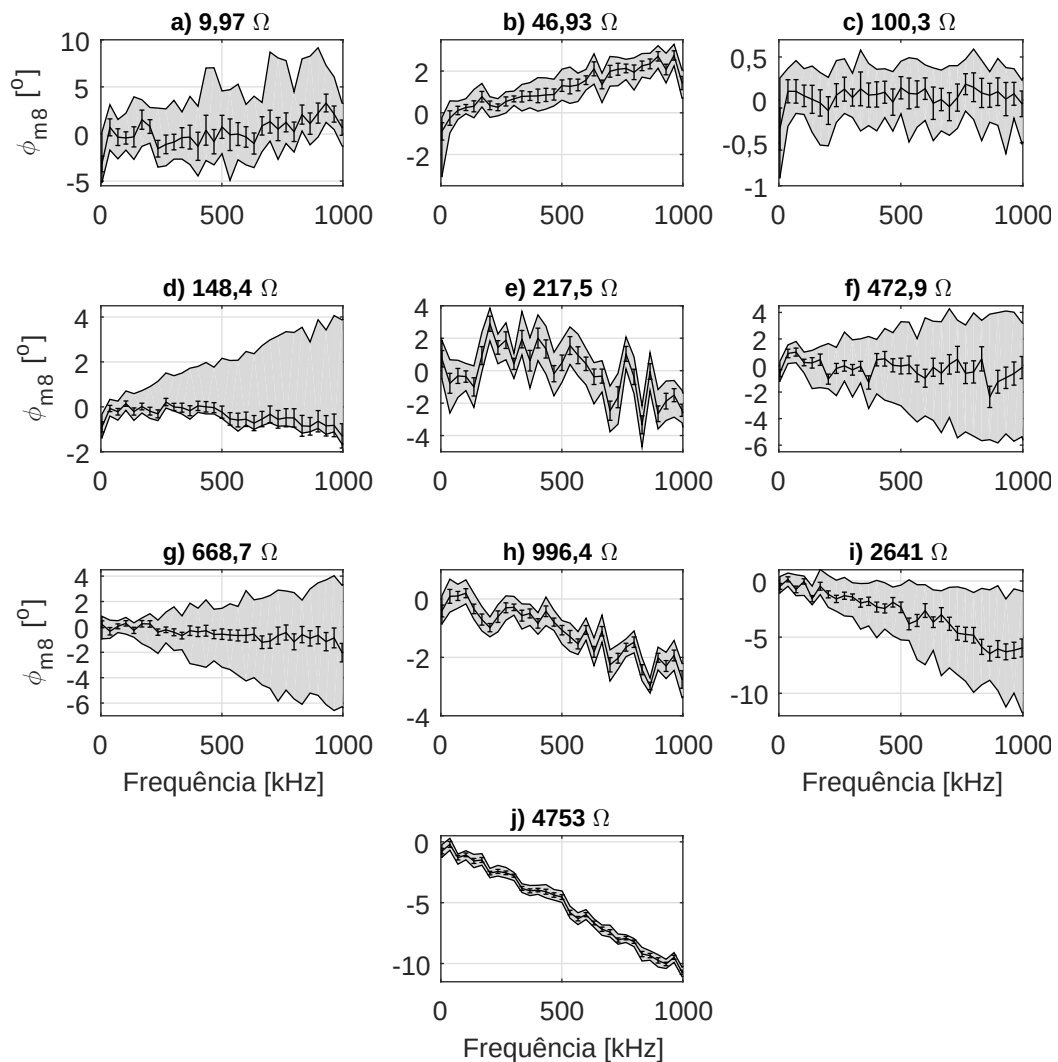


Fonte: Produção do autor.

Nas figuras 5.68 e 5.69 são apresentadas as variações para a amostragem em 8,46 MHz. Assim como para a amostragem em 4,23 MHz, as maiores variações no espectro do módulo da impedância aconteceram para a menor carga, conforme mostrado na figura 5.68. Entretanto, neste caso as variações máximas chegaram a 10% em relação ao valor médio, já o desvio padrão foi menor que 5% para todas frequências. Para as demais cargas, o erro máximo e o desvio padrão foram pequenos, geralmente menores que 2%. Novamente é possível observar que o

vetor de calibração não é capaz de corrigir o comportamento do espectro igualmente para todas as cargas.

Figura 5.69 – Erros máximo e mínimo e desvio padrão no espectro da fase da impedância para amostragem de 8 MHz, no modo *Fast* para uma média de 100 medições. Os espectros para cada carga medida são apresentados em ordem alfabética crescente e o valor de cada carga é mostrado no título em Ω



Fonte: Produção do autor.

Em relação a fase, os maiores erros também aconteceram em 9,97 Ω , onde variações de 7 graus em relação a média podem ser vistas, já o desvio padrão foi de aproximadamente 2 graus. Entretanto, também podem ser vistos erros grandes para as cargas de 148,4; 472,9; 668,7 e 2641 Ω . Esses erros são esporádicos e não possuem causa conhecida, o que pode ser comprovado pelo desvio padrão. Em geral, o desvio padrão para todas as cargas foi inferior a 2 graus, mas assim como na amostragem de 4,23 MHz o erro de fase em altas frequências aumentou com o aumento da carga, chegando a quase 11 graus em 1 MHz para a carga de 4700 Ω .

Comparando os resultados obtidos para as duas amostragens, é possível dizer que a amostragem de 4,23 MHz mostrou menores variações. Em relação ao módulo, a primeira amostragem apresentou variação máxima de até 5% comparada a 10% na segunda amostragem, para a carga de 9,97 Ω . O desvio padrão geral da amostragem de 4,23 MHz foi menor que 1% enquanto em 8,46 MHz foi menor que 2%.

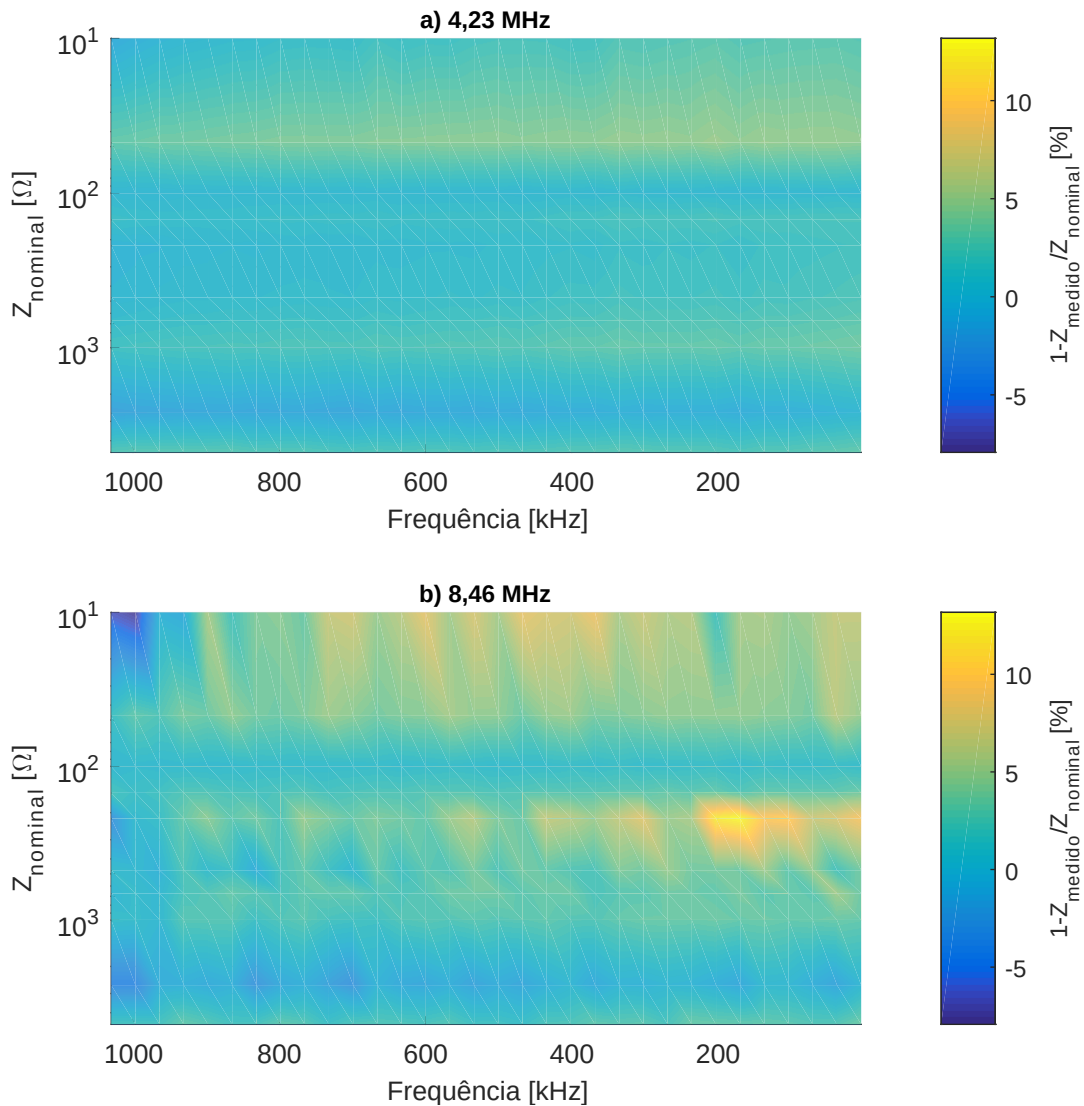
Outro ponto a se discutir, é que além da amplitude do sinal ser menor nas cargas baixas, estando mais suscetível a ruídos, o ganho do sistema é maior. Este ganho é controlado logicamente por uma tensão analógica. Logo, uma variação nessa tensão de controle gera uma variação no ganho, e quanto maior o ganho aplicado, mais sensível o sistema fica às variações.

Já para a fase, claramente a segunda amostragem se mostrou mais susceptível às variações. Entretanto o erro absoluto, em relação a 0 graus, foi praticamente o mesmo para as duas amostragens. O desvio padrão não mostrou diferenças significantes.

Acredita-se que a menor amostragem gerou resultados levemente melhores porque houve aquisição do dobro de períodos. Consequentemente, no cálculo da FFT é obtida uma resolução duas vezes maior.

A última análise comparativa entre as duas amostragens, é o erro absoluto em relação à carga nominal. Para realizar este estudo, calculou-se o erro $(1 - \frac{Z_{medido}}{Z_{nominal}})$ para a média de 100 medições de cada carga. Os espectros de erros foram plotados juntos, formando um plano de erros, onde o eixo X representa a frequência, o eixo Y representa a carga nominal e o eixo Z representa o erro. Os gráficos obtidos são mostrados na figura 5.70. Para facilitar a identificação dos valores do erro referente a cada carga e a cada frequência, foi criada uma barra de cores onde a amplitude do erro está relacionada a uma tonalidade. Também para facilitar a visualização, o ângulo de visão escolhido está perpendicular ao plano XY.

Figura 5.70 – Plano de erros do espectro do módulo da impedância para amostragem em a) 4 e b) 8 MHz, medidos no modo *Fast* para uma média de 100 medições



Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.70, deve-se atentar que a escala de cores é a mesma para os dois gráficos. No primeiro, os erros extremos foram de +5% e -2%, enquanto no segundo o erro variou de -5 a 10 %. Assim, o erro para a amostragem de 8,46 MHz foi o dobro do que para a amostragem de 4,23 MHz. É possível concluir que o erro para uma carga é praticamente mantido para todas as frequências, logo o vetor de calibração foi efetivo para corrigir as variações constantes do espectro.

Uma possível explicação do porque a menor amostragem levou a resultados melhores é: o vetor de calibração é feito a partir da média de 20 medições e como a menor amostragem apresenta maior precisão (figuras 5.66 e 5.68) o vetor de calibração gerado por ela é mais exato. Ainda assim, o sistema conta com um erro de linearidade, que pode ser percebido principal-

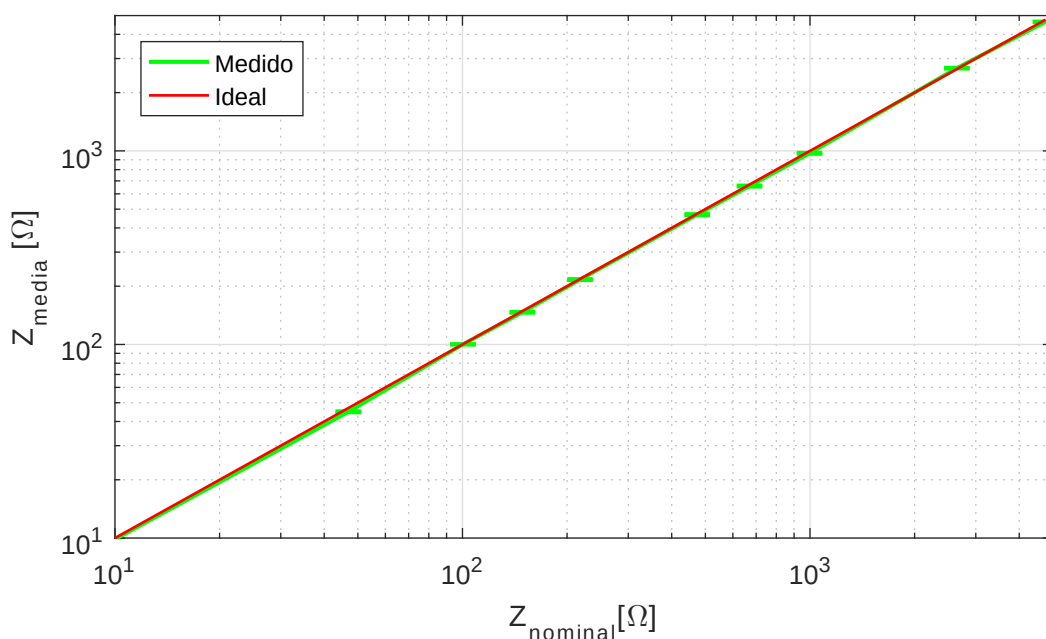
mente para as cargas de 47 e 1000 Ω . Este erro já foi percebido durante a análise dos resultados obtidos pelas medições em osciloscópio, mostradas na figura 5.62.

5.6.3 Linearidade

Uma vez que tanto na análise da precisão quanto na análise da exatidão a amostragem de 4,23 MHz obteve melhores resultados, ela será adotada como padrão. Portanto, os próximos ensaios e análises serão feitos apenas para essa amostragem.

A fim de verificar a linearidade das medições do módulo da impedância, calculou-se a média da impedância medida ao longo do espectro. Ou seja, somou-se todos valores de impedância de um espectro e dividiu-se por 32 (número de frequências). Os espectros utilizados foram os mesmos das análises anteriores, que são uma média de 100 medições no modo *Fast*.

Figura 5.71 – Linearidade do espectro do módulo da impedância para amostragem em a) 4 e b) 8 MHz, medidos no modo *Fast* para uma média de 100 medições e então a média da impedância para as 32 frequências medidas.

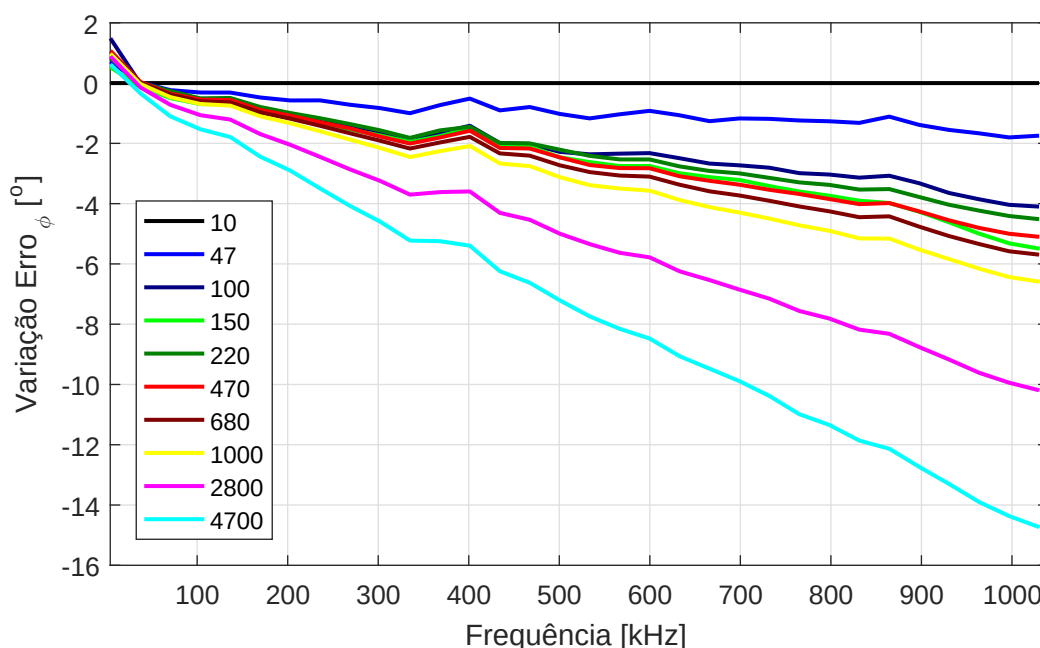


Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.71 é mostrado em verde a curva de linearidade calculada a partir dos dados medidos e em vermelho a curva ideal. Também é mostrado o desvio padrão para os dados medidos, que indicam a variação do valor da impedância medida ao longo do espectro. Assim como visto na figura 5.70, as impedâncias de aproximadamente 47 e 1000 Ω são as que apresentam maior erro em relação a curva ideal, que foram de $4,3 \pm 0,53\%$ e de $2,5 \pm 0,61\%$ respectivamente. Futuramente, pretende-se a curva de linearidade medida e obter uma equação a ser inserida na interface para corrigir estes erros.

A última análise de erro é relacionada a dependência da fase em relação a carga, que é mostrada na figura 5.72. Neste ensaio, subtraiu-se o espectro da fase de cada carga com o espectro de fase da menor carga (9,97 Ω). Desta forma é possível mensurar quanto foi a variação da fase de acordo com a carga em cada frequência.

Figura 5.72 – Dependência do erro de fase em função da carga e da frequência, para tal, foi subtraído o espectro da fase para cada carga com o espectro da fase da menor carga (10 Ω)



Fonte: Produção do autor.

Na figura 5.72 o erro para a menor carga é zero, porque se trata da subtração dos mesmos espectros. Para as outras cargas, nota-se que o comportamento do espectro é exponencial até aproximadamente 100 kHz, a fase varia entre 2 e -2 graus e os espectros estão bem concentrados. A partir dessa frequência o comportamento passa a ser linear e os espectros se dispersam. De 47 a 1000 Ω a variação é menor que 7 graus, entretanto para uma carga de 4700 Ω a variação chega a aproximadamente 15 graus.

Futuramente, para corrigir os erros de linearidade do módulo da impedância, deve-se obter uma equação correspondente ao comportamento da curva medida da figura 5.71 e então linearizá-la. Posteriormente, inclui-se a equação linearizada na interface.

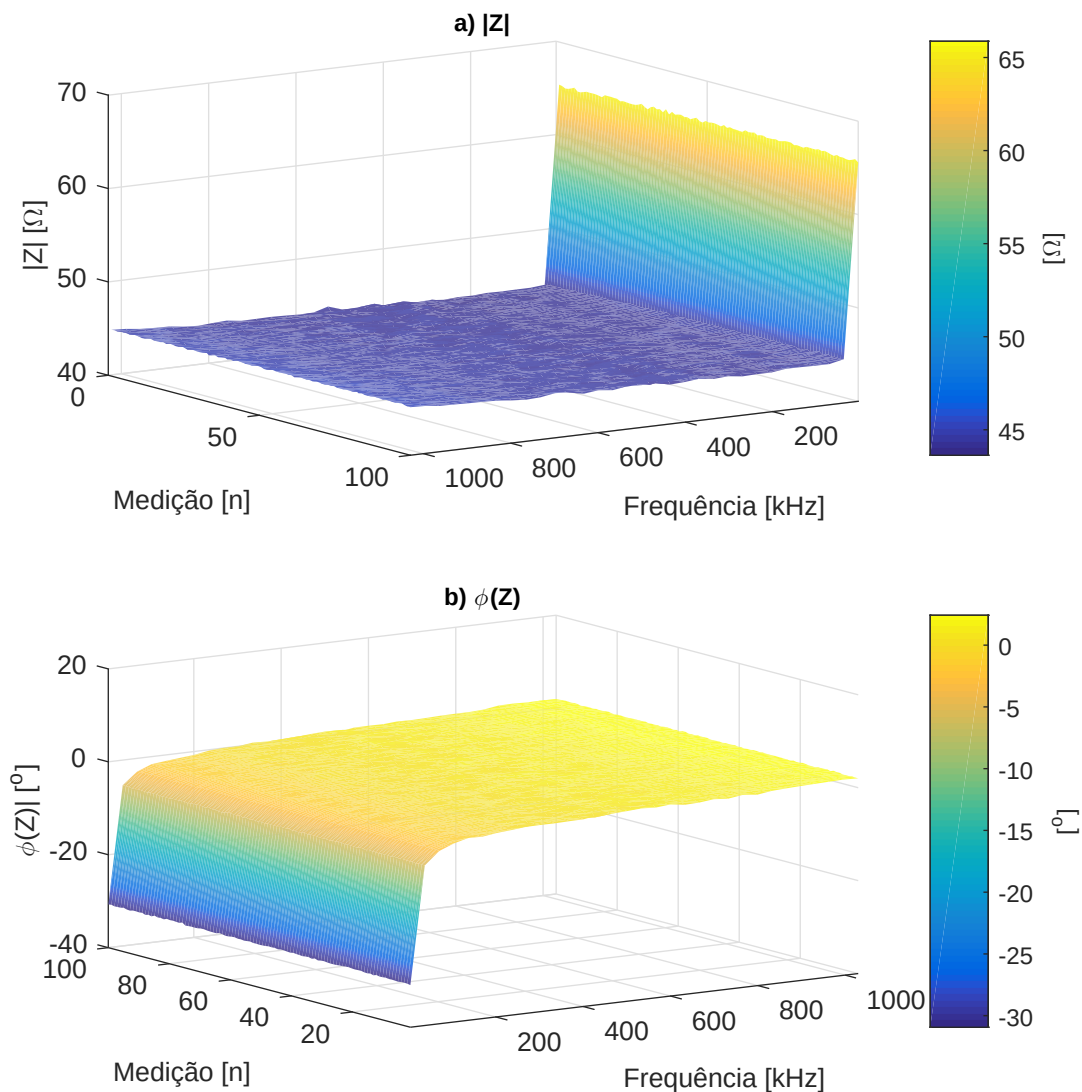
Já para corrigir os erros de fase, deve-se calcular a inclinação do espectro de fase para cada carga. Depois, obtém-se uma equação relacionando a inclinação de cada espectro com o módulo medido. Por último, encontra-se uma equação de reta ($y = ax$), onde y é o erro de fase, x é a frequência e a é a inclinação da reta (que depende do módulo).

5.7 TESTES EM FANTOMA

O teste relacionado a bioimpedância é a medição de um fantoma resistivo-capacitivo (RC), que segue o modelo de Fricke. Este modelo elétrico pode ser visto como uma adaptação do modelo de Cole (série) da figura 2.5, onde o elemento de fase constante Z_{CPE} é substituído por um capacitor. O resistor série (R_s) usado é de 47Ω , o resistor paralelo (R_p) é de 100Ω e o capacitor de $1 \mu F$.

Com uma análise simples é possível compreender o funcionamento do modelo. Em baixa frequência impedância é determinada pela parte resistiva, $47+100 \Omega$, pois o capacitor atua como circuito aberto. Já em altas frequências o capacitor tende a atuar como um curto-circuito, fazendo com que a impedância seja definida apenas pelo resistor R_s .

Figura 5.73 – Plano de impedância (a) módulo b) fase) para um fantoma RC medido no modo *Fast*, os dados foram salvos pela interface e depois reconstruídos em MATLAB.



Fonte: Produção do autor.

A medição do fantoma RC foi realizada no modo *Fast*, os dados foram salvos através da interface, reconstruídos em MATLAB e são mostrados na figura 5.73. Este procedimento foi realizado justamente para mostrar a funcionalidade da interface, que possibilita salvar os gráficos e também os dados. Para um fantoma RC, não se justifica o uso do modo *Fast*, pois os espectros são constantes ao longo do tempo.

Assim como nos outros gráficos apresentados neste capítulo, não é utilizada a escala logarítmica no eixo da frequência. Isso ocorre porque as harmônicas são distribuídas em intervalos iguais, consequentemente, estão concentradas nas altas frequências.

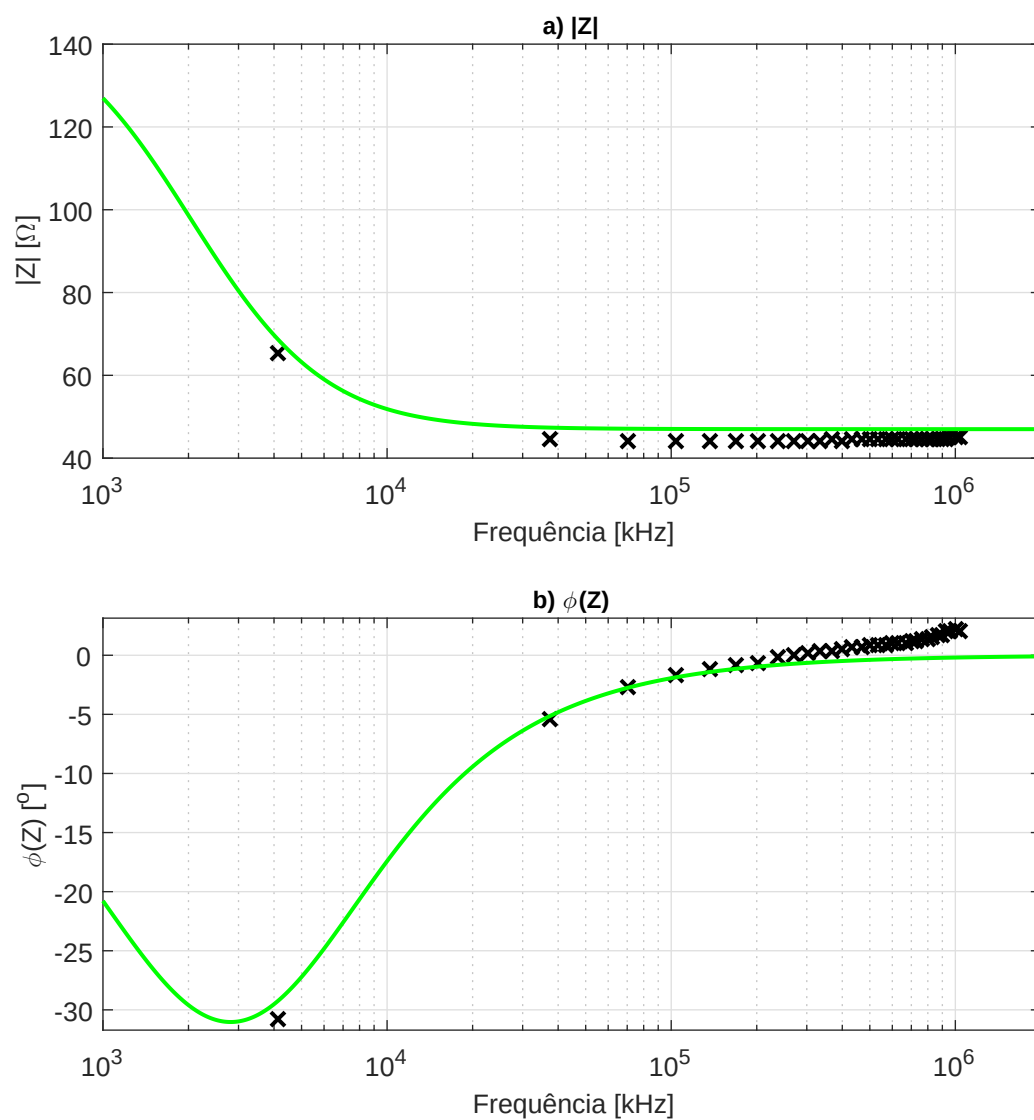
Este comportamento pode ser visto nos gráficos da figura 5.74, onde foi usada a escala logarítmica e os pontos medidos não estão interligados. Nessa figura é mostrada a média das 100 medições, em preto, e o espectro ideal do fantoma RC, simulado em PSPICE, em verde.

Este fantoma simula a impedância de uma medição *in-vivo*, onde o módulo da impedância decresce com o aumento na frequência. Nota-se que a primeira frequência medida está na zona de transição, que é importante para delimitar o fim da dispersão α e o início da dispersão β .

O comportamento do espectro do módulo da impedância, mostrado na figura 5.74, é similar ao comportamento do espectro ideal. O erro absoluto entre o espectro medido e o simulado está em acordo com os resultados obtidos na seção de erros. Ou seja, na região plana o espectro simulado apresenta impedância de $47\ \Omega$, mas a medição foi de aproximadamente $45\ \Omega$, caracterizando um erro de 4,5 %.

Já na medição de fase, a primeira harmônica apresentou um erro de -1 grau e as seguintes harmônicas ficaram sobre o traço ideal até 200 kHz. A partir dessa frequência o erro de fase aumenta progressivamente até 1 MHz, onde o valor da fase está 1 grau acima do valor de referência.

Figura 5.74 – Média de 100 medições de uma fantoma RC capturado no modo *Fast* e reconstruído em MATLAB, a) módulo e b) fase



Fonte: Produção do autor.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi desenvolvido um protótipo de espectroscopia de bioimpedância elétrica de banda larga. O uso da excitação binária (DIBS) reduz a complexidade do *hardware* quando comparada ao multiseno. O contra ponto é que a faixa de frequência que se tem controle sobre as harmônicas é delimitada pelo número de pontos da sequência e pela frequência de atualização.

Desenvolveu-se uma topologia de fonte de corrente Howland para redução da tensão de modo comum sobre a carga, onde no pior dos casos o modo comum foi de 30 mV. A razão de rejeição de modo comum mínima da fonte foi de 9 dB, chegando a quase 60 dB para uma carga de 4,7 k Ω . A variação da corrente de saída foi menor que 5% entre todas as cargas testadas.

Para aumentar a exatidão do sistema, usou-se um estágio de aquisição de corrente, assim módulo e fase da corrente são medidos. Na aquisição de tensão, foram usados *buffers* com impedância de entrada de 1000 G Ω , filtros passa-alta para eliminar a polarização dos eletrodos, um amplificador de ganho variável para garantir alta resolução e filtro passa-baixa de alta seletividade para evitar erros de *aliasing*.

Duas taxas de amostragem foram testadas para os ADCs, 4,23 e 8,46 MHz, a primeira se mostrou mais robusta. A interface criada permite fazer a aquisição de dados de duas formas, a *Evaluation* e a *Fast*. Na primeira, o microcontrolador envia todos os dados medidos ao computador, esse processo demora cerca de 2 segundos. No modo *Fast* a FFT é realizada no microcontrolador e são enviados apenas os dados necessários, neste modo são medidos em torno de 9 espectros por segundo.

O sistema final, apresentou erros de -2 a 5 %, em relação a medição de referência. As variações máximas entre duas medições da mesma carga foram de no máximo 5 % e o desvio padrão foi menor que 1 %. Utilizando eletrodos de Ag/AgCl foi possível medir a variação da bioimpedância do bíceps quando o braço é flexionado e enrijecido.

Uma das aplicações possíveis para o protótipo desenvolvido, é a Miografia de Bioimpedância Elétrica. Nos últimos 4 anos, ao menos 14 artigos foram publicados em que a bioimpedância foi usada para avaliar condições musculares ou estão relacionados a aplicação.

Os trabalhos que se destacaram na medição da bioimpedância dos músculos, utilizam dispositivos comerciais (FREEBORN; BOHANNAN, 2018; LI et al., 2017) ou montaram protótipos baseados em placas de aquisição de dados e outros instrumentos comerciais (IBRAHIM; HALL; JAFARI, 2017; CLEMENTE et al., 2014; SON et al., 2018). Os trabalhos que apresentaram os erros do sistema, obtiveram erros relativamente mais baixos. Nenhum deles utilizou excitação banda larga e apenas dois eram capazes de medir a impedância em tempo real (IBRAHIM; HALL; JAFARI, 2017; SON et al., 2018), e todos mediam em frequências abaixo

de 200 kHz. Aqueles que mediram a contração muscular chegaram a resultados convergentes com os obtidos neste trabalho, ou seja, aumento da impedância quando a musculatura é contraída.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros propõe-se: Troca do VCA810 por um amplificador de ganho programável a fim de eliminar as variações no ganho; Implementação de um estágio de controle de corrente. Substituição da comunicação UART pela USB para aumentar a velocidade entre medições; Implementação de processamento paralelo na interface gráfica e testes com diferentes tipos de eletrodos.

Também pretende-se utilizar o protótipo montado para aplicações de miografia de impedância elétrica. Assim pode-se realizar trabalhos investigando lesões como a LER (lesão por esforço repetitivo) e distensões musculares, detecção de fadiga e condições como a hipo/hipertrofia muscular.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABERG, P.; NICANDER, I.; HANSSON, J.; GELADI, P.; HOLMGREN, U.; OLLMAR, S. Skin cancer identification using multifrequency electrical impedance - A potential screening tool. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, 2004. v. 51, n. 12, p. 2097–2102, 2004. ISSN 00189294. Disponível em: <<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/15605856>>.

ABTAHI, F. **ASPECTS OF ELECTRICAL BIOIMPEDANCE SPECTRUM ESTIMATION**. Tese (Doutorado) — KTH, 2014.

ALAM, S. **Development of low Cost Portable Platform for Bioimpedance Based Diagnostics**. Tese (Doutorado) — National Institute of Technology Rourkela, 2014.

AMARAL, C. E. F. do. **Multiparameter Methods for Non-invasive Measurement of Blood Glucose**. 153 p. Tese (Doutorado) — Technische Universität München, 2008.

Analog Devices. **Analog Multipliers**. [S.l.], 2009. 1069–1072 p.

Analog Devices. **High Speed Variable Gain Amplifiers (VGAs)**. [S.l.], 2009. 1069–1072 p.

Analog Devices. **Precision Variable Gain Amplifiers (VGAs)**. [S.l.], 2009. 1069–1072 p.

Analog Devices. **AD835 datasheet**. [S.l.], 2014. 0–14 p.

ATEFI, S. R. **ELECTRICAL BIOIMPEDANCE CEREBRAL MONITORING: FROM HYPOTHESIS AND SIMULATION TO FIRST EXPERIMENTAL EVIDENCE IN STROKE PATIENTS**. 693–703 p. Tese (Doutorado) — Royal Institute of Technology KTH, 2007.

ATMEL. **Enhancing ADC resolution by oversampling**. [S.l.], 2005. 1–48 p.

ATMEL. **Understanding ADC Parameters**. [S.l.], 2016.

23 p. Disponível em: <http://www.atmel.com/images/atmel-8456-8-and-32-bit-avr-microcontrollers-avr127-understanding-adc-parameters{_}application-note.pdf>.

BARBOSA, A. R.; SANTARÉM, J. M.; Jacob Filho, W.; MEIRELLES, E. S.; MARUCCI, M. D. F. N. Comparação da gordura corporal de mulheres idosas segundo antropometria, bioimpedância e DEXA. **Archivos Latinoamericanos de Nutricion**, 2001. v. 51, n. 1, p. 49–56, 2001. ISSN 00040622.

BAYFORD, R. Bioimpedance Tomography (Electrical Impedance Tomography). **Annual Review of Biomedical Engineering**, 2006. v. 8, n. 1, p. 63–91, 2006. ISSN 1523-9829. Disponível em: <<http://www.annualreviews.org/doi/10.1146/annurev.bioeng.8.061505.095716>>.

BERA, T. K. Bioelectrical Impedance Methods for Noninvasive Health Monitoring : A review. **Journal of Medical Engineering**, 2013. v. 2014, p. 1–34, 2013. ISSN 2314-5129.

BERTEMES-FILHO, P. **Tissue Characterisation using an Impedance Spectroscopy Probe**. Tese (Doutorado) — University of Sheffield, 2002.

BOGÓNEZ-FRANCO, P.; PHAM, P.; GEHIN, C.; MASSOT, B.; DELHOMME, G.; GUILLEMAUD, R.; MCADAMS, E. Effect of electrode contact impedance mismatch on 4-electrode measurements of small body segments using commercial BIA devices. **20th IMEKO TC4 International Symposium and 18th International Workshop on ADC Modelling and Testing Research on Electric and Electronic Measurement for the Economic Upturn, Benevento, Italy. September 15-17, 2014**. p. 895–899, 2014. Disponível em: <<http://www.imeko.org/publications/tc4-2014/IMEKO-TC4-2014-426.pdf>>.

Buendía Lopez, R. **Improvements in Bioimpedance Spectroscopy Data Analysis : Artefact Correction , Cole Parameters , and Body Fluid Estimation**. 179 p. Tese (Doutorado) — KTH - Royal Institute of Technology and University of Alcalá, 2013.

CLEMENTE, F.; ROMANO, M.; BIFULCO, P.; CESARELLI, M. Study of muscular tissue in different physiological conditions using electrical impedance spectroscopy measurements. **Biocybernetics and Biomedical Engineering**, 2014. Korea Institute of Oriental Medicine, v. 34, n. 1, p. 4–9, 2014. ISSN 02085216. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.bbe.2013.10.004>>.

Dataforth Corporation. **APPLICATION NOTE - Common Mode Voltage**. [S.l.], 2000. 330–333 p.

DEGEN, T.; JÄCKEL, H. Continuous monitoring of electrode - Skin impedance mismatch during bioelectric recordings. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, 2008. v. 55, n. 6, p. 1711–1715, 2008. ISSN 00189294.

DUHAMEL, P.; VETTERLI, M. Fast fourier transforms: A tutorial review and a state of the art. **Signal Processing**, 1990. v. 19, n. 4, p. 259–299, 1990. ISSN 01651684.

El Khaled, D.; CASTELLANO, N. N.; GAZQUEZ, J. A.; García Salvador, R. M.; MANZANO-AGUGLIARO, F. Cleaner quality control system using bioimpedance methods: a review for fruits and vegetables. **Journal of Cleaner Production**, 2017. Elsevier Ltd, v. 140, p. 1749–1762, 2017. ISSN 09596526. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.jclepro.2015.10.096>>.

FREEBORN, T. J.; BOHANNAN, G. W. Changes of Fractional-Order Model Parameters in Biceps Tissue from Fatiguing Exercise. In: **2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**. IEEE, 2018. p. 1–5. ISBN 978-1-5386-4881-0. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8351812/>>.

Freescale Semiconductor. **APPLICATION NOTE - How to Increase the Analog-to-Digital Converter Accuracy in an Application**. [S.l.], 2016.

GABRIEL, C.; GABRIEL, S.; CORTHOUT, E.; PEYMAN, A.; REZAZADEH, A. A.; GABRIEL, C.; GABRIEL, S.; LAU, R. W.; GABRIEL, C.; GABRIEL, C.; GRANT, E. H.; STEEL, M. C.; SHEPPARD, R. J.; SCHEPPS, J. L.; FOSTER, K. R.; FAES, T. J. C.; MEIJ, H. A. V. D. The dielectric properties of biological tissues : III . Parametric models for the dielectric spectrum of tissues The dielectric properties of biological tissues : III . Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. **Physics in Medicine & Biology**, 1996. v. 41, n. 11, 1996.

GALANIS, C.; HARITANTIS, I. AN IMPROVED CURRENT MODE INSTRUMENTATION AMPLIFIER. In: **ICECS**. [S.l.: s.n.], 1996. p. 65–68.

GODFREY, K. R.; TAN, A. H.; BARKER, H. A.; CHONG, B. A survey of readily accessible perturbation signals for system identification in the frequency domain. **Control Engineering Practice**, 2005. v. 13, n. 11, p. 1391–1402, 2005. ISSN 09670661.

Gomez Sanchez, J. A.; FELICE, C. J. Description of corrections on electrode polarization impedance using isopotential interface factor. **Journal of Electrical Bioimpedance**, 2012. v. 3, n. 1, p. 29–35, 2012. ISSN 1891-5469. Disponível em: <<https://www.journals.uio.no/index.php/bioimpedance/article/view/298>>.

GRIMNES, S.; MARTINSEN, Ø. G. **Bioimpedance and bioelectricity basics**. Second edi. [S.l.]: Elsevier Ltd, 2008. 488 p. ISBN 9780080568805.

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**, 2000. v. 47, n. 1, p. 49–58, 2000. ISSN 00189294.

IBRAHIM, B.; HALL, D. A.; JAFARI, R. Bio-impedance spectroscopy (BIS) measurement system for wearable devices. **2017 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)**, 2017. p. 1–4, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8325138/>>.

INTERSIL. **Instrumentation Amplifier Application Note**. [S.l.], 2009. 1–35 p.

KHALIL, S.; MOHKOTAR, M.; IBRAHIM, F. The Theory and Fundamentals of Bioimpedance Analysis in Clinical Status Monitoring and Diagnosis of Diseases. **Sensors**, 2014. v. 14, n. 6, p. 10895–10928, jun 2014. ISSN 1424-8220. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1424-8220/14/6/10895/>>.

KHALIL, S. F.; MOHKOTAR, M. S.; IBRAHIM, F. The theory and fundamentals of bioimpedance analysis in clinical status monitoring and diagnosis of diseases. **Sensors (Switzerland)**, 2014. v. 14, n. 6, p. 10895–10928, 2014. ISSN 14248220.

KUSCHE, R.; KAUFMANN, S.; RYSCHKA, M. Design , Development and Comparison of two Different Measurement Devices for Time-Resolved Determination of Phase Shifts of Bioimpedances. In: **Proceedings of the third Student Conference on Medical Engineering Science**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 115–119.

LAND, R.; CAHILL, B. P.; PARVE, T.; ANNUS, P.; MIN, M. Improvements in design of spectra of multisine and binary excitation signals for multi-frequency bioimpedance measurement. **Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS**, 2011. p. 4038–4041, 2011. ISSN 1557170X.

LAPATKI, B. G.; DIJK, J. P. van; JONAS, I. E.; ZWARTS, M. J.; STEGEMAN, D. F. A thin, flexible multielectrode grid for high-density surface EMG. **Journal of Applied Physiology**, 2004. 2004. ISSN 8750-7587.

LI, X.; LI, L.; SHIN, H.; LI, S.; ZHOU, P. Electrical impedance myography for evaluating paretic muscle changes after stroke. **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, 2017. v. 25, n. 11, p. 2113–2121, 2017. ISSN 15344320.

LIU, J.; QIAO, X.; WANG, M.; ZHANG, W.; LI, G.; LIN, L. The differential Howland current source with high signal to noise ratio for bioimpedance measurement system. **Review of Scientific Instruments**, 2014. v. 85, n. 5, p. 055111, may 2014. ISSN 0034-6748. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1063/1.4878255><http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.4878255>>.

LOKERE, K.; HUTCHISON, T.; ZIMMER, G. **Precision matched resistors automatically improve differential amplifiers CMRR**. [S.l.], 2012. 1–20 p.

MACÍAS, R. **Towards Wearable Spectroscopy Bioimpedance Applications**. Tese (Doutorado) — University of Borås School, 2009.

MARTENS, O.; LAND, R.; MIN, M.; ANNUS, P.; RIST, M.; REIDLA, M. Improved impedance analyzer with binary excitation signals. In: **WISP 2015 - IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing, Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2015. ISBN 9781479972524.

MAUNDY, B. J.; ELWAKIL, A. S.; ALLAGUI, A. Extracting the parameters of the single-dispersion Cole bioimpedance model using a magnitude-only method. **Computers and Electronics in Agriculture**, 2015. Elsevier B.V., v. 119, p. 153–157, 2015. ISSN 01681699.

MIN, M.; OJARAND, J.; MARTENS, O.; PAAVLE, T.; LAND, R.; ANNUS, P.; RIST, M.; REIDLA, M.; PARVE, T. Binary signals in impedance spectroscopy. In: **Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 134–137. ISBN 9781424441198. ISSN 1557170X.

MIN, M.; PAAVLE, T. Improved extraction of information in bioimpedance measurements. In: **XV Int. Conf. on Electrical Bio-Impedance & XIV Conf. on Electrical Impedance Tomography**. [s.n.], 2013. ISBN 1361-6579 (Electronic)\r0967-3334 (Linking). ISSN 1361-6579. Disponível em: <<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/24844381>>.

MIN, M.; PAAVLE, T.; ANNUS, P.; LAND, R. Rectangular wave excitation in wideband bioimpedance spectroscopy. In: **2009 IEEE International Workshop on Medical Measurements and Applications, MeMeA 2009**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 268–271. ISBN 9781424435999.

MOHAMADOU, Y.; OH, T. I.; WI, H.; SOHAL, H.; FAROOQ, A.; WOO, E. J.; MCEWAN, A. L. Performance evaluation of wideband bio-impedance spectroscopy using constant voltage source and constant current source. **Measurement Science and Technology**, 2012. v. 23, n. 10, p. 105703, 2012. ISSN 0957-0233.

MOREIRA, D. M. B. **Estudo do stream cipher de Turing**. 199 p. Tese (Doutorado) — INSTITUTO TECNOLÓGICO DE AERONÁUTICA, 2006.

Myoung H Choi; ISAACSON, D.; SAULNIER, G.; NEWELL, J. An iterative approach for applying multiple currents to a body using voltage sources in electrical impedance tomography. In: **Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (IEEE Cat. No.03CH37439)**. IEEE, 2003. p. 3114–3117. ISBN 0-7803-7789-3. ISSN 05891019. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1280801><http://ieeexplore.ieee.org/document/1280801/>>.

O'GRADY, G.; PASKARANANDAVADIVEL, N.; ANGELI, T. R.; DU, P.; WINDSOR, J. A.; CHENG, L. K.; PULLAN, A. J. A comparison of gold versus silver electrode contacts for high-resolution gastric electrical mapping using flexible printed circuit board arrays. **Physiological Measurement**, 2011. v. 32, n. 3, 2011. ISSN 09673334.

OJARAND, J.; ANNUS, P.; MIN, M.; GOREV, M.; ELLERVEE, P. Optimization of multisine excitation for a bioimpedance measurement device. In: **Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 829–832. ISBN 9781467363853. ISSN 10915281.

OJARAND, J.; LAND, R.; MIN, M. Comparison of spectrally sparse excitation signals for fast bioimpedance spectroscopy: In the context of cytometry. **MeMeA 2012 - 2012 IEEE Symposium on Medical Measurements and Applications, Proceedings**, 2012. p. 214–218, 2012.

OJARAND, J.; MIN, M. Efficient excitation signals for the fast impedance spectroscopy. **Elektronika ir Elektrotechnika**, 2014. v. 20, n. 5, p. 144–149, 2014. ISSN 13921215.

OJARAND, J.; MIN, M.; ANNUS, P. Crest factor optimization of the multisine waveform for bioimpedance spectroscopy. **Physiological measurement**, 2014. v. 35, n. 6, p. 1019–33, 2014. ISSN 1361-6579. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0967-3334/35/i=6/a=1019>>.

OJARAND, J.; RIST, M.; MIN, M. Comparison of excitation signals and methods for a wideband bioimpedance measurement. **Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**, 2016. v. 2016-July, 2016. ISSN 10915281.

Padilha Leizke, J. **Desenvolvimento de um sistema de monitoração de fluidos baseado em espectroscopia de impedância**. Tese (Doutorado) — ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA INDUSTRIAL, 2014.

PALKO, T.; BIALOKOZ, F.; WEGLARZ, J. MULTIFREQUENCY DEVICE FOR MEASUREMENT OF THV COMPLEX ELECTRICAL BIO-IMPEDANCE - DESIGN AND APPLICATION. In: **RC IEEE-EMBS & 14th BMESI**. [S.l.: s.n.], 1995. p. 45–46.

PALLAS-ARENY, R.; WEBSTER, J. AC instrumentation amplifier for bioimpedance measurements. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, 1993. v. 40, n. 8, p. 830–833, 1993. ISSN 00189294. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/238470/>>.

PEARSON, C. **High-Speed, Analog-to-Digital Converter Basics**. [S.l.], 2011. 1–26 p.

PEREIRA, R. M. **DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE ESPECTROSCOPIA DE IMPEDÂNCIA ELÉTRICA MULTICANAL**. Tese (Doutorado) — UDESC, 2009.

PEREZ-GARCIA, P.; MALDONADO, A.; YUFERA, A.; HUERTAS, G.; RUEDA, A.; HUERTAS, J. L. Towards Bio-Impedance Based Labs: A Review. **2015 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, DCIS 2015**, 2016. p. 0–5, 2016.

PRICE, D. T. Optimization of Bio-Impedance Sensor for Enhanced Detection and Characterization of Adherent Cells. 2012. n. January, 2012.

PROAKIS, J.; MANOLAKIS, D. **Digital Signal Processing**. [s.n.], 2000. 1004 p. ISSN 10512004. ISBN 9780471464822. Disponível em: <<http://www.pearsonhighered.com/educator/product/Digital-Signal-Processing/9780131873742.page>>.

PRUTCHI, D.; NORRIS, M. **Design and Development of Medical Electronic Instrumentation: A Practical Perspective of the Design, Construction, and Test of Medical Devices**. [S.l.: s.n.], 2005. 1–461 p. ISSN 0739-5175. ISBN 9780471681847.

QURESHI, T.; CHATWIN, C.; WANG, W. Bio-impedance Excitation System: A Comparison of Voltage Source and Current Source Designs. **APCBEE Procedia**, 2013. v. 7, p. 42–47, 2013. ISSN 22126708. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2212670813001127>>.

RAY, P. **A Novel Non-Invasive Technique for Blood Glucose Monitoring using Electrical Bioimpedance Analysis (Feasibility Study and Hardware Design)**. Tese (Doutorado) — Jadavpur University, 2014.

RISKIN, J. R. **A User's Guide to IC Instrumentation Amplifiers**. [S.l.], 1993.

SANCHEZ, B.; LOUARROUDI, E.; BRAGOS, R.; PINTELON, R. Harmonic impedance spectra identification from time-varying bioimpedance: theory and validation. **Physiological Measurement**, 2013. v. 34, n. 10, p. 1217–1238, 2013. ISSN 1361-6579. Disponível em: <<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/24021716>>.

SANCHEZ, B.; VANDERSTEEN, G.; BRAGOS, R.; SCHOUKENS, J. Basics of broadband impedance spectroscopy measurements using periodic excitations. **Measurement Science and Technology**, 2012. v. 23, n. 10, p. 105501, 2012. ISSN 0957-0233.

SANSEN, W.; GEERAERTS, B.; Van Petegem, W.; DEHAENE, W.; STEYAERT, M. Voltage versus current driven high frequency EIT systems. In: **Proceedings of the 1992 International Biomedical Engineering Days**. IEEE, 1992. v. 5, p. 102–106. ISBN 0-7803-0743-7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/247078/http://ieeexplore.ieee.org/document/5761999/>>.

SCHWAN, H. Electrical properties of tissues and cell suspensions: mechanisms\and models. **Proceedings of 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society**, 1994. p. 70–71, 1994. ISSN 0065-2245.

SON, C.; KIM, S.; KIM, S. jong; CHOI, J.; KIM, D. E. Detection of muscle activation through multi-electrode sensing using electrical stimulation. **Sensors and Actuators, A: Physical**, 2018. Elsevier B.V., v. 275, p. 19–28, 2018. ISSN 09244247. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.sna.2018.03.030>>.

SRINIVASARAGHAVAN, V. Bioimpedance spectroscopy of breast cancer cells : A microsystems approach. 2015. 2015.

STEENDIJK, P.; MUR, G.; Van Der Velde, E. T.; BAAN, J. The Four-Electrode Resistivity Technique in Anisotropic Media: Theoretical Analysis and Application on Myocardial Tissue in Vivo. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, 1993. v. 40, n. 11, p. 1138–1148, 1993. ISSN 15582531.

STM. **How to get the best ADC accuracy in STM32 microcontrollers Introduction**. [S.l.], 2017. 1–28 p.

TABUENCA, J. G. **MULTICHANNEL BIOIMPEDANCE MEASUREMENT**. Tese (Doutorado) — UNIVERSITAT POLITECNICA DE CATALUNYA, 2009.

TSUNAMI, D.; MCNAMES, J.; COLBERT, A.; PEARSON, S.; HAMMERSCHLAG, R. Variable Frequency Bioimpedance Instrumentation. In: **26th Annual International Conference of the IEEE EMBS**. [S.l.: s.n.], 2004. p. 2386–2389. ISBN 0780384393.

VIBHUTE, P.; PROJECT. **Current Measurement Using Transimpedance**. [S.l.], 2010. 1–8 p.

XIE, X.; KOLTHOFF, N.; BÄRENHOLT, O.; NIELSEN, S. P. Validation of a leg-to-leg bioimpedance analysis system in assessing body composition in postmenopausal women. **International journal of obesity and related metabolic disorders : journal of the International Association for the Study of Obesity**, 1999. v. 23, n. 10, p. 1079–84, 1999. ISSN 0307-0565. Disponível em: <<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/10557029>>.

YANG, Y.; ZHANG, W.; DU, F.; TANG, X.; WEN, H.; TENG, Z. Broadband bioimpedance spectroscopy based on a multifrequency mixed excitation and nuttall windowed FFT algorithm. **Mathematical Problems in Engineering**, 2014. v. 2014, 2014. ISSN 15635147.

ZAGAR, T.; KRIZAJ, D. An instrumentation amplifier as a front-end for a four-electrode bioimpedance measurement. **Physiological Measurement**, 2007. v. 28, n. 8, p. N57–N65, aug 2007. ISSN 0967-3334. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0967-3334/28/i=8/a=N03?key=crossref.ec0a110e7eeb2f0951930c05a5bf03b8>>.

ZHEN, Y. **Current Sensing Circuit Concepts and Fundamentals**. [S.l.], 2010. 1–12 p.

ZOU, Y.; GUO, Z. A review of electrical impedance techniques for breast cancer detection. **Medical Engineering and Physics**, 2003. v. 25, n. 2, p. 79–90, 2003. ISSN 13504533.