



## DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE PARA ANÁLISE DE BIOIMPEDÂNCIA EM BANDA LARGA

Anderson Francisco da Costa Souza

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Biomédica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Biomédica.

Orientador(es): Alexandre Visintainer Pino  
Marcio Nogueira de Souza

Rio de Janeiro  
Junho de 2017

DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE PARA ANÁLISE DE BIOIMPEDÂNCIA  
EM BANDA LARGA

Anderson Francisco da Costa Souza

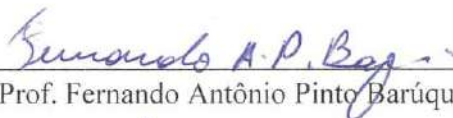
TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ  
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA BIOMÉDICA.

Examinada por:



---

Prof. Alexandre Visintainer Pino, D. Sc.



---

Prof. Fernando Antônio Pinto Barúqui, D. Sc.



---

Prof. Carlos Julio Tierra Criollo, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

JUNHO DE 2017

Souza, Anderson Francisco da Costa

Desenvolvimento de hardware para análise de bioimpedância em banda larga/ Anderson Francisco da Costa Souza. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.

XII, 136 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Alexandre Visintainer Pino

Marcio Nogueira de Souza

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Engenharia Biomédica, 2017.

Referências Bibliográficas: p. 131-136.

1. Bioimpedância. 2. Hardware. 3. Engenharia Biomédica. I. Pino, Alexandre Visintainer *et al.*. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Biomédica. III. Título.

## **Agradecimentos**

Agradeço primeiramente a minha família, meu pai José Francisco, minha mãe Maria Lúcia e meu irmão André Francisco, pelo apoio e paciência no decorrer da faculdade e do mestrado. Sem o esforço, o incentivo e o exemplo de vocês nenhuma destas conquistas teria sido possível.

A minha namorada Dayanne Wendy, que nestes cinco anos de companheirismo sempre me deu a força, o carinho e a atenção para resistir nos momentos mais difíceis.

Este trabalho pôs fim (ao menos por enquanto) em uma trajetória de 7 anos como membro do Laboratório de Instrumentação Biomédica (LIB), ao qual fui acolhido em 2010 como aluno de iniciação científica. Posso dizer sem dúvidas que esta foi uma das melhores escolhas que poderia ter feito, pois neste local que poderia chamar de minha segunda casa, foi onde obtive os maiores ganhos que a faculdade poderia me dar.

Agradeço aos amigos de laboratório (professores ou alunos), pois aprendi que mesmo trabalhando até tarde, desesperado com prazos para entregar artigos, textos e mais textos; sempre é possível contar com a amizade dos colegas, seja para um momento de descontração, ou para encorajar e incentivar.

Agradeço em especial pelos ensinamentos dados pelos professores e amigos Marcio Nogueira e Alexandre Pino, que compartilharam seu tempo e conhecimento e contribuíram muito para o meu crescimento profissional.

Agradeço ao CNPq e a FAPERJ pelo incentivo à pesquisa.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

## DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE PARA ANÁLISE DE BIOIMPEDÂNCIA EM BANDA LARGA

Anderson Francisco da Costa Souza

Junho/2017

Orientadores: Alexandre Visintainer Pino

Marcio Nogueira de Souza

Programa: Engenharia Biomédica

A espectroscopia de bioimpedância é uma técnica que permite a investigação do tecido biológico a partir de suas propriedades elétricas, cujas aplicações incluem composição corporal, investigações em células de câncer, tomografia por bioimpedância e outros.

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de um analisador de bioimpedância para frequências entre 1 kHz e 1 MHz e faixa de impedâncias entre 50  $\Omega$  e 1 k $\Omega$ . O sistema realiza aquisição com uma topologia tetrapolar, a qual será utilizada uma excitação de corrente com *chirp* ternária. Para controle do dispositivo e visualização dos resultados foi desenvolvido também um software em plataforma LabVIEW. Como resultado, o projeto necessita de um tempo total de 2,47 s para realizar a medição de bioimpedância, onde apenas 10 ms são utilizados para excitação do tecido, a resolução obtida foi de 2,44  $\Omega$  para o módulo e 0,29° para a fase, com erros de exatidão da ordem de 30  $\Omega$  (módulo) e de 6° (fase).

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

## HARDWARE DEVELOPMENT FOR BROADBAND BIOIMPEDANCE ANALYSIS

Anderson Francisco da Costa Souza

June/2017

Advisors: Alexandre Visintainer Pino

Marcio Nogueira de Souza

Department: Biomedical Engineering

The bioimpedance spectroscopy is a technique that allows the biological tissue research from its electrical properties. The applications include body composition, research in cancer cells, bioimpedance tomography and others.

This paper realizes the development of a bioimpedance analyzer for frequencies between 1 kHz and 1 MHz and impedance range between 50 and 1 k $\Omega$ . The system perform the acquisition with a tetrapolar topology, which a current excitation used was ternary chirp signal. For device control and visualization of the results, a software was also developed in LabVIEW platform. As a result, the project requires a total time of 2.47 s to perform the bioimpedance measurement, however only 10 ms are used for tissue excitation, the resolution obtained was 2.44  $\Omega$  for the module and 0.29 $^\circ$  for the phase, with errors of accuracy around 30  $\Omega$  (module) and 6  $^\circ$  (phase).

# Sumário

Agradecimentos .....	iv
Sumário.....	vii
Lista de abreviaturas e siglas .....	xi
1 Introdução.....	1
1.1 Objetivos gerais .....	3
1.2 Objetivos específicos.....	3
2 Fundamentação Teórica.....	4
2.1 Bioimpedância .....	4
2.1.1 Impedância .....	4
2.1.2 Fundamentos sobre o tecido biológico .....	7
2.1.3 Interpretação da bioimpedância.....	9
2.2 Medição de bioimpedância.....	11
2.2.1 Topologia de Hardware .....	15
2.2.1.1 Excitação por fontes de corrente .....	16
2.2.1.2 Utilização de cabos na medição de bioimpedância .....	20
2.2.2 Avaliação de medidas de impedância.....	21
2.2.3 Tipos de excitações.....	22
2.2.3.1 Multissenos.....	23
2.2.3.2 <i>Maximum-length Binary Sequence</i> .....	26
2.2.3.3 Chirp .....	30
2.2.3.4 Chirps retangulares (pseudochirps) .....	33
2.3 Equipamentos comerciais .....	38
2.4 Posicionamento sobre a abordagem a ser utilizada .....	43
3 Materiais e Métodos .....	44
3.1 Topologia de <i>hardware</i> .....	44

3.1.1	Microcontrolador .....	46
3.1.2	Modulador da chirp ternária .....	47
3.1.2.1	Periféricos do microcontrolador para modulação da <i>chirp</i> ternária .....	48
3.1.2.2	Processo de modulação.....	49
3.1.2.3	Algoritmo de modulação da <i>chirp</i> ternária.....	51
3.1.2.4	<i>Hardware</i> analógico .....	52
3.1.3	Fonte de corrente controlada por tensão (VCCS).....	53
3.1.4	Condicionadores de sinais de corrente e tensão .....	55
3.1.4.1	Condicionador I .....	55
3.1.4.2	Condicionador V .....	56
3.1.5	Sistema de aquisição.....	57
3.1.5.1	Filtro <i>anti-aliasing</i> .....	57
3.1.5.2	Circuito de ajuste de nível .....	59
3.1.5.3	<i>Firmware</i> .....	60
3.2	Arquitetura de <i>software</i> .....	62
3.2.1	Processamento de sinais .....	62
3.2.2	Interface com o usuário .....	64
3.3	Protótipo montado .....	68
3.4	Metodologia de avaliação .....	73
3.4.1	Análise de módulos .....	73
3.4.1.1	Filtros <i>anti-aliasing</i> .....	74
3.4.1.2	<i>Crosstalk</i> no sistema de aquisição .....	75
3.4.1.3	Modulação da <i>chirp</i> ternária.....	78
3.4.1.4	VCCS e Condicionador I.....	80
3.4.1.5	Condicionador V .....	82
3.4.1.6	Atraso de grupo .....	84



3.4.1.7 Tempo necessário para obter um espectro da bioimpedância .....	85
3.4.2 Análise de exatidão e resolução .....	86
3.4.2.1 Comparação com aparelho comercial na medida de impedância.....	86
3.4.2.2 Avaliação da resolução.....	88
3.4.3 Comparação com analisador de bioimpedância .....	90
3.4.3.1 Comparação medidas de bioimpedância <i>in vivo</i> .....	90
4 Resultados.....	91
4.1 Análise de módulos .....	91
4.1.1 Filtros Anti-aliasing.....	91
4.1.2 Crosstalk no sistema de aquisição .....	93
4.1.3 Modulação da chirp ternária.....	94
4.1.4 VCCS e Condicionador I.....	102
4.1.5 Condicionador V .....	106
4.1.6 Atraso de grupo .....	108
4.1.7 Tempo necessário para obter 1 espectro de bioimpedância .....	109
4.2 Análise de exatidão e resolução.....	110
4.2.1 Comparação com analisador de impedância comercial.....	110
4.2.2 Avaliação da resolução.....	114
4.3 Comparação com analisador de bioimpedância <i>in vivo</i> .....	117
5 Discussão.....	121
5.1 Análise dos circuitos.....	121
5.1.1 Filtros anti-aliasing.....	121
5.1.2 Crosstalk.....	122
5.1.3 Modulador da chirp ternária .....	122
5.1.4 VCCS.....	123
5.1.5 Condicionador V .....	124

5.1.6 Atraso de grupo .....	125
5.1.7 Tempo necessário para obter 1 espectro.....	126
5.2 Análise de exatidão e resolução.....	127
5.3 Comparação com aparelho comercial in vivo .....	129
6 Conclusão .....	130
7 Referências bibliográficas .....	131

## Lista de abreviaturas e siglas

AC – *Alternating Current*

ADC – *Analog to Digital Converter*

ARM – *Advanced RISC Machine*

CF – *Crest Factor*

DAC – *Digital to Analog Converter*

DC – *Direct Current*

DDS – *Direct Digital Synthesizer*

DFT – *Discrete Fourier Transform*

DFT<sup>-1</sup> – *Inverse Discrete Fourier Transform*

DMA – *Direct Memory Access*

FIFO – *First In First Out*

FPGA – *Field Programmable Gate Array*

FWHM – *Full Width at Half Maximum*

GBW – *Gain-bandwidth Product*

I<sub>2</sub>C – *Inter-Integrated Circuit*

LabVIEW – *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*

LIB – *Laboratório de Instrumentação Biomédica*

*M-sequence* – *Maximum-period sequence*

MLBS – *Maximum-length Binary Sequence*

MSPS – *Million Sample Per Second*

NRZ – *Non-return-to-zero*

PCI – *Placa de Circuito Impresso*

RAM – *Random Access Memory*

RMS – *Root Mean Square*

RMS<sub>e</sub> – *Root Mean Square efetivo*

RZ – *Return-to-zero*

SCT – *State Configurable Timer*

SPI – *Serial Peripheral Interface*

$\mu$ C – *Microcontroller*

USB – *Universal Serial Bus*

VCCS – *Voltage Controlled Current Source*

VCO – *Voltage Controller Oscillator*

XOR – *Exclusive Or*

# 1 Introdução

O conceito de bioimpedância elétrica trata de uma propriedade passiva dos materiais biológicos em se oporem a passagem de corrente elétrica. Com a bioimpedância se busca determinar correspondências entre as medidas bioelétricas e variáveis fisiológicas (MARTINSEN; GRIMNES, 2008) de interesse. As aplicações da técnica incluem pesquisas para prática clínica utilizando tomografia de bioimpedância, técnica não-invasiva para imageamento e busca de patologias (BODENSTEIN et al., 2009); detecção precoce de câncer de mama em mulheres jovens (STOJADINOVIC et al., 2005); e outros.

A abordagem utilizada para obter a bioimpedância consiste em realizar uma estimulação elétrica conhecida, podendo esta ser de tensão ou corrente, sobre o tecido biológico e observar a resposta obtida. A bioimpedância pode então ser calculada, dentre outras maneiras, pela divisão dos espectros de frequências da tensão e da corrente.

Como os tecidos biológicos são formados principalmente por células, o comportamento elétrico é majoritariamente dependente destas. A estrutura de uma célula é formada basicamente por uma membrana e um núcleo, onde os meios extra e intracelular são aquosos com presença de íons. Eletricamente, esta estrutura possibilita a condução de corrente iônica nos meios extra e intracelular e a membrana comporta-se como um isolante elétrico. Com isto, é possível aproximar as propriedades elétricas de uma célula por associações de resistores (meios extra e intracelular) e capacitores (membrana).

Ao medir a bioimpedância, os valores obtidos variam em função da frequência de estimulação, o que ocorre em parte devido ao efeito capacitivo presente nas membranas. Estas variações são conhecidas na literatura como zonas de dispersão ( $\alpha$  e  $\beta$  para a faixa de frequência deste trabalho), nas quais a permissividade dos tecidos à corrente elétrica decresce nas frequências em torno de 100 Hz e 10 MHz. Deste modo, o efeito isolante das membranas diminui com o aumento da frequência, o que possibilita a passagem da corrente de estimulação também pelo meio intracelular (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).

A avaliação de um tecido biológico busca, em termos de bioimpedância, encontrar correspondências entre mudanças fisiológicas e o comportamento elétrico. Isso pode ser realizado com excitações de baixa frequência quando o interesse é o meio extracelular ou em altas frequências para obter informações também a respeito do citoplasma e núcleo das células (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).

Atualmente, aparelhos comerciais utilizados para medição de impedância implementam, em sua maioria, técnicas de medição em uma única frequência por vez, de modo que, para conseguir informações sobre uma banda maior de frequências, realizam excitações em uma sequência de frequências discretas (varredura de senóides), tipicamente com incremento linear ou logarítmico. Esta técnica apresenta a melhor relação sinal ruído, no entanto o tempo necessário para obter informações de uma faixa grande do espectro de frequências aumenta, o que pode inviabilizar a análise em processos variantes no tempo (SANCHEZ et al., 2012), como acompanhar o desenvolvimento de biomassa, que necessita de um monitoramento contínuo (RADKE; ALOCILJA, 2005).

Uma solução para este problema é a utilização de excitações com formas de onda específicas, cujas componentes espectrais existam na banda de frequências que se deseja obter informações. Estas são utilizadas para que se possa reduzir o período de observação necessário ao custo de uma diminuição da relação sinal ruído do sinal em relação à excitação senoidal.

Atualmente o Laboratório de Instrumentação de Biomédica (LIB), utiliza um método para espectroscopia de impedância baseado em varredura de senóides e um método próprio baseado na aplicação de um degrau de tensão (NEVES; SOUZA, 2000), como mencionado anteriormente, a varredura de senóides mostra-se um processo lento, já a aplicação de um degrau apesar de possuir harmônicos que permitem a análise em uma banda de frequências maior, é um método limitado para altas frequências, pois as componentes espectrais decaem com o aumento da frequência.

Desta forma, este projeto busca desenvolver um analisador de bioimpedância que utilize o método de excitação com um sinal banda larga que possibilite a realização de análises em altas frequências, reduzindo o tempo necessário para realizar tais medidas, em comparação ao método por varredura de senóides.

## 1.1 Objetivos gerais

Desenvolver um analisador de bioimpedância que seja capaz de viabilizar a aquisição de informações a respeito do interior da célula, o que ocorre para a faixa de frequências entre 1 kHz e 1 MHz, em um intervalo inferior a um segundo.

## 1.2 Objetivos específicos

A realização de tal projeto acarreta na necessidade de execução dos seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver um sistema capaz de gerar a *chirp* ternária;
- Desenvolvimento de fonte de corrente controlada por tensão para excitação de impedâncias até 1 k $\Omega$ , com uma corrente de até 500  $\mu$ A na faixa de frequências entre 1 kHz e 1 MHz;
- Preparação de um sistema de aquisição microcontrolado para realizar digitalização das formas de onda de corrente de excitação e tensão com componentes de frequência idealmente até 1 MHz;
- Realizar a avaliação dos módulos do projeto individualmente e do sistema completo;
- Elaboração de um software que permita comunicação com o dispositivo para controle e obtenção dos dados.

## 2 Fundamentação Teórica

Este capítulo visa apresentar os conhecimentos básicos necessários para compreensão desta dissertação. Deste modo, tem início apresentando conceitos básicos de bioimpedância, em seguida explica como é realizada sua medição e caracterização. Após isto exibe um conjunto de equipamentos comerciais.

### 2.1 Bioimpedância

Como mencionado no capítulo 1, a análise de bioimpedância é uma técnica utilizada para caracterização de materiais biológicos a partir de suas propriedades elétricas, o que propicia investigação de patologias.

#### 2.1.1 Impedância

Ao aplicar uma tensão sobre dois pontos de um material, campos elétricos e magnéticos são criados, o que acarreta num deslocamento de cargas elétricas. A quantidade de cargas deslocadas em um intervalo de tempo (corrente elétrica) depende de características deste material, como resistividade ( $\rho$ ), seu comprimento ( $l$ ) e sua área de secção ( $A$ ). Deste modo, a relação entre estas características (equação 1) define a resistência elétrica ( $R$ ).

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (1)$$

Outro conceito importante é o de capacitância, definida pela capacidade de um dielétrico (material isolante submetido a um campo elétrico exterior) em armazenar energia na forma de campo elétrico. Considerando-se placas paralelas é possível definir matematicamente a capacitância pela equação 2, sendo diretamente proporcional a área ( $A$ ) destas placas, a permissividade no vácuo ( $\epsilon_0$ ), a permissividade relativa do meio em relação ao vácuo ( $\epsilon_r$ ) e inversamente proporcional a distância ( $d$ ) entre elas.

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (2)$$

Quando aplicada uma tensão sobre o resistor, o valor da corrente resultante dependerá da amplitude da tensão e da resistência. O capacitor, no entanto, possui um comportamento além do apresentado pelo resistor, pois a corrente resultante não



depende apenas do valor da capacitância e da amplitude de tensão, mas torna-se também dependente da variação da tensão no tempo (equação 3). Deste modo, é possível concluir que para uma tensão com amplitude fixada, a corrente será nula para uma tensão que tenha apenas corrente contínua (DC), e aumentará proporcionalmente a variação dessa tensão, ou seja, aumento de frequência.

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

A impedância ( $Z$ ) estende o conceito de resistência elétrica, válida somente para circuitos DC, e passa a incluir efeitos como o da capacitância, possibilitando a análise de circuitos com corrente alternada (AC). Sua formulação é dada pela lei de Ohm (equação 4), cuja unidade é  $\Omega$ . Analogamente, esta relação entre corrente ( $i$ ) e tensão ( $v$ ) também pode ser tratada como admitância ( $Y$ ), o recíproco de impedância, ou imitância, termo genérico que combina impedância e admitância (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).

$$Z = \frac{v}{i} \quad (4)$$

O termo impedância foi introduzido por Oliver Heaviside, em 1886 (MARTINSEN; GRIMNES, 2008), que adaptou conceitos de números complexos na análise de circuitos elétricos, possibilitando assim a interpretação de impedância elétrica através de dois elementos, a resistência e a reatância ( $X$ ), descritos pela equação 5 (onde  $j = \sqrt{-1}$ ). A resistência é o elemento real e possui característica passiva, pois não se altera com a frequência; já a reatância representa o elemento complexo e depende da frequência (LATHI, 2005).

$$Z = R + jX \quad (5)$$

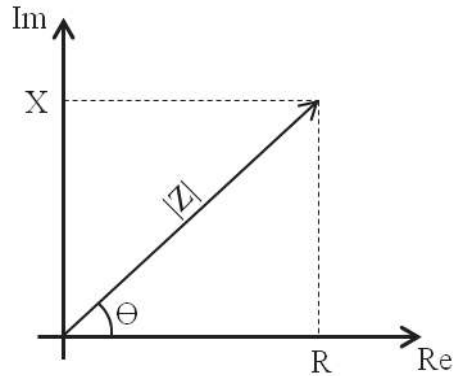
A impedância pode ser representada por números complexos em sua forma retangular, conforme equação 5, porém também é possível representá-la em forma de coordenadas polares (equação 6), ao qual é descrita por um módulo ( $|Z|$ ) e uma fase ( $\theta$ ), que se relacionam com a forma retangular pelas equações 7 e 8.

$$Z = |Z|e^{j\theta} \quad (6)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X}{R} \quad (8)$$

Graficamente é possível interpretar a impedância no plano complexo através de um vetor (Figura 1), onde se observa a contribuição das formas retangular ( $R$  e  $X$ ) e polar ( $|Z|$  e  $\theta$ ).



*Figura 1: Forma gráfica para representação de impedância através de um vetor. Na vertical está o eixo Imaginário (Im) e na horizontal o eixo real (Re);  $X$ ,  $R$ ,  $|Z|$  e  $\theta$  são, respectivamente, parte reativa da impedância, parte real, o módulo da impedância e a fase.*

A admitância, como mencionado anteriormente, é o recíproco da impedância (equação 9), cuja unidade é Siemens ( $S = \Omega^{-1}$ ). Em sua forma retangular (equação 10) é constituída de uma parte real, chamada condutância ( $G$ ) e uma parte imaginária chamada susceptância ( $B$ ).

$$Y = \frac{1}{Z} \quad (9)$$

$$Y = G + jB \quad (10)$$

Impedância e admitância são formas diferentes de representação, no entanto, ambas possuem a mesma informação a respeito do material investigado. Tal informação é válida para cada frequência particular analisada, pois o comportamento da impedância e admitância variam de acordo com a mudança de frequência, passando a ser definidas em função da frequência,  $Z(\omega)$  e  $Y(\omega)$ . Onde  $\omega$  é a frequência angular, dada pela equação 11.

$$\omega = 2\pi f \quad (11)$$

As características de impedância explicadas possuem análogos com o tecido biológico, que será mais detalhado a seguir, sendo necessários para o entendimento dos conceitos de bioimpedância.

### **2.1.2 Fundamentos sobre o tecido biológico**

Organismos humanos são multicelulares e apresentam em torno de  $10^{14}$  células, com tamanho típico de  $10\ \mu\text{m}$  (HALGAMUGE; ABEYRATHNE, 2010). As células possuem uma membrana que as envolve e controla o conteúdo dos meios extra e intracelular em seu entorno. Tais meios são formados por íons livres, como  $\text{K}^+$ ,  $\text{Na}^+$ ,  $\text{Cl}^-$  e  $\text{Ca}^{2+}$ , que se movem pela membrana criando gradientes de concentração, utilizados para controlar a ocorrência de eventos e transmissão de informações (BEAR, 2008).

A estrutura deste sistema favorece um abundante deslocamento de cargas elétricas (através de íons) e a interação de campos elétricos (devido ao isolamento causado pelas membranas das células). Deste modo o tecido biológico apresenta propriedades elétricas como condutividade ( $\sigma$ ), devido aos eletrólitos condutores, e permissividade a campos elétricos, através de dielétricos. O termo condutividade é o recíproco de resistividade (equação 12), e representa a facilidade com a qual o material é capaz de conduzir a corrente elétrica.

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (12)$$

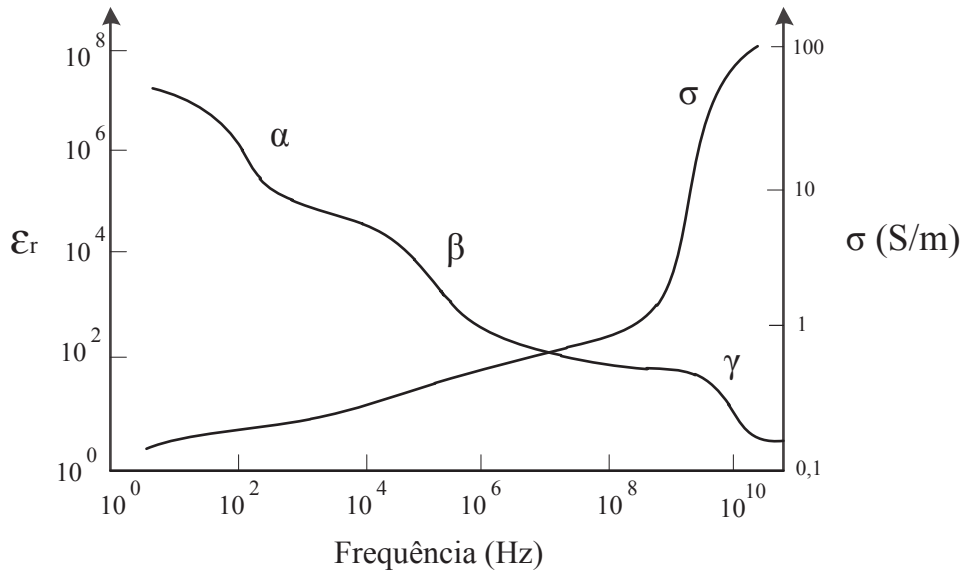
Diferentes tecidos biológicos apresentarão comportamento particular em relação a bioimpedância, pois possuem características como condutividade e permissividades diferentes (GABRIEL et al., 2009). A Tabela 1 mostra esta diferença de forma numérica, apresentando valores médios de condutividade em alguns tecidos de porco, calculados a partir de medidas em frequências entre 40 Hz e 70 Hz (GABRIEL et al., 2009).

*Tabela 1 – Valores médios de condutividade em diferentes tecidos de porco para frequências entre 40 e 70 Hz.*

<b>Tecido Biológico</b>	<b><math>\sigma</math> (S/m)</b>
Gordura	0,078
Músculo	0,16
Crânio (Secção medial)	0,32
Sangue	0,60

*Fonte: Adaptado de GABRIEL et al. (2009).*

Além dos tecidos apresentarem diferenças, também existem similaridades, como a permissividade diminuir com o aumento da frequência. Esta diminuição pode ser caracterizada em três grupos:  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ . A dispersão  $\alpha$ , na região de mais baixas frequências, está associada com os processos de difusão iônica na interface da membrana celular. A dispersão  $\beta$ , na região da ordem de  $10^3$  a  $10^7$  Hz, existe pela polarização de proteínas e outras macromoléculas, mas principalmente pela polarização das membranas celulares, as quais atuam como barreiras para o fluxo de íons entre os meios intra e extracelular. A dispersão  $\gamma$ , na região da ordem de  $10^{10}$  Hz, existe devido à polarização nas moléculas de água. Além disto, os tecidos também apresentam condutividades iônicas finitas, proporcionais ao conteúdo e mobilidade iônicos (Figura 2) (GABRIEL, C. et al., 1996; MARTINSEN; GRIMNES, 2008).



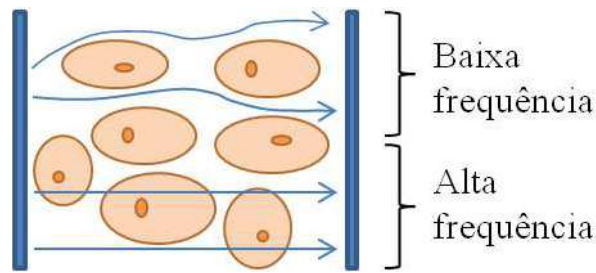
*Figura 2: Regiões de dispersão em um tecido biológico, onde a permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) é reduzida em função de processos de difusão iônica ( $\alpha$ ), da polarização de proteínas, macromoléculas e da membrana celular ( $\beta$ ) e devido à polarização das moléculas de água ( $\gamma$ );  $\sigma$  representa o comportamento da condutividade. Fonte: Adaptado de (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).*

Conforme mostrado na seção 2.1.1, conhecendo-se as propriedades geométricas do tecido, ou aproximando-as, é possível estabelecer um vínculo entre a condutividade e permissividade, e a impedância medida (equações 1 e 2).

### **2.1.3 Interpretação da bioimpedância**

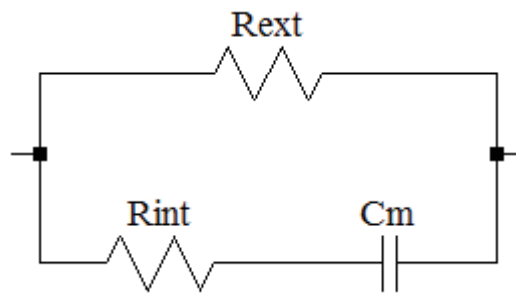
Para compreensão dos dados de bioimpedância pode-se aplicar modelos que destaquem a propriedade sobre investigação. Este modelo pode ter como base circuitos elétricos, equações matemáticas, estatísticas ou ser simplesmente classificatório, podendo se preocupar ou não com as características fisiológicas.

Na aplicação de uma corrente elétrica sobre o tecido, ocorrem mudanças na permissividade relativa e na condutividade, de modo que o caminho percorrido pela corrente é dependente da sua frequência, podendo ser somente através do meio extracelular para uma corrente com baixa frequência ou incluir as membranas e o meio intracelular para correntes de alta frequência (Figura 3) (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).



*Figura 3: Caminho da corrente elétrica para uma solução com células, em frequências baixas e altas.*

Uma forma típica de modelar esta característica é por uma associação de resistores e capacitores (Figura 4), onde se busca realizar uma analogia entre o modelo elétrico e as características do meio celular (Figura 3). Neste modelo, o comportamento dos meios extra e intracelular são representados por resistores,  $R_{ext}$  e  $R_{int}$  respectivamente, e a propriedade dielétrica presente nas membranas é representada por capacitores ( $C_m$ ).



*Figura 4: Modelo elétrico de uma célula,  $R_{ext}$  e  $R_{int}$  representa as resistências extra e intracelular, respectivamente, e  $C_m$  a capacitância resultante das membranas.*

Em aplicações onde se deseja medir a composição líquida corporal, que tipicamente ocorre na frequência de 50 kHz, o modelo elétrico possui correlação com a composição líquida dos meios extracelular e intracelular. O que possibilita estimar a massa livre de gordura e o percentual de gordura no corpo (JAFFRIN; MOREL, 2008).

Ainda neste âmbito, uma forma de representar a impedância que se tornou útil por sua fácil visualização é dada pela utilização do diagrama de Wessel, também conhecido como gráfico de Cole-Cole, um gráfico de resistência por reatância. Para modelos de bioimpedância que apresentam apenas efeitos resistivos e capacitivos o diagrama de Wessel, tipicamente, mostrará semi-círculos. Como a parte reativa é apenas capacitiva, é comum multiplicar o eixo da reatância por -1 para que o semi-círculo fique no primeiro quadrante (Figura 5).

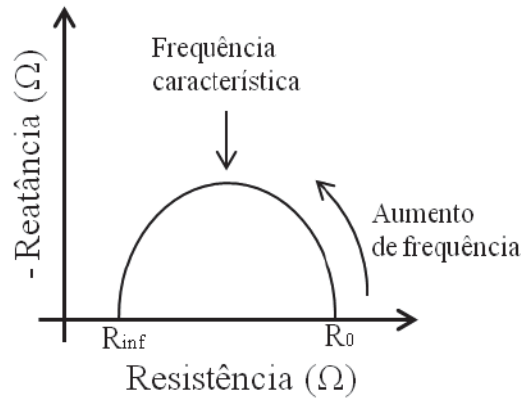


Figura 5: Diagrama de Wessel típico para o modelo de bioimpedância apresentado na Figura 4, o gráfico apresenta o comportamento da impedância com a variação da frequência, onde  $R_0$  e  $R_{inf}$  representam a resistência em nível DC e em uma frequência infinita, onde a reatância torne-se nula.

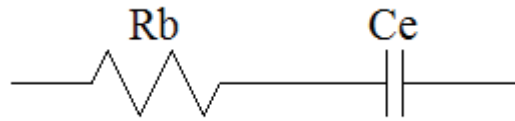
Em aplicações de bioimpedância alguns pontos deste gráfico se destacam, como a resistência em nível DC ( $R_0$ ), a resistência em uma frequência infinita ( $R_{inf}$ ) e a frequência característica do tecido, ponto onde a reatância possui maior valor em módulo. Nestes,  $R_0$  e  $R_{inf}$  poderiam ser relacionados com as resistências extra e intracelular (JAFFRIN; MOREL, 2008), uma vez que comparativamente ao modelo elétrico (Figura 4)  $R_0$  e  $R_{inf}$  tornam-se  $R_{ext}$  e o paralelo entre  $R_{ext}$  e  $R_{int}$ , respectivamente.

Na interpretação de dados de bioimpedância com modelos elétricos, a relação entre C e R reflete diferentes propriedades do tecido, que são afetadas de várias maneiras por doenças, estado nutricional e estado de hidratação (JAFFRIN; MOREL, 2008).

## 2.2 Medição de bioimpedância

A medição de bioimpedância normalmente é realizada com um acoplamento galvânico entre o tecido biológico (meio iônico) e o equipamento eletrônico, através de eletrodos iguais. Nos eletrodos a taxa de deslocamento das cargas elétricas depende da velocidade com que ocorrem as reações na interface eletrodo-eletrólito e da resistência ôhmica imposta pelo tecido (BARSOUKOV; MACDONALD, 2005). O modelo elétrico simplificado para um eletrodo (Figura 6) é composto por uma resistência ( $R_b$ ) em série com uma capacitância ( $C_e$ ), onde  $R_b$  depende de características geométricas e  $C_e$

depende do tipo de eletrodo utilizado, devido a mudanças no acoplamento galvânico (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).



*Figura 6: Modelo elétrico de um eletrodo, onde Rb depende das características geométricas do eletrodo e Ce depende do tipo de eletrodo.*

A partir do acoplamento, a técnica para medição é dada pela utilização de 2 (bipolar), 3 (tripolar) ou 4 (tetrapolar) eletrodos (Figura 7), onde aplica-se uma excitação conhecida aos eletrodos e observa-se a resposta. No sistema bipolar, o mesmo par de eletrodos é utilizado para excitar e medir a resposta, podendo ser realizada uma excitação por corrente ( $i(t)$ ) ou tensão ( $v(t)$ ). Já o sistema tetrapolar utiliza um par de eletrodos para aplicar uma excitação de corrente e outro para medir a diferença de potencial atingida em outro ponto do tecido (MARTINSEN; GRIMNES, 2008). Quando a região de interesse do tecido inclui a do eletrodo de excitação de corrente pode-se utilizar o sistema tripolar.



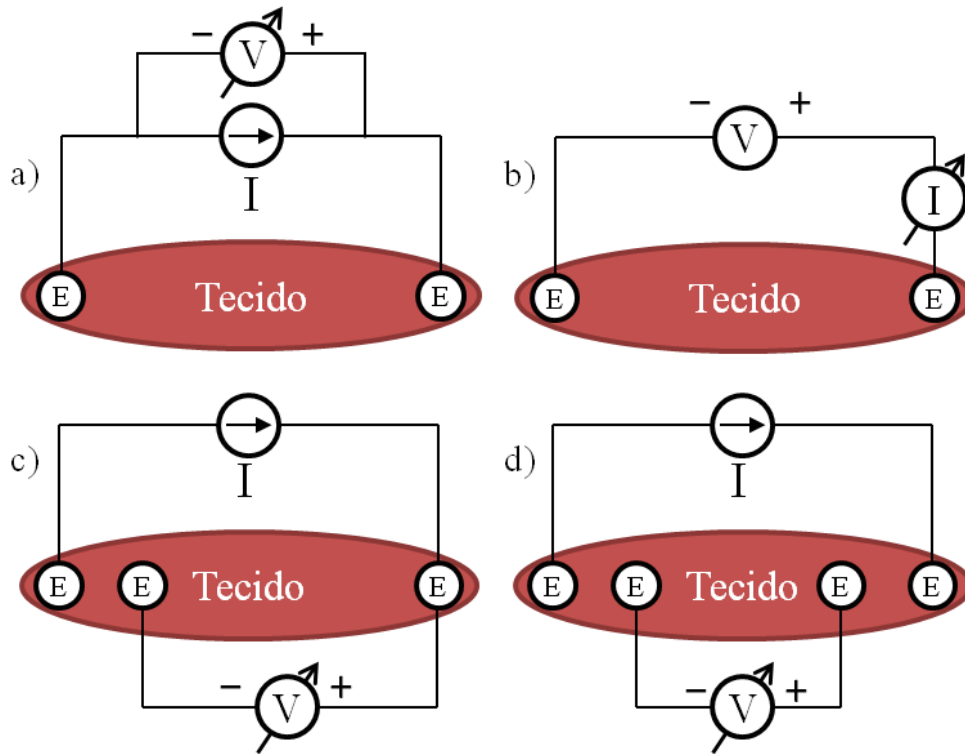


Figura 7: Exemplos de métodos para medição de bioimpedância com sistemas bipolar com excitação de corrente (a) e de tensão (b), sistema tripolar (c) e sistema tetrapolar (d) sobre um tecido biológico (“E” representa um eletrodo).

Tipicamente, os sistemas bipolar e tetrapolar costumam ser mais empregados e serão discutidos a seguir.

Em um sistema bipolar, a medida é feita sobre toda a impedância entre os terminais do equipamento, o que inclui a impedância do eletrodo e a do tecido. Conseqüentemente, aplicações que utilizem o modelo elétrico para medições de bioimpedância devem incluir o modelo elétrico dos eletrodos (Figura 8) (MARTINSEN; GRIMNES, 2008).

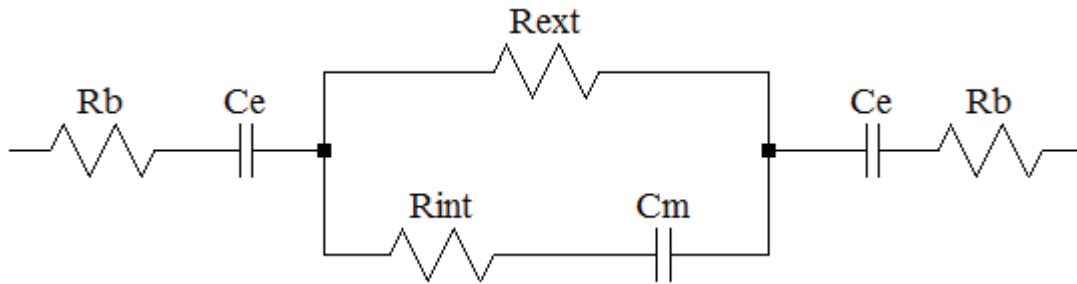


Figura 8: Modelo de eletrodo para uma medição com sistema bipolar, onde  $R_b$  e  $C_e$  são a impedância do eletrodo e  $R_{ext}$ ,  $R_{int}$  e  $C_m$  são o modelo elétrico da biimpedância.

O sistema tetrapolar (Figura 9) busca realizar medidas de impedância sem a necessidade de adicionar o modelo para eletrodos. O que ocorre pois a corrente que flui nos eletrodos que medem a tensão é aproximadamente nula, resultando numa medição apenas da tensão sobre  $Z_L$  (MARTINSEN; GRIMNES, 2008). Apesar de apresentar uma simplicidade no modelo elétrico, a utilização deste sistema em tecidos biológicos deve levar em consideração que este tecido não é um meio homogêneo, o que modifica a corrente que flui pela impedância  $Z_L$  de modo a surgir erros na medida de tensão (MARTINSEN; GRIMNES, 2009).

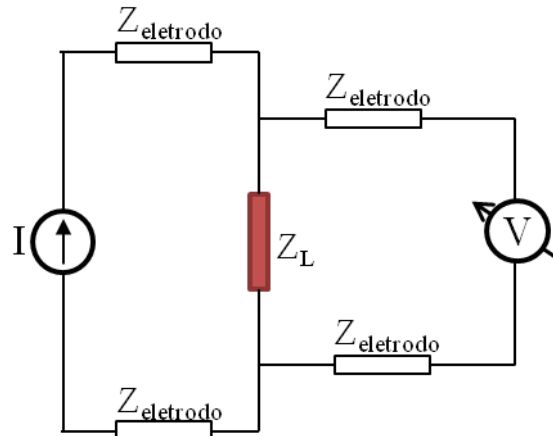


Figura 9: Medição da impedância do tecido ( $Z_L$ ) com um sistema tetrapolar, onde são adicionadas as impedâncias dos eletrodos utilizados ( $Z_{eletrodo}$ ).

Tais medições levam em consideração que o tecido é um material invariante no tempo, o que pode ser aproximado caso o tempo de medição seja de curta duração, no entanto, esta afirmação deve ser levada em consideração para uma interpretação adequada dos dados. Outra importante consideração deve-se ao fato de sistemas eletroquímicos apresentarem não linearidade quando as tensões e correntes empregadas são muito altas. Porém, se a tensão aplicada for inferior à tensão térmica, em torno de

25 mV para 25 °C, o sistema pode ser aproximado para um sistema linear (BARSOUKOV; MACDONALD, 2005).

### **2.2.1 Topologia de Hardware**

Uma topologia para medição de bioimpedância pode ser observada na Figura 10, onde a digitalização de uma excitação conhecida e de sua resposta fornecem os dados experimentais necessários para investigar  $Z(\omega)$ . Esta representa uma abordagem genérica, onde a excitação é gerada pela utilização de um conversor digital-analógico (DAC) associado a uma memória com a forma de onda desejada, no entanto também podem ser utilizados sintetizadores digitais (DDS), que utilizam métodos digitais para gerar senóides e outras formas de onda, ou mesmo circuitos analógicos.

Após a geração da forma de onda para excitação, o sistema necessita de um circuito analógico para se adequar a faixa de impedância sobre investigação (chamada de *Front End*). Ao ser aplicada ao tecido, a excitação e sua resposta são amplificadas e filtradas por *Front End* individuais, para diminuir os efeitos de *aliasing* e adequação a etapa posterior, a digitalização, que é realizada por conversores analógico-digital (ADC). O cálculo de  $Z(\omega)$  é feito por um dispositivo programado, tipicamente um microcontrolador ( $\mu\text{C}$ ), com as amostras  $i[n]$  e  $v[n]$ .

Em relação à forma de excitação (corrente ou tensão), uma excitação por tensão possui uma corrente máxima dependente da impedância medida, o que para medições em humanos pode tornar o sistema de medida incômodo e levar ao surgimento de lesões, especialmente em aplicações que incluam correntes de alta frequência, uma vez que a capacidade de percepção humana diminui com o aumento da frequência (BOUCHAALA et al., 2016; BROWN et al., 1998).

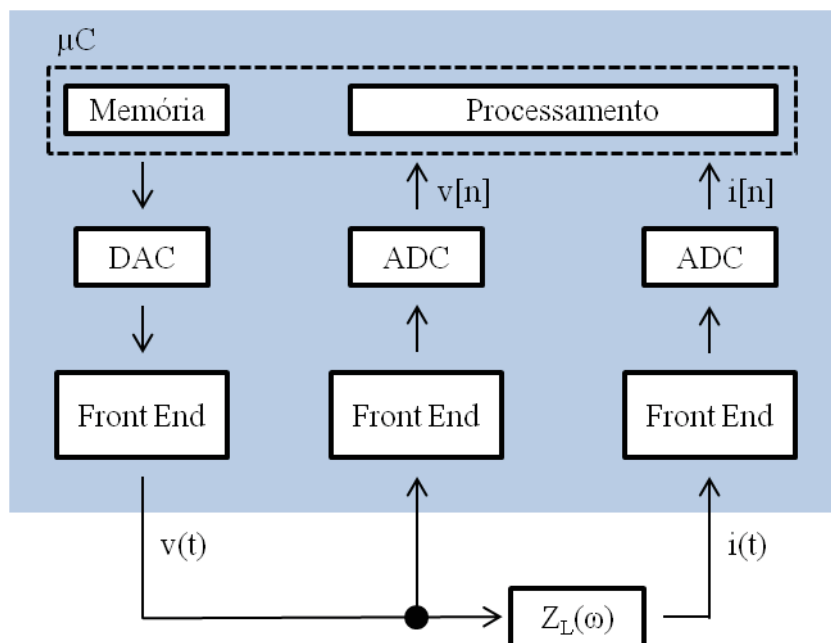


Figura 10: Topologia de hardware para um medidor de impedância, onde o microcontrolador ( $\mu C$ ) possui na memória a forma de onda utilizada na excitação, que é aplicada ao tecido ( $Z_L$ ) de forma analógica através do conversor digital analógico e um circuito para adequação a faixa de impedância (Front End); tanto a excitação ( $v(t)$ ) quanto a resposta ( $i(t)$ ) são digitalizadas ( $v[n]$  e  $i[n]$ ) para processamento através de circuitos de adequação individuais (Front End) e amostrados por conversores analógico digital (ADC). Fonte: Adaptado de SANCHEZ et al. (2012).

Neste âmbito a escolha de uma excitação por corrente garante que a corrente não atinja valores que provoquem danos ao tecido e o desconforto, respeitando as normas para tais dispositivos. Estas limitam a amplitude RMS (*Root Mean Square*) máxima de corrente em  $500 \mu A$  para a frequência de 5 kHz, seguindo a equação 13 (ABNT, NORMA IEC 60601-1, 2010).

$$i_{\max} = 10^{-7} f \quad (13)$$

### 2.2.1.1 Excitação por fontes de corrente

Uma fonte de corrente é um circuito eletrônico responsável por manter uma corrente controlada entre seus terminais, independente da tensão aplicada. O modelo de uma fonte de corrente (Figura 11) é composto por uma fonte de corrente ideal e uma resistência de saída ( $R_{\text{saída}}$ ) em paralelo, de modo que  $R_{\text{saída}}$  deve se manter muito maior que o valor da resistência da carga ( $R_L$ ) para que o fluxo de corrente ocorra, predominantemente, em  $R_L$ .

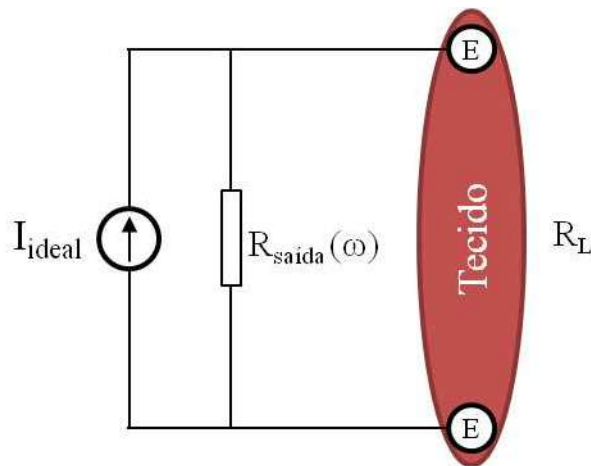


Figura 11: Modelo de uma fonte de corrente ( $I_{ideal}$ ) com impedância de saída dependente da frequência ( $R_{saida}$ ).

Na prática, projetos de fonte de corrente possuem uma impedância de saída limitada, principalmente, por sua dependência de componentes imprecisos (e.g. resistores e capacitores) e limitações em frequência, causadas por efeitos parasitas e limitações de componentes ativos (e.g. amplificador operacional). Deste modo, projetos que necessitam de fonte de corrente para frequências mais altas tornam-se mais complexos.

Quando é desejável uma variação na corrente aplicada, tipicamente, utiliza-se uma fonte de corrente controlada por tensão (VCCS – *Voltage Controlled Current Source*), onde a corrente de excitação é linearmente proporcional à tensão de referência. Em aplicações de alta frequência a topologia mais comum para VCCS é a de Howland (Figura 12) (BERTEMES-FILHO; VEIGA, 2013; MOHAMADOU et al., 2012), no entanto, esta topologia necessita que certos componentes sejam iguais, o que não é possível em aplicações práticas devido a variação de valor dos componentes e a efeitos parasitas, como mencionado anteriormente.

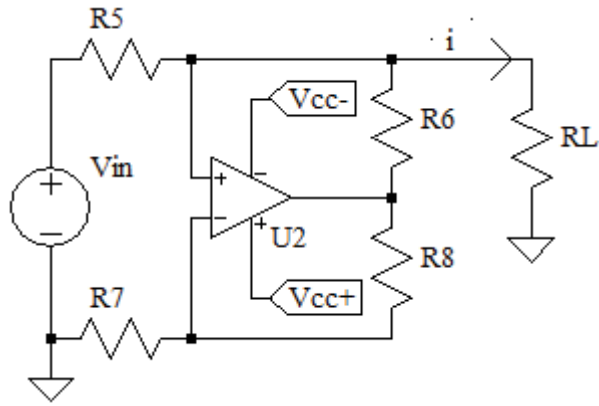


Figura 12: Circuito conversor de tensão para corrente com topologia Howland.

A equação 14 fornece a relação para obter a corrente de saída ( $i$ ) controlada pela tensão de referência em  $V_{in}$ . É possível observar que a dependência do valor da carga ( $R_L$ ) diminui quando a condição de igualdade entre  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  e  $R_8$  é satisfeita.

$$i = \frac{V_{in}}{R_5 + R_L \left( 1 - \frac{R_5 R_8}{R_6 R_7} \right)} \quad (14)$$

Uma alternativa para este problema pode ser obtida com a utilização de um amplificador de diferenças (e.g. AD8130, fornecido pela Analog Devices), conforme sugerido por (BIRKETT, 2005; KAUFMANN et al., 2014; ZHAO et al., 2012). Um exemplo de utilização deste pode ser observado na Figura 13, onde o valor da corrente de saída depende apenas do componente  $R_{\text{sensor}}$  (equação 15).

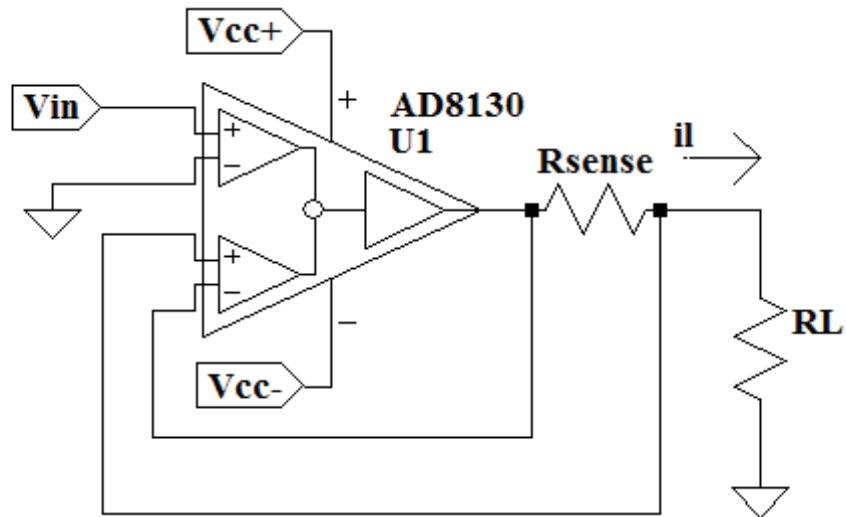


Figura 13: Fonte de corrente controlada por tensão de simples implementação utilizando um amplificador de diferenças (AD8130).

$$i_L = \frac{V_{in}}{R_{sense}} \quad (15)$$

Para medir correntes de baixa amplitude a corrente  $i_L$  pode sofrer atenuação devido a proximidade com a corrente de polarização do AD8130. Para este caso o circuito da Figura 14 é sugerido, onde um amplificador operacional isola tais correntes. O ganho mantém-se o mesmo da equação 15.

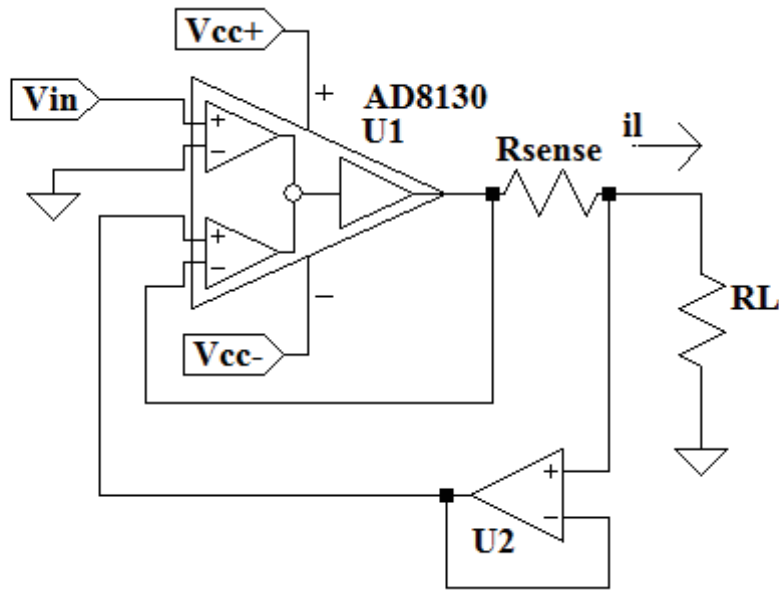


Figura 14: Fonte de corrente controlada por tensão com isolamento entre a corrente  $i_L$  e a corrente de polarização do AD8130.

Segundo BIRKETT (2005), é possível obter 500 k $\Omega$  de impedância de saída a frequência de 1 MHz com o circuito apresentado pela Figura 14, já BERTEMES-FILHO et al. (2000) encontrou 70 k $\Omega$  de impedância de saída a 1 MHz para a topologia de Howland. Em tecidos biológicos, 75% dos valores de resistência são encontrados na faixa entre 50  $\Omega$  e 1 k $\Omega$  (MOHAMADOU et al., 2012, *apud* GABRIEL, S. et al., 1996, GABRIEL, C. et al., 1996), considerando o valor máximo desta faixa de impedância (1 k $\Omega$ ) a porcentagem de corrente que é entregue ao tecido biológico pela fonte de corrente pode ser calculada pela equação 16 (SOUZA et al., 2016).

$$Erro(\%) = 100 \cdot \left( \frac{Z_{out}}{R_L + Z_{out}} \right) \quad (16)$$

Deste modo para uma impedância de saída de 500 k $\Omega$  terá 99,8% de sua corrente fluindo pela carga e a que possui impedância de saída de 70 k $\Omega$ , terá 98,59%.

### 2.2.1.2 Utilização de cabos na medição de bioimpedância

A realização de medidas de bioimpedância necessita da utilização de cabos entre o equipamento e o voluntário que se deseja avaliar. Tal conexão adiciona elementos parasitas na medida, que aumentam o erro na impedância medida; de modo geral, estes erros são mais grosseiros para frequências acima de 100 kHz (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013).



Os erros, causados pela utilização de cabos, na medição da bioimpedância seguem três principais razões: atraso de grupo, atenuação do sinal e reflexão de impedância. De modo que o atraso de grupo ocorre devido ao tempo que o sinal leva para trafegar pelos cabos, a atenuação é causada pelos componentes parasitas como resistores, indutores e capacitores, e a reflexão de impedância é um fenômeno que ocorre principalmente na faixa de MHz (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013).

O atraso de grupo é um problema que afeta a medida de fase do sinal, e pode ser evitado medindo-se o atraso entre os sinais, em segundos, e aplicando a devida compensação, em graus, para as frequências medidas. Já os efeitos de atenuação devido a componentes parasitas, podem ser minimizados se for utilizado um modelo elétrico para os cabos (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013).

A reflexão de impedância pode ser evitada caso o comprimento dos cabos utilizados siga a limitação imposta pela equação 17, por exemplo, um cabo de 1 m poderia ser utilizado para coletar informações para frequências de até 15 MHz (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013).

$$f(\text{MHz}) \cdot L(\text{m}) \leq 15 \quad (17)$$

### 2.2.2 Avaliação de medidas de impedância

A grande quantidade de tipos de excitações propostas pela literatura, cada um com suas próprias propriedades no tempo e na frequência, cria a necessidade de uma avaliação para decidir pela melhor opção para cada aplicação (SANCHEZ et al., 2012).

Dentre as possibilidades existentes, o fator de crista (CF) é uma forma de avaliar os sinais em função de sua amplitude, calculado pela divisão do valor de pico de uma forma de onda ( $u_{\text{pico}}$ ) pelo seu valor eficaz (RMS – *Root Mean Square*) na banda de interesse, chamado de valor eficaz efetivo ( $\text{RMS}_e$ ), apresentada pela equação 18 (PINTELON; SCHOUKENS, 2012; SANCHEZ et al., 2012).

$$CF(u) = \frac{u_{\text{pico}}}{u_{\text{RMS}_e}} = \frac{\max_{t \in [0, T]} \{u(t)\}}{u_{\text{RMS}} \sqrt{\frac{P_{\text{int}}}{P_{\text{tot}}}}}, \text{ e } u_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (18)$$

onde T é o período da amostra,  $u_{\text{RMS}_e}$  é o valor eficaz efetivo do sinal,  $u_{\text{RMS}}$  representa o valor RMS do sinal,  $P_{\text{tot}}$  a potência do sinal total e  $P_{\text{int}}$  a potência do sinal na banda de interesse.

A necessidade de tal avaliação ocorre, pois excitações com valores de pico altos em relação a outros trechos do sinal podem causar efeitos de distorções harmônicas (BARSOUKOV; MACDONALD, 2005). Também é possível ter um indicador da concentração do sinal, pois o valor RMS efetivo é utilizado para expressar a potência do sinal da banda que contribuirá para descobrir informações do sistema (PINTELO; SCHOUKENS, 2012).

### 2.2.3 Tipos de excitações

Todos os estudos de material eletroquímico envolvem o processamento e análise de um sinal analógico no domínio do tempo ou da frequência. Medições no domínio da frequência utilizam uma excitação senoidal de baixa amplitude tendo frequência como variável independente. Alternativamente, é possível obter dados da resposta e excitação tendo o tempo como variável independente, a partir destes dados a impedância em função da frequência pode ser extraída por técnicas de conversão do tempo para frequência, como as transformadas de Laplace e Fourier (equação 19, onde  $F\{\cdot\}$  é a transformada de Fourier (BARSOUKOV; MACDONALD, 2005).

$$Z(\omega) = \frac{F\{v(t)\}}{F\{i(t)\}} = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} \quad (19)$$

Existem tipos clássicos de excitações empregadas para medição de bioimpedância, tais como degrau, ruído-branco e excitação senoidal. Estes serão abordados resumidamente a seguir, conforme descrito por BARSOUKOV; MACDONALD (2005).

A aplicação de uma função degrau ( $v(t)$ ) com amplitude  $V_0$  (equação 20) resulta numa resposta transiente em forma de corrente ( $i(t)$ ). Desta forma, a impedância pode ser obtida pela equação 19. A vantagem deste método é ser experimentalmente simples. No entanto, a aplicação deste tipo de excitação também traz desvantagens, como o fato de a função degrau apresentar diminuição da relação sinal ruído com o aumento da frequência; além disto, o fato de a resposta  $i(t)$  não ser periódica causa distorção com o uso da transformada de Fourier.

$$v(t) = V_0 \text{ para } t > 0 \text{ e } v(t) = 0 \text{ para } t < 0 \quad (20)$$

A segunda alternativa consiste na utilização de um ruído-branco como sinal de excitação  $v(t)$  e medir a resposta  $i(t)$  resultante, após isto a aplicação da equação 19 é

capaz de fornecer a impedância. Esta alternativa possui a vantagem de utilizar uma excitação de curta duração com riqueza espectral em todas as frequências. No entanto, gerar um sinal com ruído branco na prática não é viável, devido a limitações de *hardware*, somente aproximações a este são possíveis. Além disto, este método também utilizaria um sinal não-periódico o que resulta em distorções com o uso da transformada de Fourier.

A última alternativa clássica é baseada na aplicação de  $v(t)$  como uma única senoide, o que resulta na investigação de apenas uma frequência, porém com uma melhor relação sinal-ruído. Este método permite que a análise seja feita através da diferença de amplitudes e por seu deslocamento de fase, ou as partes real e imaginária, o que pode ser avaliado com circuitos analógicos ou pela transformada de Fourier.

Além dos métodos clássicos citados, a excitação também pode ocorrer com outras formas de onda, como multissenos, sequências binárias pseudo-aleatórios (MLBS – *maximum-length binary sequence*), *chirps* e *chirps* retangulares (SANCHEZ et al., 2012). Estas são desenvolvidas tipicamente com o objetivo de analisar a bioimpedância em uma larga banda do espectro, porém em um curto período de tempo, o que é desejável em algumas aplicações cujo mensurando varia com o tempo. Tais métodos se destacam pelo seu uso atual e serão abordados nos tópicos seguintes.

### **2.2.3.1 Multissenos**

Esta forma de excitação foi a primeira medição, para um espectro banda larga, que não utilizou varredura de senóides, ocorrendo na década de 1970 (SANCHEZ et al., 2012). A abordagem consistia em somar 15 senos e criar um sinal com componentes de frequência que cobririam duas décadas, onde a excitação possuía componentes em harmônicos ímpares de 10,07 Hz, sendo a última 996,9 Hz. A amplitude das componentes eram iguais (tipicamente 2 mV) e possuíam uma fase randomizada (CREASON; SMITH, 1972).

O propósito da excitação multissenos é aprimorar a técnica por varredura de senóides diminuindo o tempo da medida ao excitar várias frequências simultaneamente. A técnica consiste basicamente em somar  $N$  senóides com fases individuais ( $\theta_n$ ) (equação 21), de modo que o valor de fase de cada senoide é ajustado buscando reduzir ao máximo o CF.

$$m \sin(t) = \sum_{n=1}^N a_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n) \quad (21)$$

O valor de CF para a função multissenos (equação 22) tem seu valor RMS dependente apenas de  $a_n$ , já os valores de pico dependem majoritariamente do valor das fases  $\theta_n$ . Por esta razão é necessário escolher cuidadosamente a maneira de distribuir as fases (SANCHEZ et al., 2012).

$$CF(m \sin) = \sqrt{2} \frac{\max_{t \in [0, T]} \{m \sin(t)\}}{\sqrt{\sum_{n=1}^N a_n^2}} \quad (22)$$

Como realizado por CREASON e SMITH (1972), uma opção para escolha das fases é realizar uma seleção aleatória, o que cria uma forma de onda com uma distribuição próxima a uma gaussiana e com média zero (SANCHEZ et al., 2012). No domínio do tempo é possível observar que o sinal possui a aparência de um sinal aleatório, por este motivo, também aparece na literatura como ruído periódico (“*periodic noise*”), porém, comparado a um sinal aleatório sua periodicidade traz vantagens para o processamento do sinal (SANCHEZ et al., 2012).

Outras soluções também foram propostas por NEWMAN (1965), SCHROEDER (1970) e VAN DEN BOS, (1987).

Pelo método de Newman, a escolha das fases deve ser feita conforme equação 23.

$$\theta_n = \frac{\pi n^2}{N} \quad (23)$$

onde, N representa o número total de frequências e n pode assumir valores entre 0 e N-1.

Este método leva em consideração apenas a quantidade de frequências excitadas, já o método de Schroeder (equação 24) também considera as amplitudes e, deste modo, consegue geralmente melhores resultados, porém a escolha das frequências deve satisfazer a hipótese de que o número de frequências sendo excitadas é grande no espectro e concentrada numa banda de frequência que é pequena em relação à frequência central.

$$\theta_n = \theta_0 - 2\pi \sum_{n=0}^{N-1} (N-n) \frac{|a_m|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |a_k|^2} \quad (24)$$

onde N representa o número total de frequências e n pode assumir valores entre 1 e N-1.

Para o caso onde as amplitudes das senóides podem ser iguais, o método de Schroeder pode ser simplificado, conforme equação 25.

$$\theta_n = \theta_0 - \frac{2\pi}{N} n(n+1) \quad (25)$$

Quando  $\theta_0 = 0$ , os métodos de Schroeder e Newman apresentam uma correspondência, onde as fases de Schroeder são o inverso das de Newman.

O método de VAN DEN BOS, (1987) possui uma abordagem que se diferencia das anteriores, propondo uma solução iterativa para o problema através de um algoritmo (Figura 15). Neste, inicialmente são estipulados valores aleatórios para as fases e constrói-se o espectro de Fourier, após isto é feita a transformada inversa de Fourier para obter um sinal no tempo ( $DFT^{-1}$  – *Inverse Discrete Fourier Transform*). O sinal passa então por uma análise onde a amplitude é limitada por um valor escolhido pelo usuário, e volta a ser calculado o espectro de Fourier ( $DFT$  – *Discrete Fourier Transform*) e encontrados novos valores para as fases. O método se repete até que sejam atendidas as amplitudes máximas desejadas, que resultam no CF desejado.

A convergência no algoritmo não é garantida, pois a amplitude pode se manter constante e superior ao limiar após algumas iterações. VAN DEN BOS, (1987) obteve melhores resultados com a utilização de 15 e 31 frequências, onde as frequências possuíam banda plana, os CF foram 1,41 e 1,40, respectivamente.

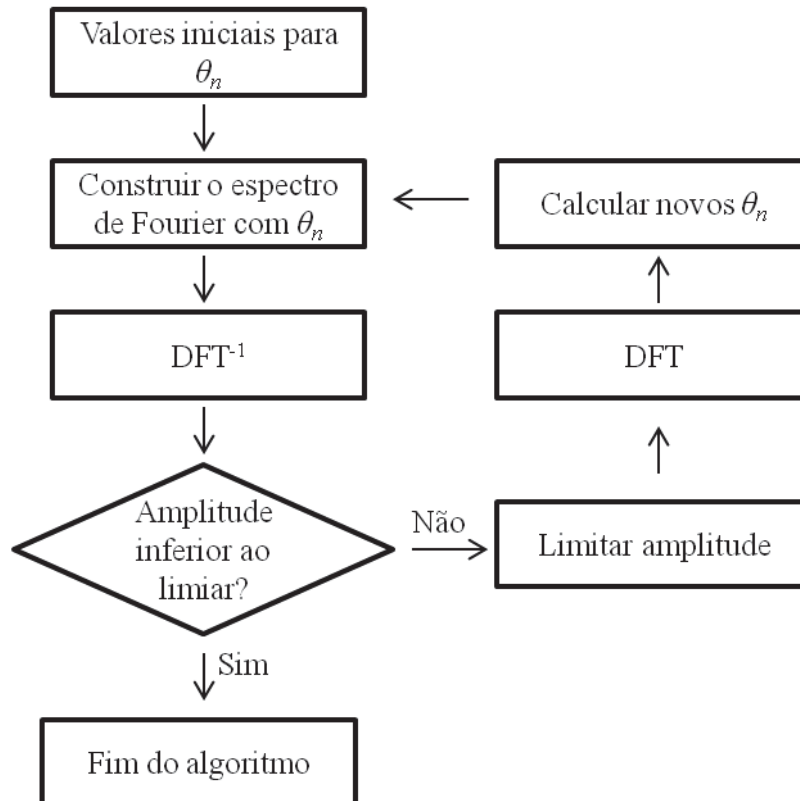


Figura 15: Algoritmo iterativo para encontrar os valores para as fases das frequências ( $\theta_n$ ) da excitação multissenos, DFT representa a transformada direta de Fourier e DFT<sup>-1</sup> a transformada inversa de Fourier. Fonte: Adaptado de VAN DER OUDERAA (et al., 1988).

A escolha aleatória das fases consegue otimizar CF para valores em torno de 3,1, o que ainda é pior se comparado aos métodos de Newman e Schroeder, com valores em torno de 1,67 (SANCHEZ et al., 2012). A utilização do método de VAN DER OUDERAA et al. (1988) consegue atingir valores de CF em torno de 1,40, porém limita-se a uma quantidade pré-definida de frequências.

### 2.2.3.2 Maximum-length Binary Sequence

Após a utilização de multissenos com fase randomizada, ICHISE et al. (1974) avaliaram a utilização de uma forma de onda binária para caracterização de circuitos RC. Esta forma de onda é baseada na geração de um sinal aleatório, porém em formato digital, o que resulta em uma forma de onda binária, então chamada *maximum-period sequence* (*M-sequence*) ou *maximum-length binary sequence* (*MLBS*) (Figura 16), As vantagens da MLBS incluem um sinal de geração simples, passível de repetição e com banda de frequência flexível (ICHISE et al., 1974).

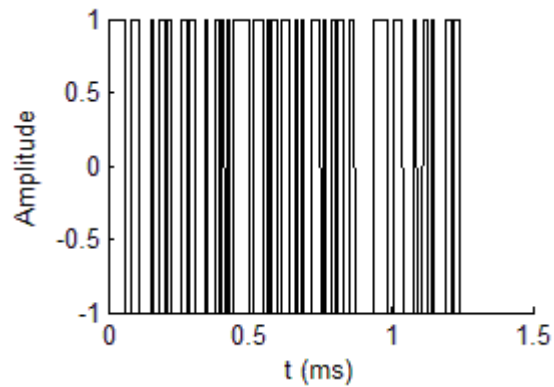


Figura 16: Exemplo de um sinal MLBS (maximum-length binary sequence) com frequência de clock em 100 kHz, 7 estágios.

A geração de um sinal MLBS consiste de um registrador de deslocamento (podendo ser utilizado, por exemplo, um conjunto de *flipflops*), portas lógicas e um gerador de *clock* (Figura 17). O método consiste em aplicar no primeiro estágio do registrador de deslocamento um sinal composto pela operação lógica de “ou exclusivo” (XOR) entre o sinal gerado na saída (último estágio do registrador de deslocamento) e algum estágio anterior, onde cada troca de níveis depende da frequência de *clock* utilizada no registrador de deslocamento. O valor inicial deste registrador pode ser qualquer um, exceto todos zerados (ICHISE et al., 1974). Tipicamente, os sinais digitais 0 e 1 são mapeados em -1 e +1, dessa forma produzindo uma forma de onda simétrica em torno de zero (SUN; HOLMES; et al., 2007).

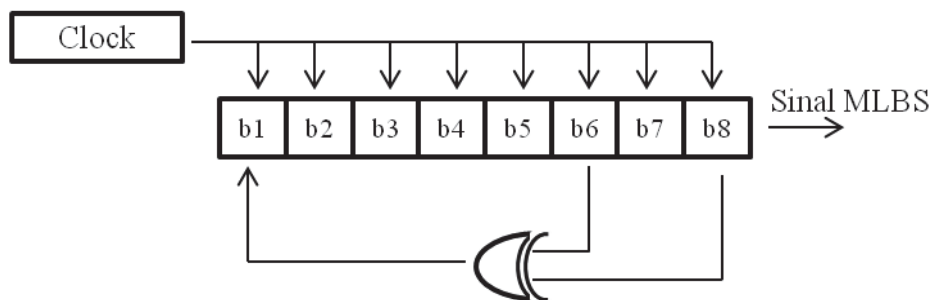


Figura 17: Exemplo de um gerador de sinal MLBS (maximum-length binary sequence) com 8 estágios, onde o sinal é gerado a partir do último registrador (*b8* - bit número oito), o primeiro registrador (*b1*) recebe o resultado da operação xor entre *b6* e *b8*..

Por ser um sinal quadrado apresenta a vantagem de ser robusto a ambientes ruidosos e um CF, considerando-se toda a banda, ótimo. No entanto, o cálculo de CF para uma banda espectral limitada (*B*) fornece valores que diminuirão em direção a 1 a medida que *B* tende ao infinito. A equação 26 fornece tal relação de modo matemático,

o que é válido para qualquer função binária  $u(t)$ , por exemplo MLBS (SCHOUKENS et al., 1988). Com a análise do CF é possível concluir que o sinal não irá se concentrar apenas na banda de interesse, desperdiçando parte da excitação com frequências não desejadas.

$$CF(u(t)_{B \rightarrow \infty}) \rightarrow 1 \quad (26)$$

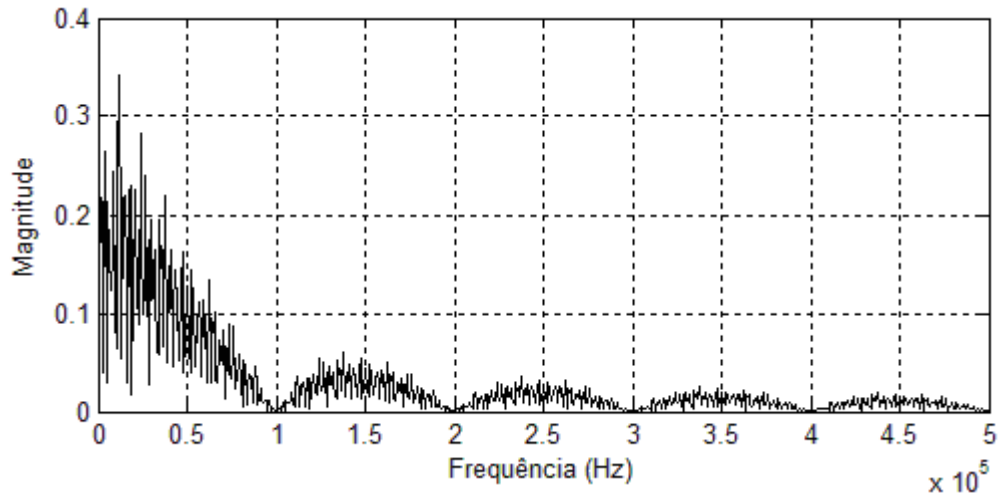
O período de uma excitação MLBS ( $T_{MLBS}$ ) é dado pela equação 27, onde  $n$  é o número de estágios do registrador de deslocamento e  $T_{clk}$  é o período do *clock* utilizado.

$$T_{MLBS} = (2^n - 1)T_{clk} \quad (27)$$

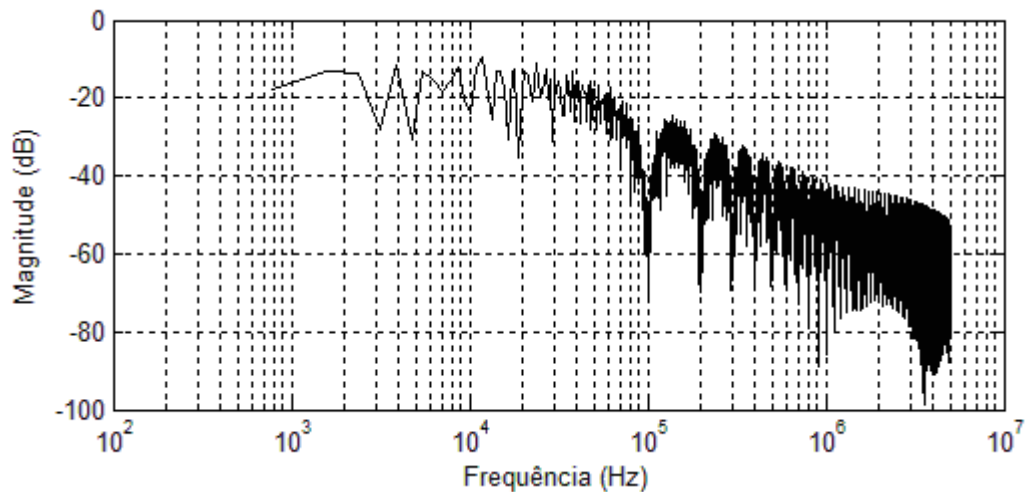
O espectro possui um envelope próximo ao de uma função *sinc* (Figura 18), onde 90% da energia está contida entre 0 e  $f_{clk}$ , porém, esta banda não pode ser completamente utilizada, pois a densidade espectral diminui até atingir zero em  $f_{clk}$ . A configuração da banda espectral desejada depende então da frequência máxima ( $f_{max}$ ), que é obtida considerando queda de 3 dB na densidade espectral de potência do sinal, deste modo  $f_{max}$  pode ser aproximado pela equação 28. Tal aproximação representa em torno de 63% da energia gerada (MIN et al., 2009).

$$f_{max} = 0,44f_{clk} \quad (28)$$





(a)



(b)

Figura 18: Espectro de um sinal MLBS com visualização linear (a) e logarítmica (b); obtido com 7 estágios,  $f_{clk} = 100$  kHz, valor inicial em 3 e duração de 1,27 ms. Fonte: Adaptado de (MIN et al., 2009).

Uma outra aproximação para a banda da MLBS é atribuída por Sun e colaboradores (2007), onde  $f_{max}$  é considerada como a metade da  $f_{clk}$  (Equação 29) dada pelo limite da frequência de Nyquist (SUN; GAWAD; et al., 2007, 2007). Para obter uma banda maior é necessário que o número de estágios do registrador de deslocamento seja aumentado, o que consequentemente aumenta o período de estimulação; caso seja necessário deslocar a banda é possível variar a frequência de *clock* (ICHISE et al., 1974).

$$f_{\max} = \frac{f_{clk}}{2} \quad (29)$$

Atualmente, a geração de MLBS pode ser feita para alcançar até GHz através do uso de portas-lógicas rápidas (SANCHEZ et al., 2012) ou ainda através de microcontroladores e FPGA, por exemplo.

### 2.2.3.3 Chirp

Uma excitação do tipo *chirp* baseia-se na utilização de uma função senoidal, porém com uma frequência variável em função do tempo, o que pode ocorrer de diversas maneiras, sendo as mais comuns com incrementos ou decrementos de forma linear ou logarítmica da frequência (SANCHEZ et al., 2012).

A função senoidal *chirp* é expressa matematicamente pela equação 30, onde  $A$ ,  $f(t)$  e  $\theta_0$  representam, respectivamente, a amplitude do sinal, a frequência instantânea e a fase inicial.

$$ch(t) = A \text{sen}(\theta(t)) = A \text{sen}\left(2\pi \int f(t) dt + \theta_0\right) \quad (30)$$

A taxa de aumento de frequência ( $k_{ch}$ ) tipicamente dada por uma função polinomial de ordem  $n$ , porém também é possível a utilização de uma taxa exponencial. Para o caso polinomial,  $k_{ch}$  é dada pela equação 31, onde  $f_0$  e  $f_{fin}$  representam as frequências inicial e final, que fornecem a banda espectral da *chirp* ( $B_{ch}$ ), e  $T_{ch}$  a duração da *chirp*.

$$k_{ch} = \frac{B_{ch}}{nT_{ch}} = \frac{(f_{fin} - f_0)}{nT_{ch}} \quad (31)$$

Deste modo, uma *chirp* com  $k_{ch}$  polinomial é dada pela equação 32. Um caso particular, onde a *chirp* possui incremento de frequência linear pode ser obtido utilizando  $n$  de primeira ordem (equação 33).

$$ch(t) = A \text{sen}\left(2\pi \left(f_0 t + \frac{k_{ch} t^{n+1}}{n+1}\right) + \theta_0\right) \quad (32)$$

$$ch(t) = A \text{sen}\left(2\pi \left(f_0 t + \frac{k_{ch} t^2}{2}\right) + \theta_0\right) \quad (33)$$

Um dos parâmetros que governam a energia fornecida por uma *chirp* é o número de ciclos ( $L$ ) (equação 34), este se relaciona diretamente com o tempo fornecido para excitação ( $T_{ch}$ ), a banda ( $f_0$  e  $f_{fin}$ ) e a ordem ( $n$ ), e é capaz de descrever a periodicidade do sinal. A utilização de uma *chirp* com ciclo fracionário também é uma opção para minimizar a energia gasta por um sistema para gerar e digitalizar o sinal, ou quando o tempo hábil para investigação de algum material é curto, por exemplo, no desenvolvimento de dispositivos implantáveis ou na investigação de células suspensas (MIN et al., 2010, 2011).

$$T_{ch} = \frac{(n+1)L}{nf_0 + f_{fin}} \quad (34)$$

Um exemplo de *chirp* linear ( $n = 1$ ) pode ser observado na Figura 19, esta com  $f_0$  em zero,  $f_{fin}$  com 100 kHz, numero de ciclos igual a 10 e amplitude unitária; tal configuração resulta em um pulso com  $T_{ch}$  de 200  $\mu$ s.

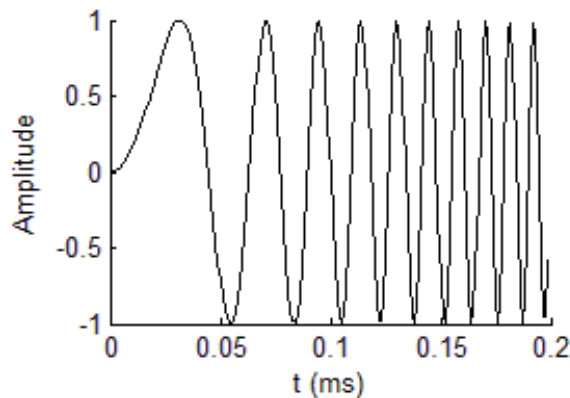
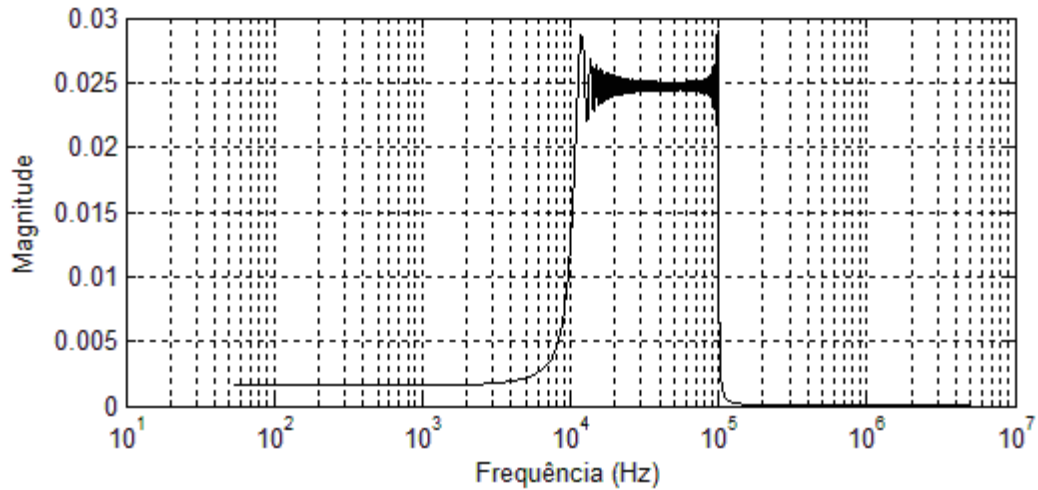


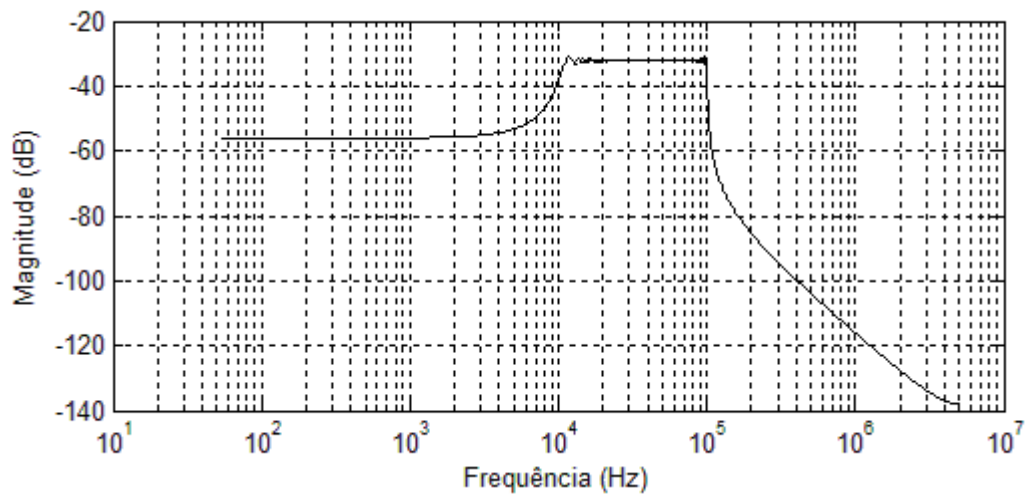
Figura 19: Chirp linear com 10 ciclos, amplitude unitária,  $f_0=0$  Hz e  $f_{fin} = 100$  kHz.

Fonte: Adaptado de (MIN et al., 2011).

Um espectro de *chirp* com 1000 ciclos, duração de 18,18 ms, amplitude unitária,  $f_0$  em 10 kHz,  $f_{fin}$  em 100 kHz e duração de 18,18 ms pode ser observado na Figura 20.



(a)



(b)

Figura 20: Espectro de frequência para uma chirp linear com 1000 ciclos, duração de 18,18 ms, amplitude unitária,  $f_0 = 10$  kHz e  $f_{fm} = 100$  kHz. Visualização em escala linear (a) e em decibéis (b).

A principal funcionalidade na utilização de *chirps* é a possibilidade de escolher arbitrariamente a potência do espectro, porém, esta sempre apresentará um determinado *ripple* (SANCHEZ et al., 2012), que poderá diminuir de acordo com o aumento do período da *chirp*.

Na prática, a geração de um pulso *chirp* ocorre de maneira digital ou analógica. Circuitos analógicos clássicos, como o VCO (Voltage Controlled Oscillator), podem ser utilizados, no entanto estes apresentam limitações que os possibilitam variar apenas entre uma ou duas décadas. Por vias digitais, a utilização de DDS (sintetizadores

digitais) para gerar senóides pode ser adaptada para geração de *chirps*, onde é necessária a presença de um microcontrolador atualizando o valor da frequência instantânea. Tal opção aparece como uma opção para rápido desenvolvimento, no entanto é limitada para frequências altas. Soluções digitais mais complexas são possíveis para altas frequências, no entanto aumentam o custo e o tempo de desenvolvimento, como a utilização de FPGA associados à DACs (MIN et al., 2011).

#### 2.2.3.4 Chirps retangulares (pseudochirps)

A complexidade em termos de *hardware* para gerar uma *chirp* senoidal, torna a utilização de uma *chirp* com um número limitado de amplitudes discretas (*pseudochirp*) uma boa alternativa, pois esta descarta a necessidade de DACs de rápido desempenho, o que diminui a complexidade de *hardware* (POLLAKOWSKI; ERMERT, 1994).

Outras vantagens além da simplificação na geração podem ser destacadas na utilização destas formas de onda. O fato de se utilizar uma forma de onda retangular aumenta a energia transmitida pelo sinal (POLLAKOWSKI; ERMERT, 1994), o que mantém o fator crista baixo, comparando-se com uma *chirp* senoidal de mesmo comprimento. A desvantagem na utilização ocorre com a diminuição de energia na banda de frequência desejada, onde também há um aumento no *ripple*, ambos comparando-se com uma *chirp* senoidal de mesma amplitude e duração (PAAVLE; MIN, 2012b).

Uma das formas de *pseudochirp* é binária (Figura 21), também chamada de *signum-chirp* ou *Non-Return-to-Zero (NRZ) chirp*, pode ser obtida matematicamente utilizando-se a função *sgn* (equação 35) na respectiva função *chirp* (equação 36). Deste modo, a *chirp* binária é limitada apenas a dois valores de amplitude  $-A$  e  $+A$  (MIN et al., 2009; PAAVLE et al., 2009; PAAVLE; MIN, 2012a, 2012b).

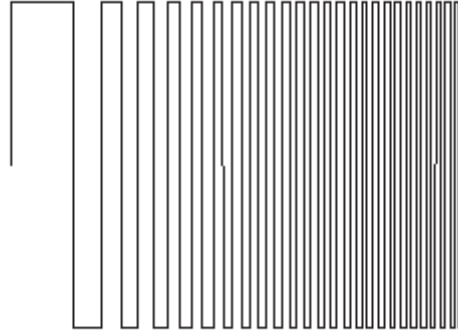


Figura 21: Formas de onda de uma chirp binária.

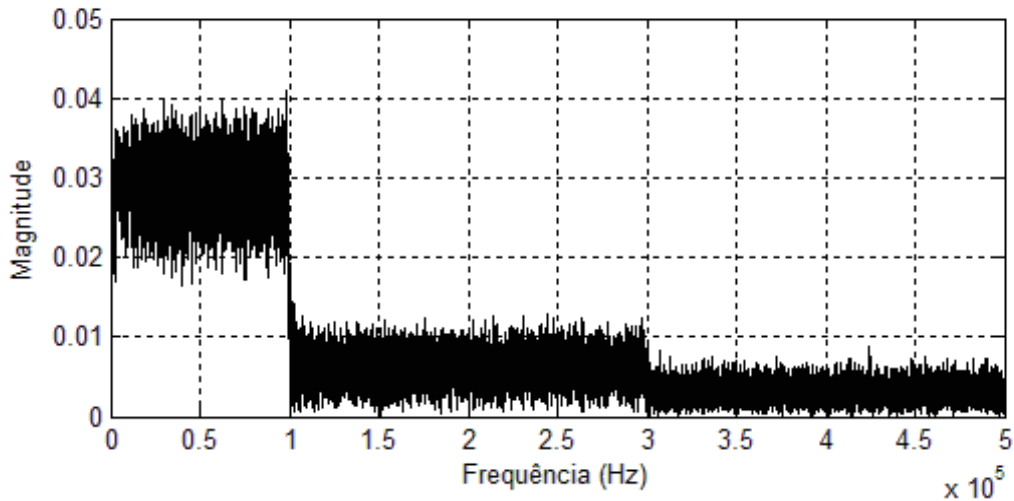
$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{se } x > 0 \\ 0 & \text{se } x = 0 \\ -1 & \text{se } x < 0 \end{cases} \quad (35)$$

$$ch_{bin}(t) = A \text{sgn}(ch(t)) \quad (36)$$

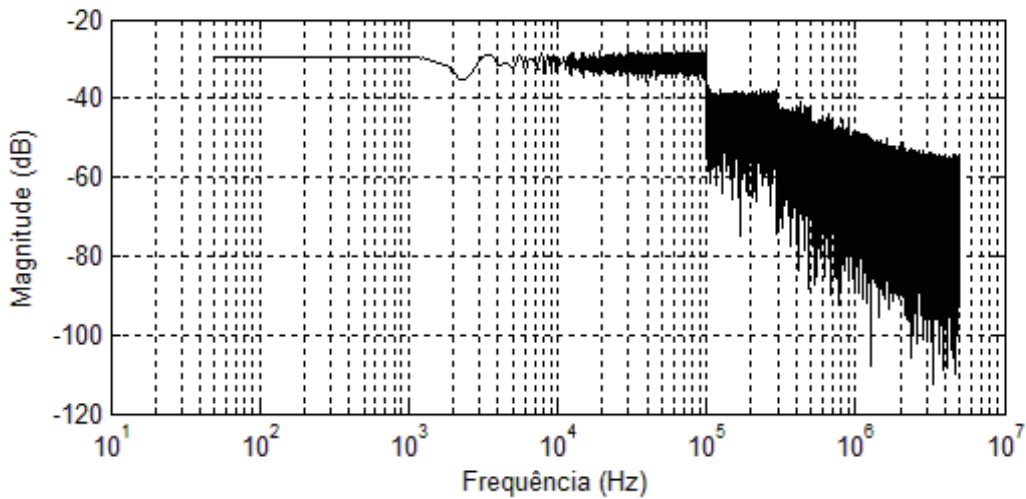
Conforme descrito por PAAVLE; MIN, (2012a, 2012b), o espectro de uma excitação com *chirp* binária terá componentes além da banda desejada (Figura 22), como mencionado anteriormente, tais componentes são proporcionais à frequência inicial e final de uma *chirp* binária, expressa pela equação 37.

$$B_k = k(f_{fin} - f_0) \quad (37)$$

onde  $B_k$  representa a banda no  $k$ -ésimo harmônico,  $k$  assume apenas valores ímpares e  $f_{fin}$  e  $f_0$  são as frequências final e inicial da *chirp* binária.



(a)



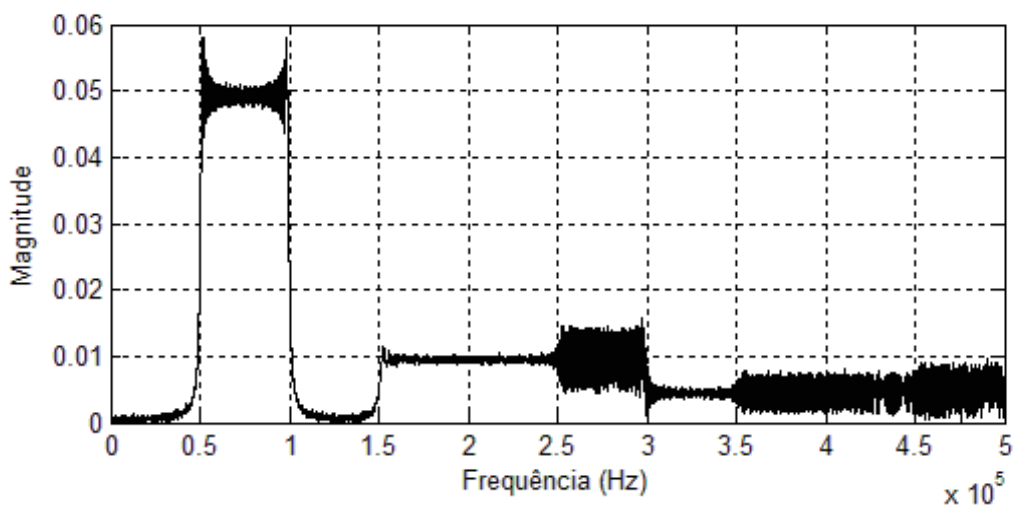
(b)

Figura 22: Espectro de frequência para uma *chirp* binária com 1000 ciclos, duração de 20 ms, amplitude unitária,  $f_0 = 0$  Hz e  $f_{fin} = 100$  kHz. Visualização em escala linear (a) e em decibéis (b).

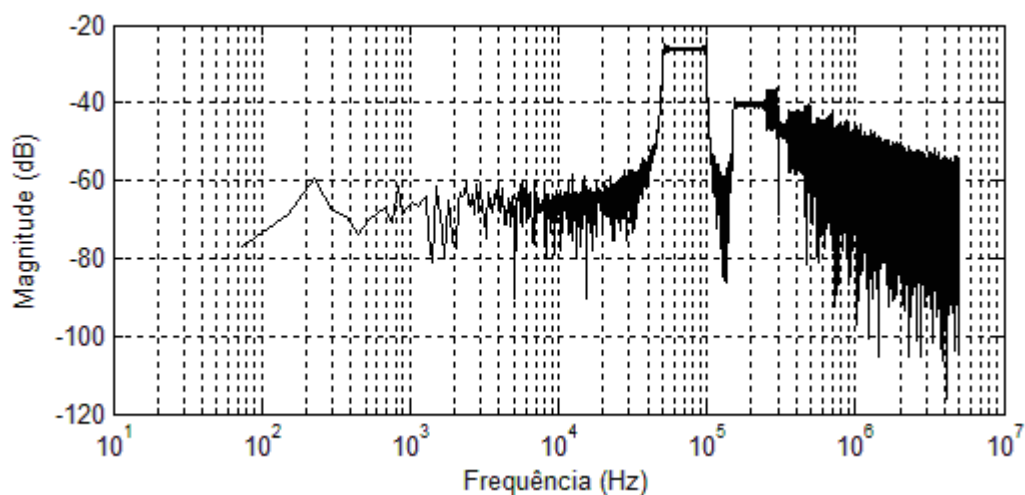
Uma onda quadrada apresenta harmônicos ímpares múltiplos da frequência fundamental. A similaridade existente entre a *chirp* binária e uma onda quadrada faz com que esta também apresente os mesmos harmônicos, no entanto, a *chirp* não possui frequência fundamental, mas uma banda com frequências fundamentais. Deste modo, pode ocorrer uma sobreposição entre a banda fundamental ( $B_{ch}$ ) e as bandas vindas dos harmônicos ( $B_k$ ) o que causa um ripple mais acentuado. Caso a sobreposição das bandas não seja desejada,  $f_0$  deve satisfazer a relação expressa pela equação 38, o que diminui o *ripple* nas bandas e nos harmônicos (Figura 23).

$$(2i+1)f_0 > (2i-1)f_{fm} \quad (38)$$

onde,  $i$  representa a banda limite que não sofrerá sobreposição ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ).



(a)



(b)

Figura 23: Espectro de frequência para uma *chirp* binária com 1000 ciclos, duração de 13,33 ms, amplitude unitária,  $f_0 = 50$  kHz e  $f_{fm} = 100$  kHz. Visualização em escala linear (a) e em decibéis (b).

Segundo PAAVLE; MIN (2012a) a energia na banda desejada para *chirps* binárias com  $f_0$  igual a zero fica em torno de 85,3% enquanto para *chirps* binárias sem sobreposição de harmônicos a energia útil diminui para cerca de 81%.

Uma alternativa forma binária é dada pela *chirp* ternária (Figura 24), que também podem ser chamadas de *chirp* trinária ou *return-to-zero* (RZ) *chirps*, nesta os



valores possíveis de amplitude passam a ser  $+A$ ,  $0$  e  $-A$ , o que aproxima sua forma de uma *chirp* senoidal (MIN et al., 2009; PAAVLE et al., 2009; PAAVLE; MIN, 2012a, 2012b).

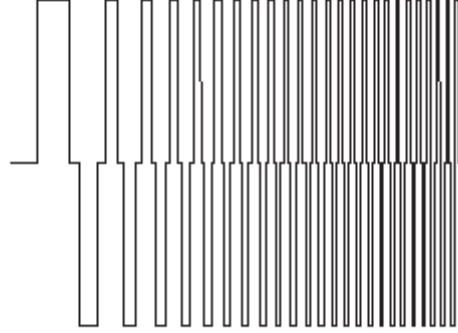


Figura 24: Formas de onda de uma *chirp* ternária.

Os fundamentos sobre a *chirp* apresentados a seguir foram desenvolvidos por PAAVLE; MIN, (2012a). Esta excitação busca aproximar-se da banda espectral de uma *chirp* senoidal, o que é realizado reduzindo o ciclo de trabalho de uma *chirp* binária em  $\alpha$  graus para cada quarto de ciclo. Deste modo, a lei de formação é expressa pela equação 39.

$$ch_{ter}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } 2c\pi - \alpha < \theta(t) < 2c\pi + \alpha \\ 0 & \text{se } (2c+1)\pi - \alpha < \theta(t) < (2c+1)\pi + \alpha \\ A \operatorname{sgn}(ch(t)) & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (39)$$

onde  $c$  representa o ciclo da *chirp* ( $c = 0, 1, 2, \dots$ ),  $\theta(t)$  representa a fase instantânea (equação 30) e  $A$  é a amplitude da *chirp* ternária.

Para evidenciar os efeitos de  $\alpha$  sobre o espectro é necessário interpretar a *chirp* ternária por sua série de Fourier (equação 40).

$$F(\omega t) = \frac{4A}{\pi} \left[ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(k\alpha)}{k} \operatorname{sen}(k\omega t) \right] \quad (40)$$

onde  $A$  representa a amplitude e  $k$  é o número do harmônico ( $k = 1, 3, 5, \dots$ ).

A partir da série é possível observar que os  $k$ -ésimos termos serão nulos ao satisfazer a relação dada pela equação 41.

$$k\alpha = \pm(2i+1)\frac{\pi}{2} \text{ para } i = 0,1,2,\dots \quad (41)$$

Deste modo, é possível remover o terceiro harmônico com a escolha de  $\alpha = \pi/6$ , por exemplo, o que resulta na remoção dos (3+6i) harmônicos.

Em termos de eficiência de energia, PAAVLE; MIN, (2012a) encontram uma eficiência entre 90% e 93,4% para uma escolha de valores de  $\alpha$  entre 20° e 22,5°.

## 2.3 Equipamentos comerciais

Equipamentos comerciais tipicamente são capazes de realizar medições entre 1 mHz e 1 MHz e possibilitam o envio dos dados para o computador. Tal revolução neste processo de mensuração, que em outros tempos eram de difícil acesso, moveu a aplicação da espectroscopia de impedância, de um modo geral, e da bioimpedância para além do laboratório acadêmico, tornando-o uma técnica de significativa importância também na indústria (BARSOUKOV; MACDONALD, 2005).

O equipamento Solartron 1260A *Impedance/Gain-phase Analyzer* (Figura 25) desenvolvido pela empresa *Solartron Analytical* permite a avaliação de impedância na faixa de frequência entre 10  $\mu$ Hz e 32 MHz com resolução de 10  $\mu$ Hz, utilizando varredura de senóides. Possibilita a utilização de métodos com 2, 3 ou 4 eletrodos, onde é possível utilizar uma excitação por tensão ou corrente. Para o modo de tensão a excitação pode utilizar a tensão máxima de 3 V e em corrente pode utilizar até 60 mA. A faixa de impedância, para o melhor caso, varia entre 100 m $\Omega$  e 10 M $\Omega$  com erro máximo de 10%. Para análise dos dados o equipamento possibilita a comunicação com um computador e fornece um *software* com possibilidade de controle do equipamento e verificação dos dados com gráficos e modelos pré-definidos (SOLARTRON ANALYTICAL, 2012), sendo muito utilizado na pesquisa como referência para novos métodos de espectroscopia (YOO et al., 2010), e na investigação de condutividade de tecidos (GABRIEL et al., 2009).



Figura 25: Analisador de impedância Solartron 1260A.

O analisador de impedância 4294A fabricado pela *Keysight Technologies* possibilita análise de impedância nas frequências entre 40 Hz e 100 MHz, com resolução de 1 mHz. A medição ocorre por varredura de senóides na qual é possível escolher entre 2 e 801 frequências. Para o melhor caso a faixa de impedância pode ser medida entre 30 m $\Omega$  e 40 M $\Omega$ , com erro máximo de 10%. O equipamento permite visualização dos dados em sua tela e exportação destes por disquete ou porta paralela (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2008). Apesar de ser uma versão não tão moderna, ainda é utilizado na pesquisa como referência (YATCHEV et al., 2011).

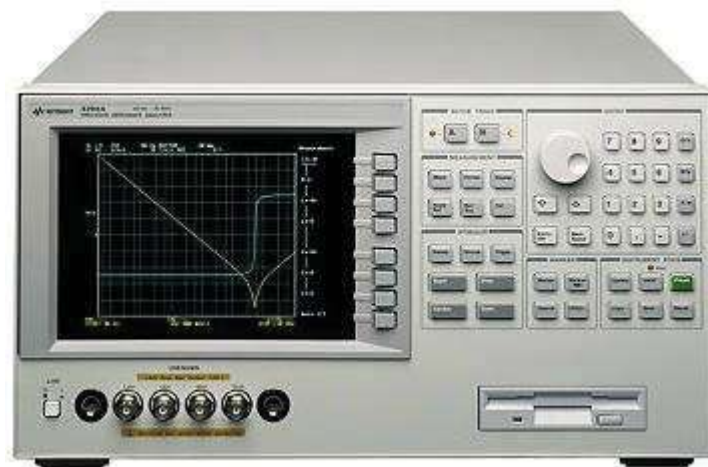


Figura 26: Analisador de impedância 4294A.

O analisador de impedância E4990A (Figura 27), uma opção mais recente para o 4294A, desenvolvido também pela *Keysight Technologies* é capaz de realizar medições em frequências entre 20 Hz e 120 MHz, com resolução de 1 mHz, utilizando varredura de senóides. A varredura pode ocorrer com 2 até 1601 medições de uma faixa selecionada pelo usuário. A faixa de impedância, para o melhor caso, varia entre 25 m $\Omega$  e 40 M $\Omega$  com erro máximo de 10%. O equipamento permite o controle e aquisição dos dados por *software* via computador. Apesar de possuir frequência máxima de 120 MHz,

a utilização de acessórios que incluem cabos com conectores do tipo “jacaré”, ideal para utilização com eletrodos, limita a frequência máxima para 100 kHz (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2014).



Figura 27: Analisador de impedância E4990A.

O XiTRON Hydra 4200 (Figura 28) fornecido pela XiTRON Technologies, permite a investigação da bioimpedância em frequências na faixa de 5 kHz a 1 MHz. O equipamento realiza varredura de senoide, onde é possível obter dados de até 50 frequências em uma medida, em até 3 segundos; a forma de excitação é por corrente e varia entre 50 e 700  $\mu\text{A}$ . A faixa de impedância medida varia de 100  $\Omega$  a 1000  $\Omega$ . A comunicação com o computador é possível para a leitura de dados e controle do equipamento (XITRON TECHNOLOGIES, 2007). O dispositivo fornece um cabo de aproximadamente 1,5 m para conexão entre o voluntário e o equipamento. Exemplos de utilização na pesquisa incluem a análise de volume de fluídos corporais (JAFFRIN; MOREL, 2008) e como referência para comparação de métodos de medição de bioimpedância (NEVES et al., 2009).



*Figura 28: Sistema de espectroscopia de bioimpedância XiTRON Hydra 4200.*

O dispositivo *LCR Meter IM3536* fornecido pela *HIOKI* é capaz de realizar a varredura de frequências na faixa entre 4 Hz e 8 MHz, utilizando o método de varredura de senóides. O equipamento é capaz de utilizar excitação por corrente ou tensão; quando configurado com excitação por corrente possui faixa de corrente entre 10  $\mu\text{A}$  a 100 mA; e quando em modo de excitação por tensão, possui faixa de tensão entre 10 mV e 5 V. A faixa de impedância do dispositivo fica entre 100 m $\Omega$  e 100M $\Omega$ . O controle do dispositivo e aquisição de dados é possível pelo computador, utilizando comunicação USB e outras. Também é possível utilizar o equipamento com o cabo L2000, um cabo de 1 m com configuração bipolar que permite medições na faixa de frequência até 8 MHz (HIOKI, 2014).



Figura 29: LCR Meter IM3536 fornecido pela HIOKI.

Com o avanço da tecnologia e principalmente da microeletrônica, a construção de dispositivos para medição de bioimpedância torna-se algo mais simples. O mercado atualmente disponibiliza componentes eletrônicos com grande parte do sistema para aquisição de bioimpedância desenvolvido em um único circuito integrado. Alguns exemplos seriam o AD5933, fornecido pela *Analog Devices*, e o AFE4300, fornecido pela *Texas Instruments*.

O AD5933 vem sendo empregado na pesquisa para o desenvolvimento de medidores de bioimpedância (BLOMQVIST et al., 2012; MARGO et al., 2013), em dispositivos implantáveis (BOGÓNEZ-FRANCO et al., 2013) e outros. Este circuito integrado permite a medição de impedância para frequências até 100 kHz, com resolução inferior a 0,1 Hz, utilizando varredura de senóides. A faixa de medição de impedância varia entre 1 k $\Omega$  e 10 M $\Omega$ , podendo ser alterada para 100  $\Omega$  a 1 k $\Omega$  com circuito externo. O componente fornece comunicação através de interface serial I<sub>2</sub>C, onde permite o controle do sistema e disponibiliza os dados de impedância em formato real e imaginário (ANALOG DEVICES, 2013).

O AFE4300 também é utilizado para o desenvolvimento de medidores de bioimpedância (SANCHEZ et al., 2013), capaz de medir impedância em frequências de até 150 kHz, utilizando varredura de senoide ou técnica multissenos com até 4 frequências. A aquisição dos dados e controle do circuito integrado é realizada por protocolo serial SPI (*Serial Peripheral Interface*) (TEXAS INSTRUMENTS, 2012).

## 2.4 Posicionamento sobre a abordagem a ser utilizada

A análise de espectroscopia consiste da análise no comportamento de materiais em diversas frequências. No entanto, quando se deseja analisar tecidos biológicos a gama de frequências pode ser reduzida para frequências entre 1 kHz e 1 MHz, pois é nessa região que ocorrem variações de permissividade e condutividade consequentes de células (zonas de dispersão  $\alpha$  e  $\beta$ ). Deste modo, este projeto busca avaliar tais regiões de dispersão possibilitando a investigação do interior das células.

Para isto será feito o desenvolvimento de um *hardware* que implemente o sistema tetrapolar, o que dispensa a modelagem de eletrodos simplificando a análise de resultados (MARTINSEN; GRIMNES, 2008). A excitação por corrente terá amplitude de pico de 500  $\mu$ A (próximo ao valor máximo permitido pela norma) (ABNT, NORMA IEC 60601-1, 2010).

A faixa de impedância pretendida com o projeto esta entre 50  $\Omega$  e 1 k $\Omega$ , faixa que compreende 75% dos tecidos biológicos (GABRIEL et al., 2009). A forma de onda a ser utilizada será a *chirp* ternária, o que reduz a complexidade em termos de *hardware* dispensando a utilização de um DAC para sua geração. Além disto, proporciona o controle na banda de frequência desejada, no tempo disponível para o experimento e contém até 92% da energia na banda de frequências desejada (PAAVLE et al., 2009; PAAVLE; MIN, 2012a).

Como a possibilidade de aplicação inclui testes em seres humanos, é desejável que a medida ocorra em um tempo inferior a 1 s, devido a variações causadas pela respiração.

## 3 Materiais e Métodos

Este capítulo consiste na descrição do sistema desenvolvido para medição de bioimpedância em banda larga e a sua avaliação. O equipamento permite medições de bioimpedância e retorna dados ao programa do usuário, preparado em linguagem LabVIEW. O *hardware* possui como especificações para medição de impedâncias, a resolução mínima de  $10 \Omega$ , faixa de valores entre  $50 \Omega$  e  $1 \text{ k}\Omega$ , banda de  $1 \text{ kHz}$  a  $1 \text{ MHz}$ , tempo de amostragem inferior a  $1 \text{ s}$  e permite a utilização das topologias tetrapolar e bipolar, por excitação de corrente. A forma de excitação determinada para este projeto é a *chirp* ternária.

### 3.1 Topologia de *hardware*

O sistema proposto consiste de um *hardware* e um *software* (Figura 30), onde o *hardware* engloba componentes eletrônicos analógicos para modulação, amplificação e filtragem dos sinais, e componentes digitais, necessários para realizar a comunicação USB com o computador, gerar os sinais de excitação e digitalizar os sinais analógicos. O *software* fornece a interface com o usuário e permite o controle do dispositivo, possibilitando a leitura dos dados e a configuração do equipamento.

Os requisitos necessários para o funcionamento do *hardware* podem ser divididos em 6 partes: comunicação USB, sistema de aquisição, modulador da *chirp* ternária, fonte de corrente controlada por tensão (VCCS) e os condicionadores de corrente (Condicionador I) e tensão (Condicionador V) (Figura 30).



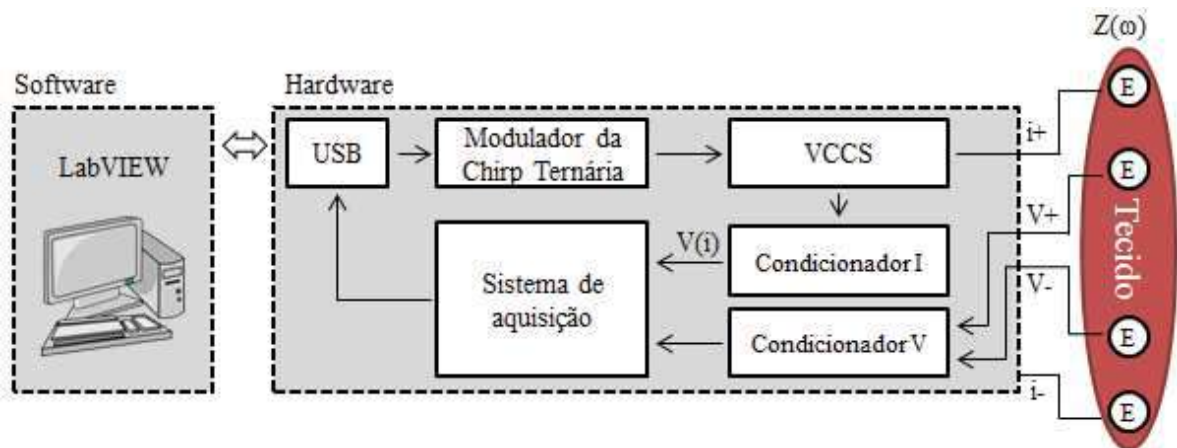


Figura 30: Topologia do sistema de medição de bioimpedância.

Dentre as partes citadas, a comunicação USB é a única inteiramente digital e foi um requisito para a escolha do microcontrolador. O sistema de aquisição e o modulador da *chirp* ternária possuem componentes digitais e analógicos, onde o sistema de aquisição é composto por conversores analógico digital (ADC) do microcontrolador e circuitos analógicos para minimizar os efeitos de *aliasing* e adequar o sinal à faixa de entrada dos ADCs; já o modulador da *chirp* ternária é composto pelos pinos de saída digital do microcontrolador acoplados a um circuito subtrator.

A VCCS e os condicionadores V e I, são formados somente por circuitos analógicos, onde a VCCS é responsável por aplicar ao voluntário a excitação em forma de corrente; o Condicionador I é responsável por amplificar, filtrar e amostrar a corrente gerada pela VCCS; e o Condicionador V é utilizado para amplificar, filtrar e amostrar a tensão diferencial sobre o tecido ( $V_+ - V_-$ ) (Figura 30). Após a digitalização da corrente de excitação e da tensão diferencial, estes dados são enviados ao *software* pela comunicação USB para processamento.

Com a arquitetura descrita, fez-se necessária a escolha de um microcontrolador capaz de possibilitar, além da já mencionada comunicação USB, a capacidade de digitalizar a excitação de corrente e a resposta por tensão, cujas componentes de frequência desejadas chegam até 1 MHz. Além desses requisitos, torna-se necessária a capacidade de armazenamento das amostras e um conjunto de periféricos capaz de gerar a *chirp* ternária.

A seguir serão especificados os seguintes módulos do hardware: o microcontrolador, modulador da chirp ternária, sistema de aquisição, VCCS, o Condicionador I e o Condicionador V.

### 3.1.1 Microcontrolador

O principal componente de *hardware* é o LPC4370, fornecido pela *NXP Semiconductors*. O LPC4370 é um microcontrolador baseado em tecnologia ARM com frequência de *clock* de até 204 MHz, possui três processadores que podem operar simultaneamente, sendo um ARM Cortex-M4, o principal, e outros dois ARM Cortex-M0 para auxiliar o processador principal e gerenciar periféricos (NXP SEMICONDUCTORS, 2013, 2015).

Dentre suas características, destacam-se para o projeto:

- a) Dois controladores *High-Speed* USB;
- b) 282 kBytes de memória RAM;
- c) Módulo ADC de 12 bits com frequência de amostragem de 80 MSPS, que pode ser multiplexado para até 6 canais;
- d) Temporizadores internos;
- e) Controladores para acesso direto a memória (DMA);
- f) Saídas digitais.

O microcontrolador LPC4370 está disponível apenas em um encapsulamento miniaturizado o que dificulta o acesso aos pinos na montagem de protótipos. Porém, este dispositivo faz parte de uma placa de desenvolvimento chamada LPC-Link2 (Figura 31), também disponibilizada pela *NXP Semiconductors*, o que torna possível um desenvolvimento mais rápido do projeto por prover o acesso a alguns pinos do microcontrolador de um modo mais simples, além de disponibilizar o circuito e os componentes básicos para utilização do microcontrolador e a comunicação USB.

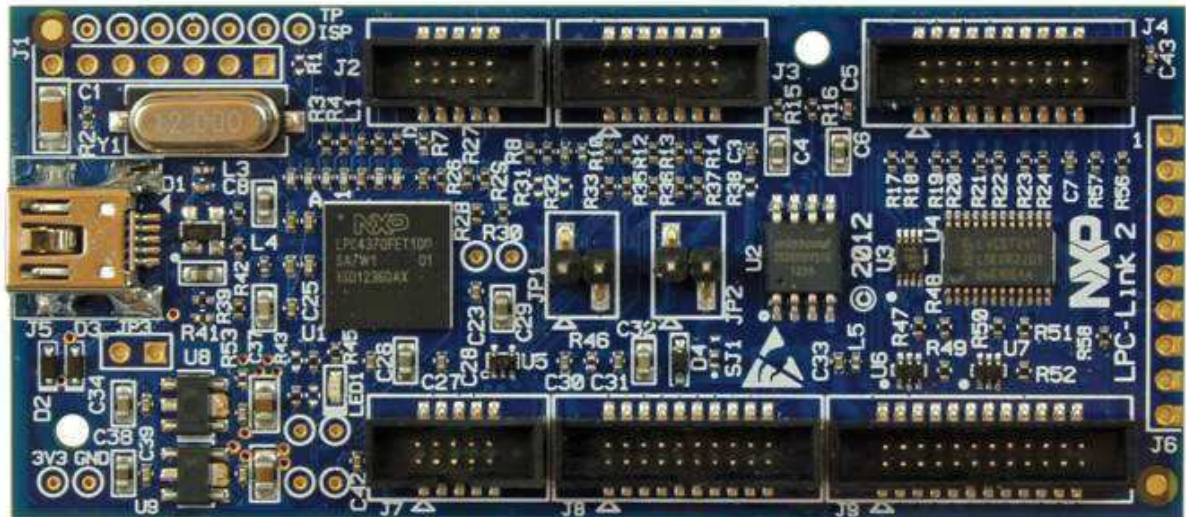


Figura 31: Placa de desenvolvimento LPC-Link2. Fonte: NXP Semiconductors.

O *firmware* desenvolvido para este microcontrolador foi escrito utilizando o ambiente de desenvolvimento LPCXpresso IDE (versão 7.6.2\_326), também fornecido pela NXP.

A comunicação USB foi configurada por *firmware* para o modo *bulk*, modo utilizado para transferir grandes quantidades de dados entre o dispositivo e o computador, de modo a garantir que a transferência ocorra corretamente. No entanto, a banda de dados no modo *bulk* ainda dependerá da disponibilidade do barramento USB do computador, podendo ocorrer variações (COMPAQ COMPUTER CORPORATION et al., 2000).

Um controlador USB do tipo *High-Speed* (como o utilizado no LPC4370) em modo *bulk* possibilita transferir até 512 bytes por pacote ao computador, de modo que cada pacote pode ser transferido em cerca de 125  $\mu$ s (COMPAQ COMPUTER CORPORATION et al., 2000).

### 3.1.2 Modulador da *chirp* ternária

A modulação da *chirp* ternária foi feita com base nos parâmetros de configuração da excitação, que são recebidos do *software* em LabVIEW. Estes parâmetros alimentam um algoritmo para geração da *chirp* ternária usando duas saídas digitais do LPC4370 (chamadas de TChirpPos e TChirpNeg), que são acopladas a um circuito analógico subtrator (Figura 34).

As saídas digitais são ativadas e desativadas por um algoritmo interno com o auxílio de temporizadores e comparadores. Na placa de desenvolvimento o estado ativo corresponde a uma tensão de 3,3 V e o estado inativo 0 V.

Para realizar a modulação da *chirp* ternária são necessário 5 parâmetros do *software*: o número de ciclos ( $L$ ), a frequência inicial ( $f_0$ ), a frequência final ( $f_{fin}$ ), a fase inicial ( $\theta_0$ ) e o valor de  $\alpha$ , que controla a largura dos pulsos da *chirp* ternária. Após ter estes parâmetros é possível estabelecer a configuração a ser utilizada pelo microcontrolador para gerar a forma de onda, o que ocorre pelo método descrito nos parágrafos seguintes.

### 3.1.2.1 Periféricos do microcontrolador para modulação da *chirp* ternária

Para realizar o processo de modulação são utilizados 2 periféricos do microcontrolador, configurados para trabalhar em conjunto: o primeiro é composto por um temporizador e comparadores, e o segundo é o DMA. Com o temporizador e comparadores é possível controlar o estado dos pinos da saída digital em função do tempo, sem necessidade de intervenção do processador, o que torna mais simples a geração de pulsos de curta duração, em torno de 200 ns (para *chirps* de até 1 MHz e valores de  $\alpha$  em torno de  $20^\circ$ ). No entanto, como a quantidade de comparadores é limitada, também é utilizado um canal de DMA, o que realiza automaticamente a transferência de dados da memória para os comparadores.

O periférico responsável pelo temporizador e comparadores é denominado SCT (*State Configurable Timer*), pela nomenclatura do LPC4370. O SCT disponibiliza 16 comparadores e um registrador contador que é incrementado a cada período do *clock* principal (4,9 ns ou 1/204 MHz). Quando o valor do contador se iguala ao valor presente no comparador ocorre a ativação de um evento configurável; o que é válido para cada um dos 16 comparadores (Figura 32).

Para garantir que a atualização dos registradores comparadores não atrapalhe a modulação, o SCT disponibiliza também os chamados registradores de recarga. Este registrador atua em pares com cada um dos 16 comparadores. Nesta implementação, os valores presentes nos registradores de recarga são copiados para os registradores comparadores quando um evento escolhido (entre os 16 possíveis) ocorrer; deste modo, é possível alterar os registradores de recarga sem correr o risco de atrapalhar a modulação (Figura 32).

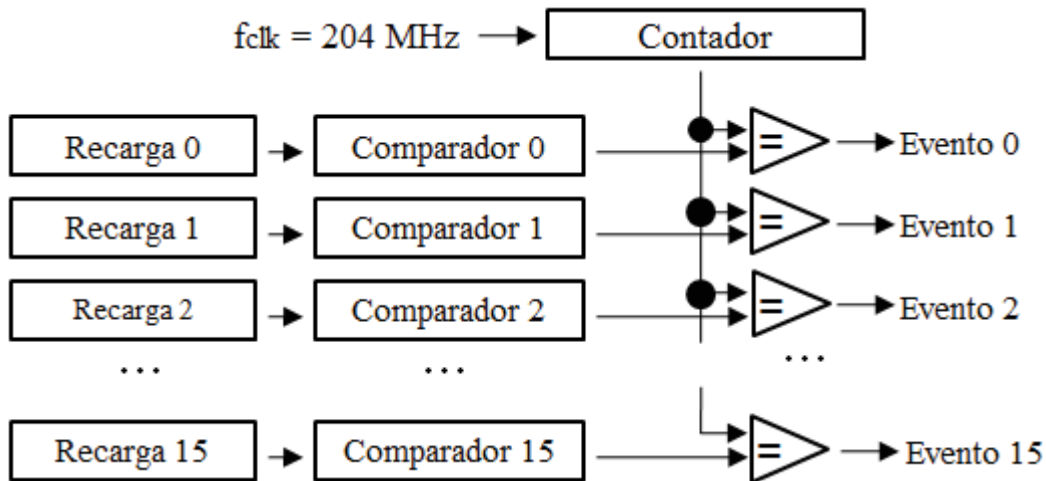


Figura 32: Topologia de funcionamento do periférico SCT (State Configurable Timer).  
Representando apenas os 3 primeiros comparadores.

Todos os registradores do módulo SCT utilizam 32 bits, o que possibilita ao SCT trabalhar com o tempo máximo de aproximadamente 21 segundos ( $2^{32}$  multiplicado por 4,9 ns), superiores as necessidades do projeto.

Com o uso de apenas 16 registradores de comparação, a modulação ficaria limitada a realizar poucos ciclos de uma *chirp* ternária, de modo que para aumentar o número de ciclos possíveis é necessário atualizar os 16 registradores de recarga durante a própria execução da *chirp* ternária. A solução é dada, como mencionado anteriormente, pela utilização de um canal de DMA, dessa forma dados previamente calculados e armazenados na memória atualizam todos os registradores de recarga quando ocorrer um evento configurado gerado pelo SCT.

### 3.1.2.2 Processo de modulação

O processo de modulação ocorre através de funções que são disparadas de forma ordenada pelos eventos do SCT. As funções atribuídas são:

- mudar o estado das saídas digitais;
- zerar o registrador contador;
- atualizar os registradores comparadores com os valores dos registradores de recarga;
- atualizar os registradores de recarga com o DMA, se necessário;
- finalizar o processo de modulação da *chirp* ternária.

Para modular um único ciclo da *chirp* ternária são necessários cinco eventos nesta ordem: ativar TChirpPos, desativar TChirpPos, ativar TChirpNeg, desativar TChirpNeg e um evento para marcar o fim do ciclo.

Com a limitação de utilizar apenas 16 eventos por vez, só é possível modular até três ciclos da *chirp* ternária. Onde cada ciclo consumiria até quatro eventos do SCT, totalizando 12 eventos (evento 0 ao evento 11) e um último evento (evento 12) marcaria o fim destes ciclos (Figura 33). É importante observar que o evento 12 marca o fim dos ciclos da *chirp*, caso a quantidade desejada de ciclos seja inferior a três, por exemplo, o evento 12 pode ocorrer antes do evento 8, ou para o caso de apenas 1 ciclo, ocorrer antes do evento 4.

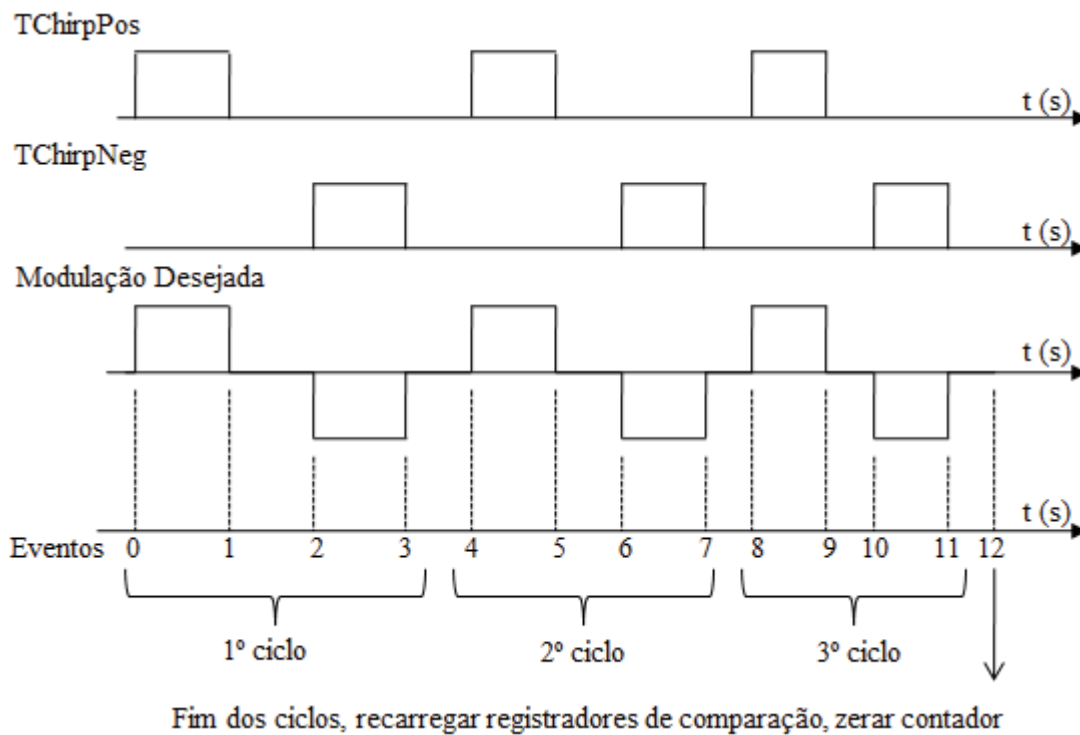


Figura 33: Diagrama temporal que relaciona o padrão estabelecido entre a mudança de estado das saídas digitais e os eventos.

A Figura 33 exemplifica o processo de modulação. Nesta os eventos de 0 a 3 são responsáveis pela modulação do 1º ciclo da *chirp*, os eventos de 4 a 7 são responsáveis pelo 2º ciclo, os eventos de 8 a 11 são responsáveis pelo 3º ciclo e o evento 12 é responsável por finalizar o processo, podendo ocorrer antes dos eventos 4 e 8, caso o número de ciclos desejados seja de 1 ou 2 ciclos.

O evento 12, além de marcar o fim dos ciclos da *chirp* também dispara as seguintes funções: passar conteúdo dos registradores de recarga para os de comparação,

zerar o registrador contador e atualizar os registradores de recarga com o DMA, caso sejam modulados mais do que 3 ciclos de *chirp*.

Para controlar o fim de todo o processo, desligando o DMA e o SCT, foi configurado também o evento 13; que diferentemente do evento 12, deve ocorrer uma única vez, indicando o fim de todo o processo de modulação.

### 3.1.2.3 Algoritmo de modulação da *chirp* ternária

Para que a geração da *chirp* ternária usando o DMA e o SCT funcione, o cálculo dos valores utilizados nos comparadores do SCT, em todos os ciclos da *chirp*, são previamente realizados antes da modulação ser iniciada. Estes valores correspondem aos momentos em que o estado dos pinos de saída devem mudar, e são relacionados também ao fim de alguns ciclos, de modo que estes valores dependem dos parâmetros da *chirp* desejada.

O objetivo do algoritmo é encontrar os instantes de tempo em que devem ser alterados os pinos de saída, e o fim da *chirp*, de modo eficiente. Para isto a equação da *chirp* com incremento linear de frequência (equação 33) foi manipulada de modo a ser dado como entrada os parâmetros da *chirp* e um ângulo alvo, e obtido como saída o instante de tempo que o ângulo será atingido.

Tal manipulação leva em consideração apenas o conteúdo da função seno da equação 33, como mostra a equação 42.

$$\theta(t) = \frac{2\pi k}{2} t^2 + 2\pi f_0 t + \theta_0 \quad (42)$$

Sendo  $\theta(t)$  o ângulo alvo.

$$0 = \frac{2\pi k}{2} t^2 + 2\pi f_0 t + \theta_0 - \theta(t) \quad (43)$$

$$t = \frac{-2\pi f_0 + \sqrt{(2\pi f_0)^2 - 4 \cdot \pi k \cdot (\theta_0 - \theta(t))}}{2\pi k} \quad (44)$$

Para se obter o valor de t (equação 44), em função dos demais parâmetros foi aplicada a fórmula de Bhaskara a equação 43. Nesta equação, t fornece o instante de tempo desejado para disparar cada evento do SCT em função dos parâmetros de configuração da *chirp* ( $f_0$ ,  $k$  e  $\theta_0$ ) e do  $\theta(t)$ .

Os ângulos alvos ( $\theta(t)$ ) são os momentos em que os pinos devem mudar de estado, ou marcar o fim de um ciclo, são definidos a partir da equação 39, são eles:

a)  $\theta(t) = 2c\pi - \alpha$

b)  $\theta(t) = 2c\pi + \alpha$

c)  $\theta(t) = (2c + 1)\pi - \alpha$

d)  $\theta(t) = (2c + 1)\pi + \alpha$

e)  $\theta(t) = 2c\pi$

Onde  $c$  indica o ciclo que se deseja calcular.

Devido à quantidade de memória interna presente no microcontrolador ser limitada e compartilhada com outras funções do microcontrolador, como a comunicação USB, a digitalização dos sinais analógicos e outras funções do firmware, a quantidade de ciclos para a *chirp* ternária foi limitada em até 890 ciclos. Tal configuração representa um uso aproximado de 18,54 kBytes da memória RAM do microcontrolador.

#### 3.1.2.4 Hardware analógico

Após a modulação dos sinais da fase positiva e negativa da *chirp* ternária, respectivamente pinos G4 e H5 do microcontrolador, os pinos são conectados a um circuito atenuador e subtrator, para adequar a amplitude de tensão à VCCS e ajustar o formato correto da modulação.

O circuito foi formado pelos amplificadores operacionais U8, U9, U10, resistores de R15 a R26, e os capacitores C9 e C10 (Figura 34), onde os divisores resistivos formados por R15 e R16, e R21 e R22, atenuam de 3,3 V para 0,5 V a amplitude dos pulsos vindos do microcontrolador, e os circuitos amplificadores formados por U8, R18 e R17, e U9, R23 e R24, amplificam o sinal ajustando-o em 1 V. Por fim, foi utilizado um circuito subtrator, formado por U10, R19, R20, R25, R26, C9 e C10, onde os capacitores atuam como filtros para sinais indesejados, com frequência de corte em 2,2 MHz.



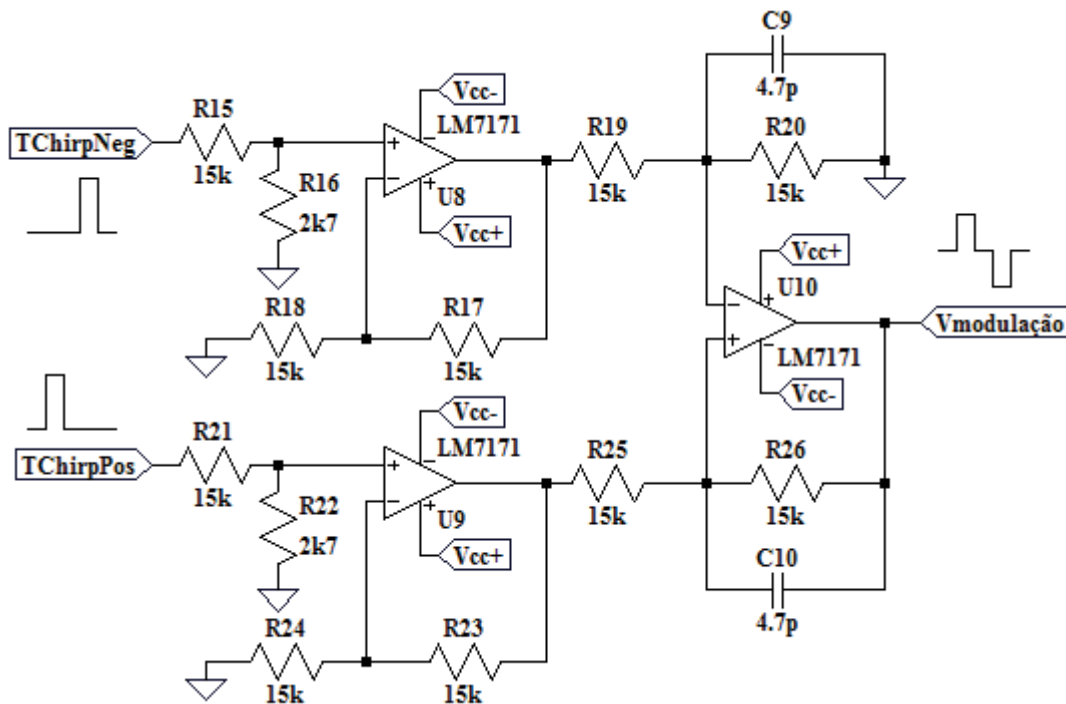


Figura 34: Circuito atenuador e subtrator para modulação do formato da chirp ternária.

O amplificador utilizado foi o LM7171, com GBW (*Gain Bandwidth Product*) de 125 MHz e *slew rate* de 950 V/ $\mu$ s (capaz de excursionar 3,3 V em 3,47 ns), tais especificações são dadas para uma alimentação de  $\pm 5$  V.

### 3.1.3 Fonte de corrente controlada por tensão (VCCS)

A VCCS deve ser capaz de realizar as excitações da *chirp* ternária com uma amplitude de pico de 500  $\mu$ A, para que isto ocorra corretamente, temos que considerar a carga máxima que receberá sua corrente, 1 k $\Omega$ , e a banda de frequência desejada, de 1 kHz a 1 MHz. Devido aos efeitos parasitas e limitações de frequência dos componentes, esta pode ser considerada a etapa mais delicada do projeto em relação ao hardware analógico.

O circuito proposto para atender as especificações de amplitude, faixa de frequência e impedância desejadas tem como base um amplificador de transcondutância (OTA – *Operational Transconductance Amplifier*), que por definição já consiste de uma VCCS. O OTA OPA861, desenvolvido pela *Texas Instruments*, foi escolhido para o projeto por possuir como características principais banda passante de 80 MHz, *slew rate*

de  $900 \text{ V}/\mu\text{s}$  e impedância de saída equivalente a  $54 \text{ k}\Omega$  em paralelo com uma capacitância de  $2 \text{ pF}$  (TEXAS INSTRUMENTS, 2005).

O OTA foi aplicado ao circuito implementado em uma topologia bipolar (Figura 35), semelhante a topologias bipolares desenvolvidas por BERTEMES-FILHO et al. (2012); STIZ et al. (2009); SOUZA et al. (2016). Foram empregados dois OPA861, um funcionando como *sink* (U14, R32 e RE2) e outro como *source* (U13, R30, RE1) acionados por dois amplificadores operacionais, LM7171, em configuração *buffer* (U11) e inversora de ganho unitário (U12, R27 e R28). O resistor R29 não interfere no circuito, sendo utilizado para fins de testes apenas.

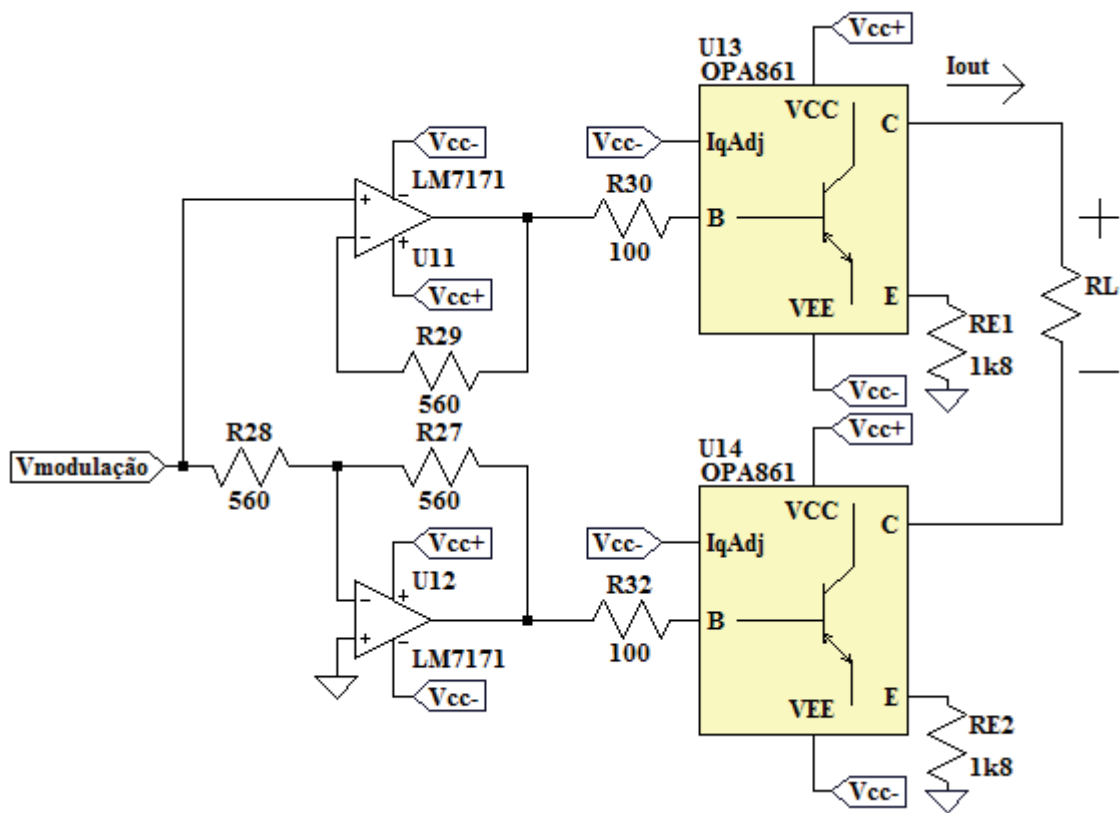


Figura 35: Circuito da fonte de corrente controlada por tensão.

Na Figura 35, resistor RL representa o tecido biológico que será estimulado.

O ganho do OTA foi configurado para  $552,33 \mu\text{A}/\text{V}$ , o que ocorre realizando um curto entre o pino IqAdj e a tensão de alimentação negativa (Vcc-) (TEXAS INSTRUMENTS, 2005), e selecionando o resistor do emissor (RE1 e RE2) para  $1800 \Omega$  (equação 45). A conexão entre IqAdj e Vcc- faz com que o valor de Gm seja fixado em  $95 \text{ mA}/\text{V}$ .

$$G_{VCCS} = \frac{1}{\frac{1}{Gm} + Re} = \frac{1}{\frac{1}{95 \frac{mA}{V}} + 1800 \frac{V}{A}} = 552,33 \frac{\mu A}{V} \quad (45)$$

Como os ganhos dos circuitos formados por U11 e U12 são unitários, o ganho do OTA é o ganho do próprio VCCS. Em relação à impedância de saída, por serem utilizadas duas fontes de corrente, espera-se que ela dobre o valor da configuração original, ou seja, 108 kΩ.

### 3.1.4 Condicionadores de sinais de corrente e tensão

Para que os sinais de excitação por corrente e sua respectiva resposta de tensão possam ser amostrados, são necessários condicionadores de sinais. Estes são responsáveis por adequar a amplitude máxima dos sinais a faixa dinâmica do ADC (800 mV). Deste modo foram utilizados dois circuitos condicionadores de sinais, um para corrente e outro para tensão, estes possuem configurações semelhantes para reduzir diferenças de tempo na propagação dos sinais de corrente e tensão.

#### 3.1.4.1 Condicionador I

O condicionador I é responsável por adequar o sinal da excitação realizada por corrente. Neste caso, temos a entrada dada por corrente, que possui uma faixa dinâmica de 1 mA, vinda da amplitude da corrente teórica entre -500 μA e +500 μA; e a saída tem que estar limitada para a faixa dinâmica do ADC, 800 mV.

Para a abordagem prática, optou-se por utilizar em torno de 75% da faixa dinâmica do ADC, o que resulta em uma faixa dinâmica de 600 mV. Deste modo é possível calcular o ganho teórico desejado para este circuito de 600 V/A (equação 46).

$$G_{CondicionadorI}^{Teórico} = \frac{600mV}{1mA} = 600 \frac{V}{A} \quad (46)$$

A implementação do circuito elétrico (Figura 36) para obter o ganho teórico (600 V/A) foi dividida em três partes: a primeira utiliza um resistor (R31) em série com a VCCS, a segunda trata da amplificação da tensão sobre o resistor (U15, R33 e R34) com ganho de 9,3 V/V, utilizando o amplificador de diferenças (AD8130), e a última parte consiste de uma etapa de amplificação do sinal (U16, R36, R35). O resistor R37 não interfere no ganho do circuito, e foi utilizado para fins de testes, o resistor RL representa o tecido biológico sob estimulação da VCCS.

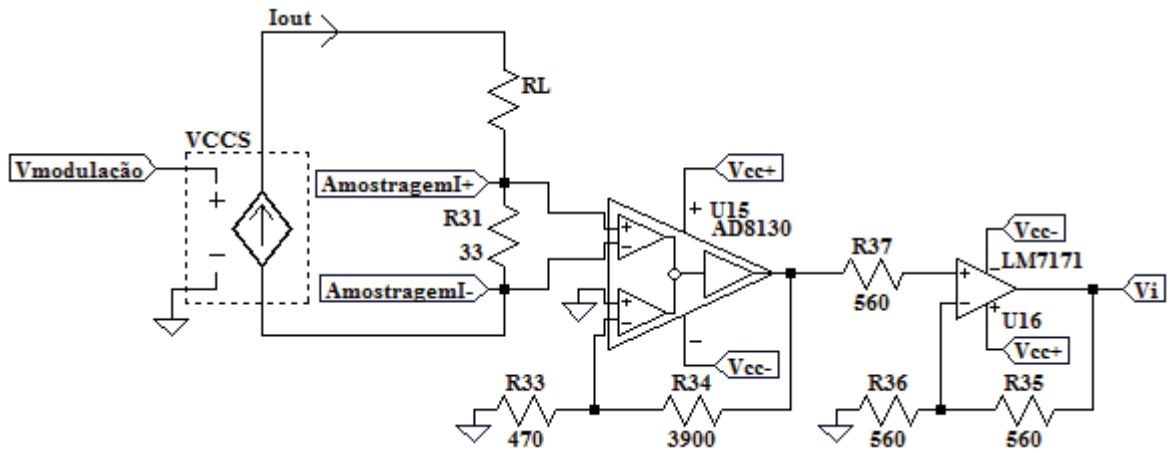


Figura 36: Circuito do condicionador I, responsável por ajustar a faixa dinâmica da corrente  $I_{out}$  (1 mA) para a faixa dinâmica do ADC (800 mV).

O ganho prático pode ser calculado multiplicando-se os ganhos de cada etapa citada acima, o que resulta em um ganho total de 613,8 V/A (equação 47).

$$G_{CondicionadorI} = \frac{V_i}{I_{out}} = 33 \frac{V}{A} \cdot \left(1 + \frac{3900}{470}\right) \frac{V}{V} \cdot \left(1 + \frac{560}{560}\right) \frac{V}{V} = 613,8 \frac{V}{A} \quad (47)$$

### 3.1.4.2 Condicionador V

O condicionador V é utilizado para obter a tensão diferencial sobre a resistência que se deseja avaliar e adaptá-lo a faixa dinâmica do ADC (800 mV). Para tal, é necessário considerar o valor máximo de impedância que se deseja avaliar (1 k $\Omega$ ) e a faixa dinâmica da corrente de excitação (1 mA). Dividindo-se a faixa dinâmica da entrada (1 V) pela saída (800 mV) é possível obter o ganho teórico desejado para o condicionador V (equação 48).

$$G_{CondicionadorV}^{Teórico} = \frac{800mV}{1k\Omega \cdot 1mA} = 0,8 \frac{V}{V} \quad (48)$$

Na implementação prática é necessário considerar também, a tensão de meia-célula, uma variação de tensão de baixa frequência, produzida pelo acoplamento entre o circuito eletrônico e o meio iônico, através do eletrodo. Considerando isto, o circuito foi implementado (Figura 37) utilizando três etapas: a primeira com o amplificador de diferenças (U17, R38 e R39), a segunda é composta por um filtro passa-altas (C12, C11, R40 e R41), cuja frequência de corte é de 11,53 Hz, implementado em conjunto com um divisor resistivo (R40 e R41); e a última etapa consiste de um circuito *buffer* (U18, R43). Os capacitores C11 (cerâmico) e C12 (eletrolítico) estão em paralelo devido a

resposta em frequência de capacitores eletrolíticos cujo comportamento tende a um indutor para frequências da ordem de MHz. O resistor R43 não interfere no ganho do circuito e foi utilizado para fins de testes apenas.

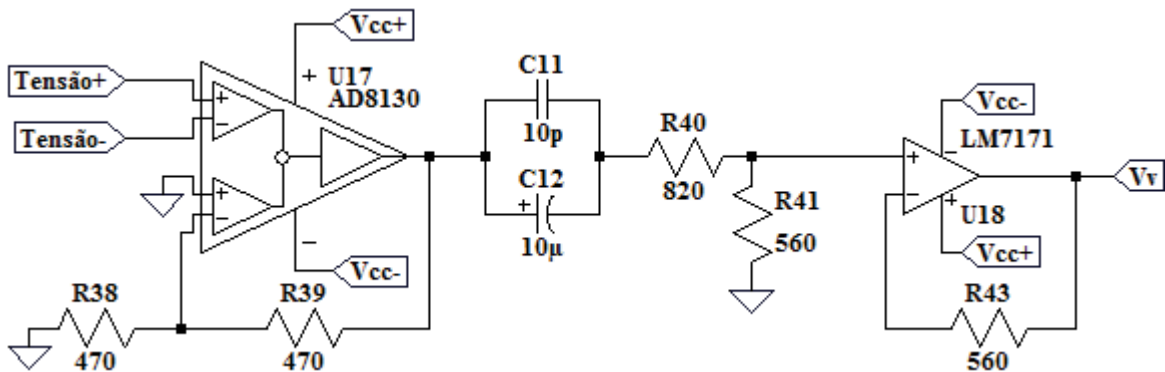


Figura 37: Circuito condicionador de tensão, com ganho configurado para 0,811 V/V.

Para calcular o ganho prático podem ser desconsiderados os efeitos do filtro passa-altas, pois este possui uma frequência de corte (11,53 Hz) muito inferior a frequência que se deseja analisar, entre 1 kHz e 1 MHz. O ganho prático entre a tensão diferencial de entrada e a tensão de saída ( $V_v$ ) é de 0,811 V/V (equação 49).

$$G_{\text{CondicionadorV}} = \frac{V_v}{Tensão_+ - Tensão_-} = \left(1 + \frac{470}{470}\right) \frac{V}{V} \cdot \left(\frac{560}{820 + 560}\right) \frac{V}{V} = 0,811 \frac{V}{V} \quad (49)$$

### 3.1.5 Sistema de aquisição

O sistema de aquisição é responsável por digitalizar os sinais da corrente de excitação e a tensão obtida sobre a bioimpedância. Este é composto por circuitos analógicos e digitais, e pode ser dividido em 3 partes:

- a) Filtros *anti-aliasing*;
- b) Circuito de ajuste de nível;
- c) Firmware para controle do ADC.

Os 3 tópicos serão abordados nos parágrafos seguintes.

#### 3.1.5.1 Filtro *anti-aliasing*

Um filtro *anti-aliasing* tem a função de evitar que ruídos com frequência superior à metade da frequência de amostragem do ADC se misturem ao sinal

digitalizado. Assim sendo, seu uso se faz necessário para filtrar o sinal referente a corrente e a tensão que se deseja digitalizar.

Estabeleceu-se como frequência de corte a frequência de 10 MHz, com um filtro de 4ª ordem e polinômio de *butterworth*. A frequência de corte foi estabelecida acima da frequência limite do projeto (1 MHz) para evitar distorções de módulo e fase na faixa frequência próxima.

Para desenvolver este filtro foi utilizado o *software* Filter Pro, fornecido pela *Texas Instruments*. Onde foi possível configurar a ordem (4ª), o polinômio (*Butterworth*) e a topologia do filtro (*Sallen-key*), e assim obter o circuito elétrico para implementação prática (Figura 38), que obteve como frequência de corte teórica 10,44 MHz. Considerando a tolerância dos resistores (1%) e capacitores (10%) a simulação de Monte Carlo do circuito, indicou uma variação da frequência de corte entre 9,66 e 11,25 MHz, e uma variação máxima do ganho de 0,007 V/V e de 2,4° para a fase (ambas até 1 MHz).

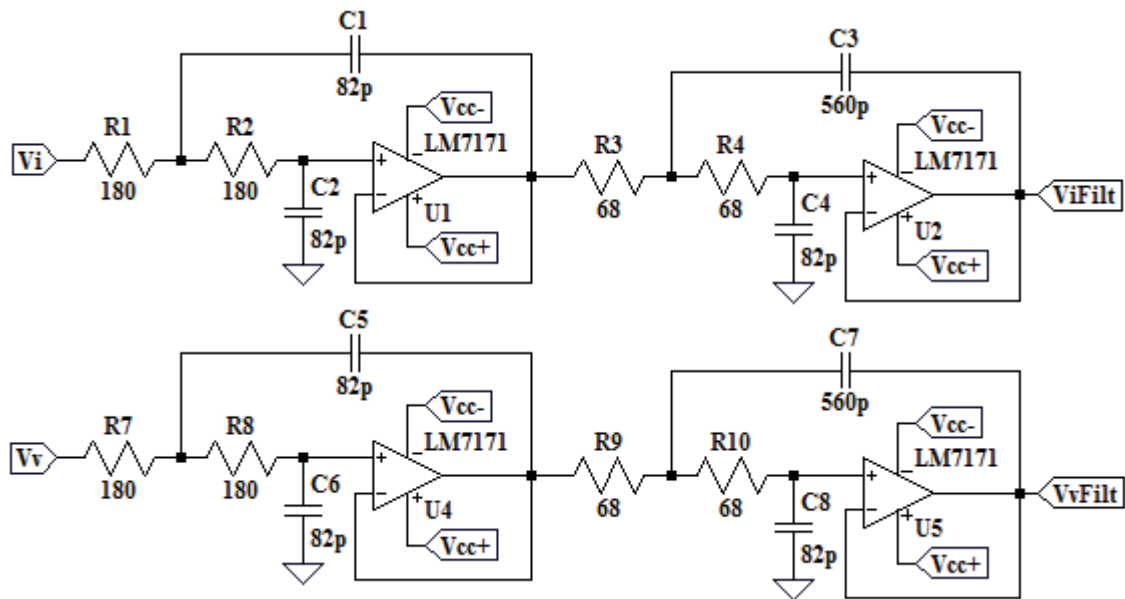


Figura 38: Circuito dos filtros anti-aliasing utilizados, com frequência de corte teórica em 10,44 MHz. Onde  $V_i$  é o sinal entrada para a amostragem da corrente e  $V_v$  é o sinal de entrada para a amostragem da tensão.  $V_iFilt$  e  $V_vFilt$  são as respectivas saída, já filtradas.

### 3.1.5.2 Circuito de ajuste de nível

A tensão produzida pelos circuitos de filtro *anti-aliasing* possuem amplitude positiva e negativa, no entanto a faixa do ADC fica entre 100 e 900 mV. Um circuito somador foi utilizado para adequar os níveis de tensão da saída dos filtros aos da entrada do ADC (Figura 39).

Nestes circuitos o valor somado é uma tensão de nível DC fornecido pelo próprio microcontrolador (ADC\_REF), de 497,56 mV (pino A3), aproximadamente a metade da faixa.

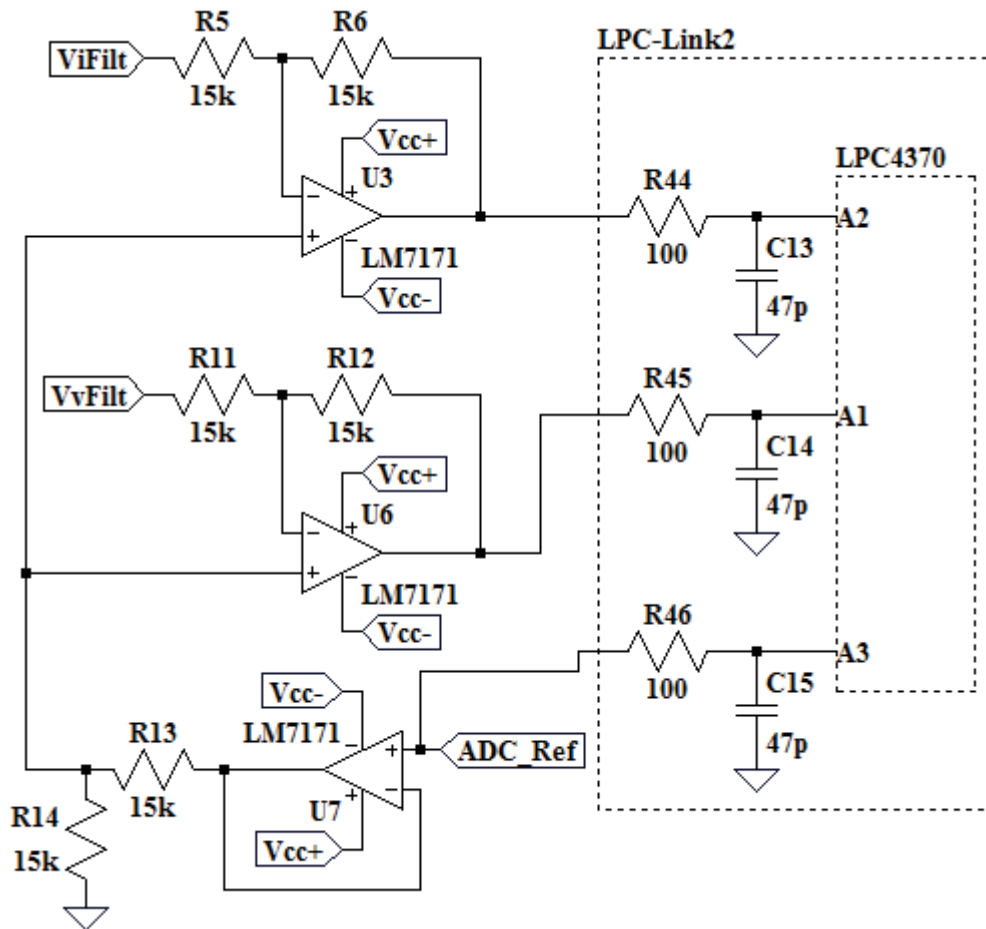


Figura 39: Circuito de ajuste de nível para os sinais filtrados relacionados a amostra dos sinais de corrente (*ViFilt*) e de tensão (*VvFilt*). O pino A3 do microcontrolador fornece uma tensão DC de referência, que é somada aos dois sinais *ViFilt* e *VvFilt*.

Além deste circuito também está presente na placa LPC-Link2 alguns filtros passa-baixa de 1ª ordem (R44, R45, C13 e C14) para cada pino de entrada do ADC (A1 e A2). Estes possuem frequência de corte em 33,86 MHz e não influenciam no circuito, foram mantidos apenas por serem componentes SMD de difícil acesso. Como o pino A3 atua como saída, gerando a tensão de referência, o circuito com R46 e C15 não afeta o funcionamento do circuito.

### 3.1.5.3 Firmware

O *firmware* para o controle do periférico ADC foi projetado de modo a possibilitar a maior frequência de amostragem possível e armazenar um número de amostras correspondentes a um período de amostragem de pelo menos 1 ms, período mínimo para se obter uma resolução espectral de 1 kHz.



O periférico ADC presente no LPC4370 proporciona, nominalmente, a conversão a uma taxa máxima de 80 MSPS (*Mega-Samples Per Second*) com 12 bits de resolução. No entanto, devido à multiplexação entre dois canais, um para a leitura da tensão (pino A1 - Figura 39) e outro para a corrente (pino A2 - Figura 39), a frequência de amostragem máxima é reduzida pela metade. Já em relação à resolução do ADC, o número de bits efetivo é reduzido para 10 bits quando é utilizada uma frequência de amostragem acima de 10 MSPS (NXP SEMICONDUCTORS, 2013).

O armazenamento das amostras é realizado automaticamente pelo periférico em uma FIFO (*First In First Out*) com capacidade limitada de apenas 8 amostras vindas de cada canal (16 amostras no total). Como o projeto necessita de um número de amostras muito superior à 16 e deseja-se utilizar taxas altas de frequência de amostragem (dezenas de MHz), a função de esvaziar a FIFO e salvar os dados na memória RAM do microcontrolador foi realizada utilizando-se um canal do DMA. Onde o DMA foi configurado para ser ativado todas as vezes que a FIFO estivesse completa.

A forma como os dados são alocados na memória pelo periférico é exibida na Figura 40, onde 2 amostras de canais distintos (canal 0 e canal 1) são alocadas sequencialmente em um registrador de 32 bits. A amostra do primeiro canal é armazenada entre o bit 0 e 11, já entre os bits 12 e 14 é escrito um identificador de origem da amostra do primeiro canal (0); para a amostra vinda do segundo canal são utilizados os bits 16 a 27 para guardar a amostra e os bits entre 28 e 30 para guardar o identificador do respectivo canal (1). Os bits 15 e 31 do registrador não são utilizados e permanecem com o valor zero.

Bit 31	Bits 30 – 28	Bit 27 – 16	Bit 15	Bit 14-12	Bit 11-0
0	1	Amostra n (Canal 1)	0	0	Amostra n (Canal 0)

*Figura 40: Forma de armazenamento das amostras do ADC utilizado pelo microcontrolador, onde 2 amostras de canais diferentes são alocadas em um registrador de 32 bits, com seus respectivos identificadores.*

A quantidade de memória RAM disponível no microcontrolador para armazenar as amostras do ADC ficou limitada em 25.000 amostras para cada canal, deste modo a frequência de amostragem do ADC foi configurada para 25 MSPS, obtendo-se exatos 1 ms de período de amostragem. Como o armazenamento de 2 amostras utiliza 32 bits

(mencionado acima), o consumo de memória somente para armazenar todas as amostras é de aproximadamente 100 kBytes. A frequência de amostragem máxima possível (40 MSPS por canal) não foi utilizada devido ao limite de memória disponível no microcontrolador.

Outra limitação observada durante a utilização do periférico ADC em conjunto com o DMA foi a perda de algumas amostras entre as 25.000 amostras coletadas, o que ocorre em momentos aleatórios. Este problema não é descrito pelo manual do fabricante, mas surge na documentação de outro projeto que também utilizou o microcontrolador LPC4370 (EMBEDDED ARTISTS, 2016). Para minimizar os problemas causados por esta perda de amostras o software mantém o pareamento entre as amostras vinda da corrente e da tensão. Tal solução é descrita no capítulo referente ao *software* (Capítulo 3.2.1).

## **3.2 Arquitetura de software**

A seguir serão descritos os processos para obter o espectro da bioimpedância ( $Z(j\omega)$ ) à partir dos dados digitalizados que são proporcionais a corrente de excitação e a tensão sobre a impedância que está sendo avaliada. Após tal descrição é apresentado brevemente o funcionamento do *software* desenvolvido em LabVIEW para interface com o usuário.

### **3.2.1 Processamento de sinais**

O processamento dos sinais é realizado inteiramente pelo *software* desenvolvido em LabVIEW, esta arquitetura foi necessária por não haver memória suficiente no microcontrolador para realizar o processamento.

Obter um espectro de bioimpedância ( $Z(j\omega)$ ) é um processo realizado basicamente por 5 etapas sequenciais (Figura 41). Primeiramente é realizada a reconstrução dos dados amostrados de  $V_v\text{Filt}$  e  $V_i\text{Filt}$  vindos do microcontrolador, em seguida a verificação nos dados recebidos pelo microcontrolador em busca de perda de amostras. Após estas etapas de ajuste de escala e correção de erros é realizada a FFT dos sinais de corrente e tensão, a divisão do espectro da corrente ( $I(j\omega)$ ) pelo da tensão ( $V(j\omega)$ ) e, por fim, é realizada uma compensação pelo atraso de grupo.

Os dados de corrente e tensão são recebidos pelo *software* na forma bruta, ou seja, um vetor de 25.000 amostras, onde cada item deste vetor é um registrador de 32 bits contendo uma amostra proporcional corrente e tensão, formato descrito pela Figura 40 no capítulo 3.1.5.3. O envio do microcontrolador é realizado desta forma para resultar em uma menor quantidade de bytes a serem trafegados pela comunicação USB.

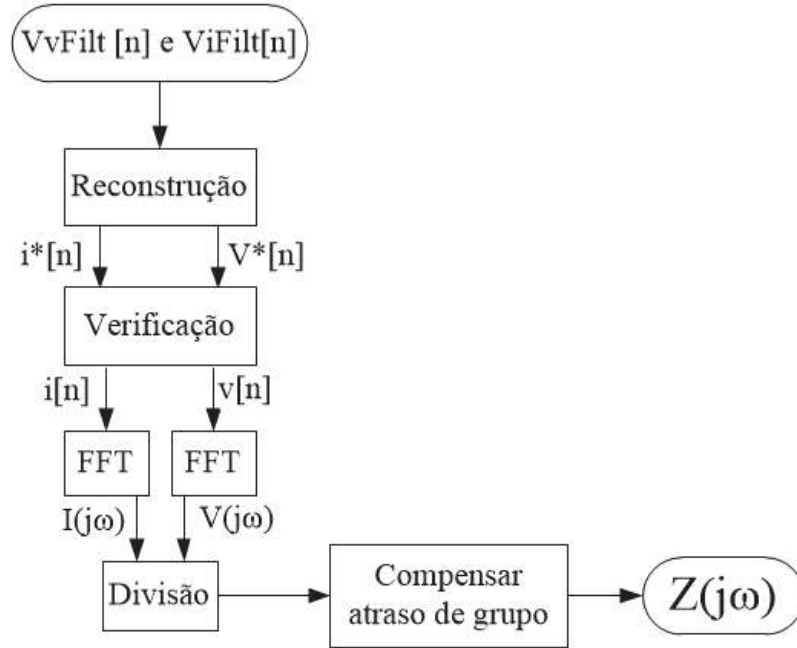


Figura 41: Processo executado pelo software em LabVIEW sobre os dados obtidos pelo microcontrolador ( $VvFilt[n]$  e  $ViFilt[n]$ ) para obter um espectro de bioimpedância ( $Z(j\omega)$ ).

Na etapa de reconstrução é realizado o ajuste de amplitude para os dados amostrados ( $VvFilt[n]$  e  $ViFilt[n]$ ), multiplicando-se os ganhos necessários para se converter o valor digital nos valores de corrente (equação 50) e tensão (equação 51) medidos, chamados de  $i^*[n]$  e  $v^*[n]$ .

$$i^*[n] = \left[ \left( ViFilt[n] \cdot \frac{800mV}{2^{12}} \right) - 497,56 \text{ mV} \right] \cdot \frac{1}{G_{\text{CondicionadorI}}} \quad (50)$$

$$v^*[n] = \left[ \left( VvFilt[n] \cdot \frac{800mV}{2^{12}} \right) - 497,56 \text{ mV} \right] \cdot \frac{1}{G_{\text{CondicionadorV}}} \quad (51)$$

Na segunda etapa, a verificação atua sobre os dados  $i^*[n]$  e  $v^*[n]$ . Nesta foi feita a avaliação da continuidade das amostras, que deveriam estar intercaladas entre um sinal de corrente e outro de tensão. Caso a sequência apresente duas amostras vindas do

canal da corrente ou duas amostras vindas do canal da tensão, a última amostra desta dupla é removida da sequência. A remoção é necessária pois busca-se manter os sinais de corrente e tensão pareados, diminuindo assim erros na fase da impedância medida.

A realização da FFT utiliza o algoritmo clássico, tendo sido implementado por funções já existentes no LabVIEW, a divisão é realizada de forma discreta para cada frequência das 999 frequências obtidas na faixa entre 1 kHz e 1 MHz.

Por fim, a compensação do atraso de grupo é necessária pois foi observado um atraso analógico entre a chegada do sinal de tensão e o da corrente, o que será avaliado e discutido nos capítulos seguintes. O procedimento para realizar a compensação é realizado através da equação 52, sendo realizado de modo discreto para cada frequência, onde é calculado o ângulo a ser compensado na fase, em função do atraso analógico avaliado.

$$\text{Compensação} = 2\pi \cdot \text{atraso}(s) \cdot \text{frequência}(Hz) \quad (52)$$

Também é prevista no *software* a possibilidade de realizar a média entre os espectros obtidos ( $Z_i(j\omega)$ , onde  $i$  simboliza um contador), de modo a permitir ao usuário definir a quantidade desejada de espectros para obter a bioimpedância medida ( $Z(j\omega)$ ). O processo consiste simplesmente no armazenamento dos espectros e ao se obter a quantidade desejada é feito o cálculo da média entre os espectros, conforme a equação 53, onde  $N$  representa o número de espectros desejados.

$$Z(j\omega) = \frac{\sum_{i=0}^N Z_i(j\omega)}{N} \quad (53)$$

### 3.2.2 Interface com o usuário

A interface com o usuário tem como objetivos básicos permitir a configuração do *hardware* com os parâmetros da *chirp* ternária, a leitura dos dados de corrente e tensão medidos e a visualização dos resultados. No entanto, também estão presentes funções para salvar os dados adquiridos, a possibilidade de simular a utilização do *software* com dados previamente salvos e a identificação de modelos elétricos pré-definidos ou personalizados pelo usuário.

A tela inicial do software (Figura 43) apresenta os controles para iniciar e encerrar a análise de bioimpedância. Caso a análise esteja ativada, o usuário pode escolher visualizar os seguintes sinais:

- a) corrente no domínio do tempo (Figura 43-a);
- b) tensão no domínio do tempo;
- c) espectro da corrente no domínio da frequência
- d) espectro da tensão do domínio da frequência;
- e) módulo da bioimpedância;
- f) fase da bioimpedância;
- g) diagrama de Cole-Cole da bioimpedância (gráfico da parte real pela parte imaginária) (Figura 43-b).

O programa também possibilita ao usuário realizar a modelagem dos dados em tempo real, cujo resultado é exibido em forma gráfica, sobreposto aos valores medidos de bioimpedância (sinal na cor azul no gráfico - Figura 43-b) e o valor dos parâmetros obtidos na modelagem são R1, R2 e C (localizados no lado direito da tela inicial - Figura 43).

Inicialmente estão disponíveis três modelos elétricos (Figura 42). A identificação dos parâmetros destes modelos emprega o algoritmo clássico de mínimos quadrados, ou seja, busca minimizar o quadrado das diferenças entre o valor estimado e os dados observados. Além dos 3 modelos elétricos, ainda é permitido ao usuário adicionar modelos novos, caso desejado.

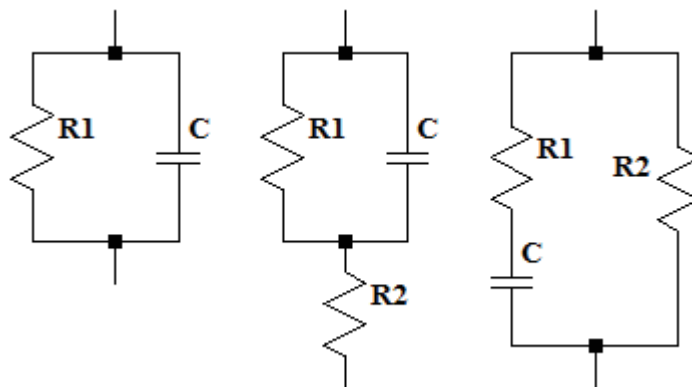
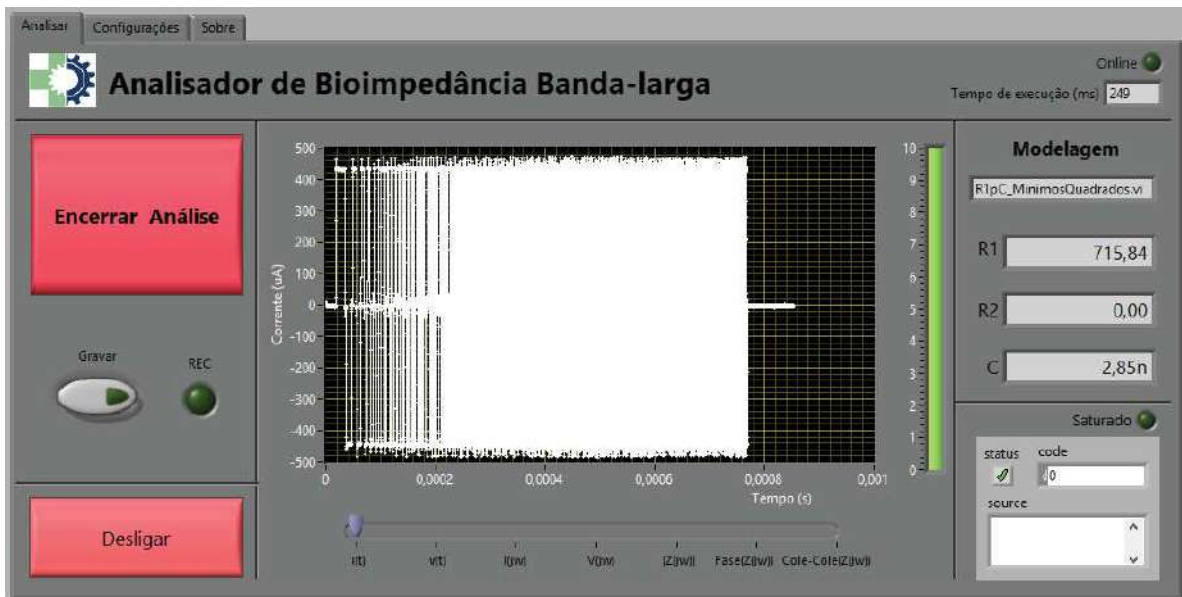


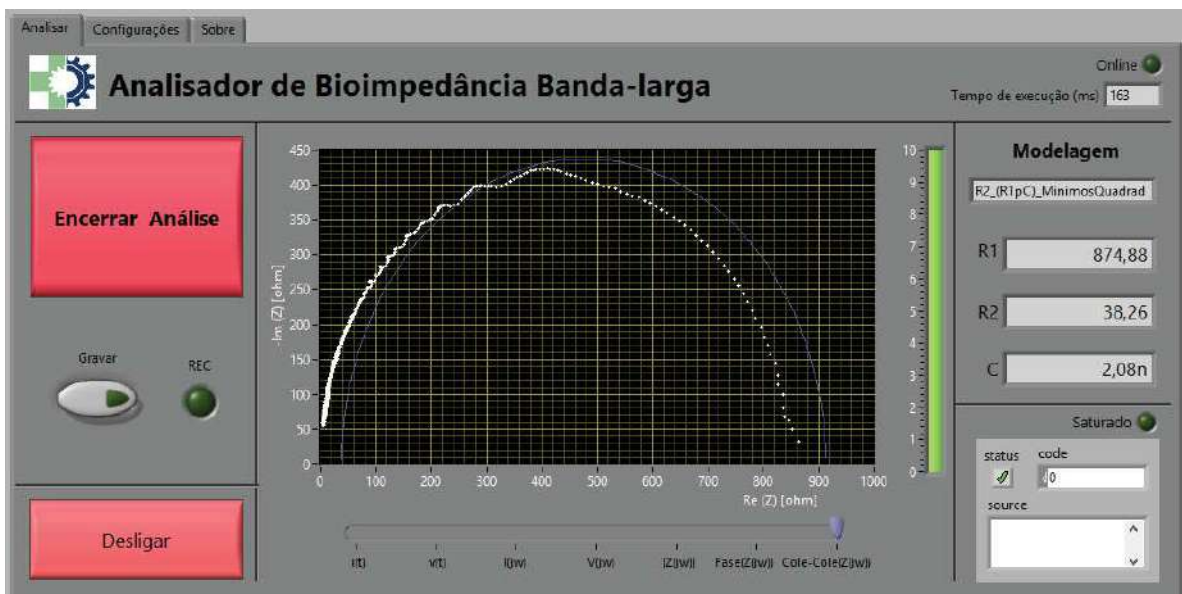
Figura 42: Modelos elétricos previstos no software.

Em relação à salvar os dados, é possível manter todo o experimento realizado sendo gravado, quando ativo são salvos em arquivos diferentes os dados no domínio do tempo e os espectros obtidos no domínio da frequência.

Como indicadores de erros e avisos, na parte superior direita é possível observar o tempo para obter os resultados da bioimpedância e realizar a modelagem; e um indicador que mostra o estado de conexão do *hardware*. Já o canto inferior direito foi designado para os indicadores de erros e avisos de configuração e saturação do sinal de tensão medido.



(a)



(b)

Figura 43: Tela inicial do software desenvolvido, onde é possível observar diferentes sinais quando a análise está ocorrendo, destacam-se o sinal de excitação por corrente (a) e o gráfico de Cole-Cole da bioimpedância medida (cor branca) e modelado (cor azul) (b).

A segunda tela do *software* é responsável pelas configurações, iniciando do lado esquerdo para a direita:

- a) definir os parâmetros da *chirp* ternária que serão utilizados na excitação, assim como o botão para programar o *hardware* com tais parâmetros;

- b) em seguida é possível definir a quantidade de espectros que definirão uma medida de bioimpedância, no setor “Processamento”;
- c) no setor “Simulação” é possível selecionar a utilização do *software* entre o modo simulado e o conectado ao *hardware*. Naturalmente o modo simulado utiliza apenas medidas previamente realizadas;
- d) setor “Selecionar modelo”, nesta é possível definir o modelo elétrico que se deseja utilizar assim como a faixa de frequência a qual os resultados modelados devem ser exibidos no gráfico da tela inicial;
- e) setor “Salvar arquivos”, utilizado para designar o diretório onde se deseja salvar os dados do experimento.

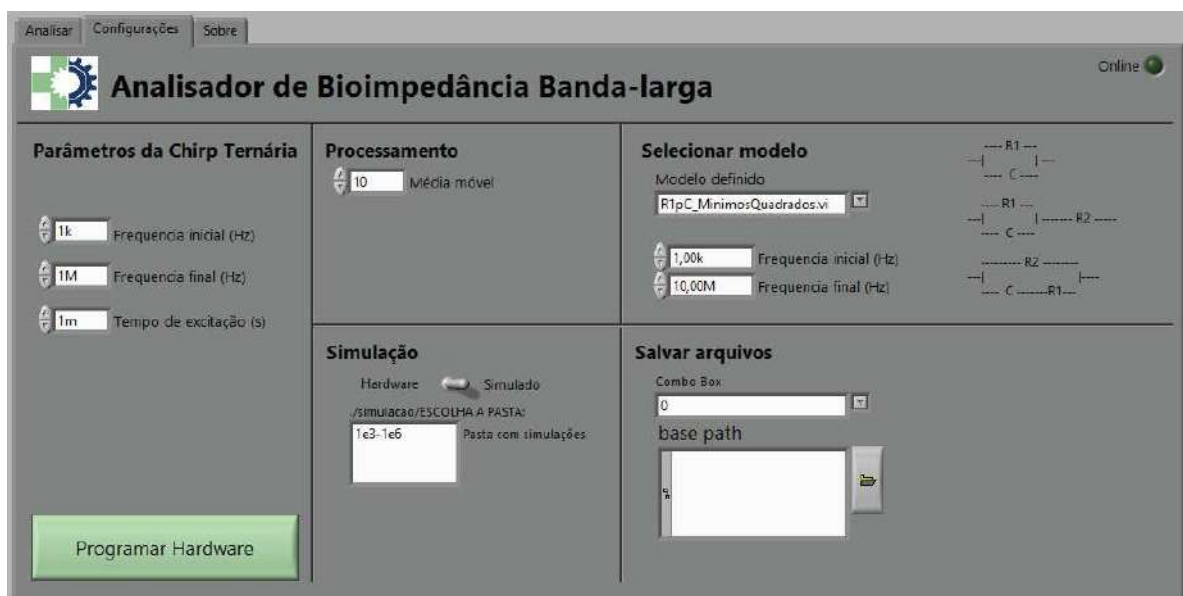


Figura 44: Tela de configurações do software.

### 3.3 Protótipo montado

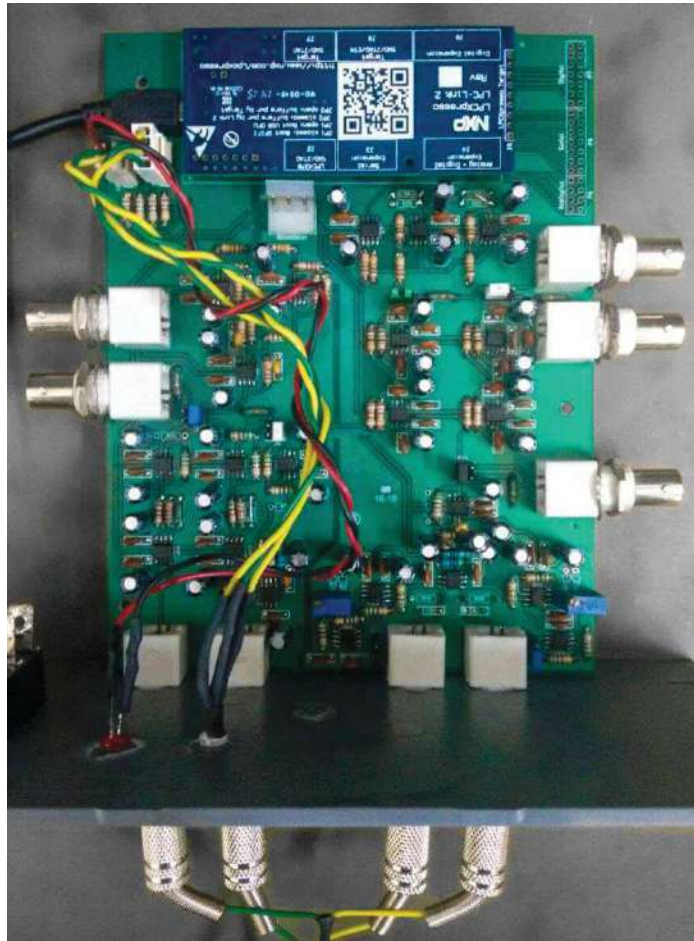
O protótipo montado é apresentado na Figura 45, onde pode ser observado o painel frontal do *hardware* e a sua vista interna. A placa de circuito impresso (PCI) engloba praticamente todos os circuitos apresentados no projeto, exceto a alimentação. Foi utilizada a fonte Q60-B, simétrica de  $\pm 5$  V, fabricada pela Mean Well ® (Figura 46).

Na construção da PCI foram utilizados resistores e capacitores com encapsulamento *through hole* para facilitar a manutenção da placa durante o período de



desenvolvimento. Foram utilizados resistores com tolerância de 1%. Na Figura 45-a, é possível observar conectores do tipo BNC nas laterais da placa, adicionados para a avaliação dos módulos do sistema. *Jumpers* podem ser utilizados para conectar ou desconectar estes BNC ao restante do circuito.

Os cabos para conexão do circuito até o voluntário foram confeccionados, após testes, com 1 m de comprimento. Um termo retrátil de 80 cm foi empregado para manter juntos os pares de cabos utilizados nos polos positivos (Corrente+ e Tensão+) e negativos (Corrente- e Tensão-). Foram utilizados cabos sem blindagem, popularmente conhecidos como “cabinho”.



(a)



(b)

Figura 45: Protótipo montado, vista interna (a) e externa (b).



*Figura 46: Fonte de alimentação utilizada no protótipo.*

O esquemático do circuito completo pode ser visualizado na Figura 47, incluindo a representação dos cabos utilizados para ligar o voluntário ao protótipo. Na alimentação de cada componente foram utilizados capacitores eletrolíticos em paralelo com capacitores cerâmicos, conforme indicado pelos manuais de cada componente, estes não estão presentes no esquemático da Figura 47.

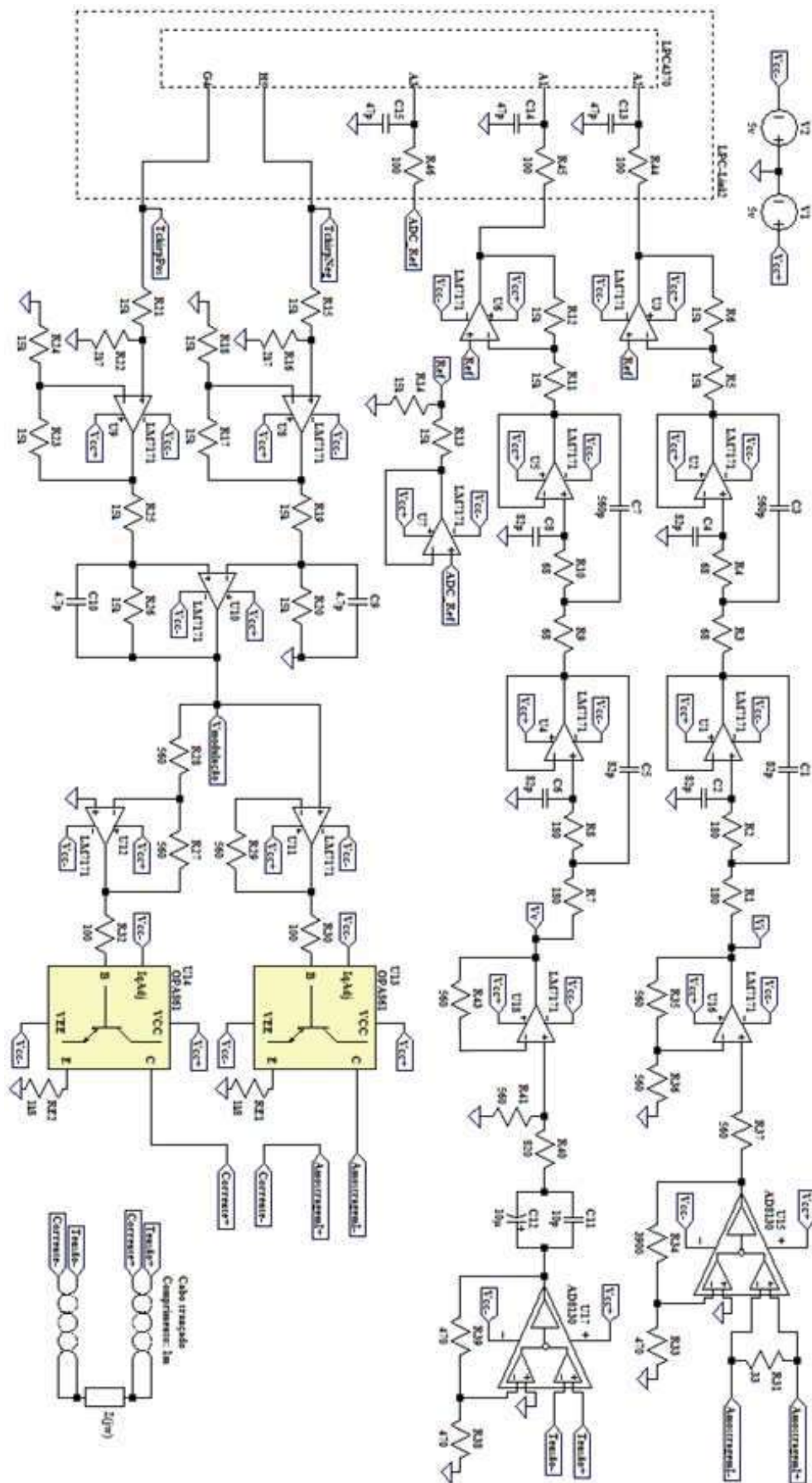


Figura 47: Circuito completo do analisador de bioimpedância.

### 3.4 Metodologia de avaliação

A avaliação do sistema será feita em três etapas:

- a) análise de cada módulo individualmente (modulador da *chirp* ternária, fonte de corrente controlada por tensão, condicionadores de corrente e tensão), para avaliar o cumprimento dos requisitos mínimos de cada módulo para o projeto;
- b) análise com sistema completo envolvendo modelos elétricos e comparação com aparelho comercial, utilizando circuitos tipicamente empregados na modelagem de bioimpedância;
- c) comparação de desempenho com aparelho comercial utilizando testes *in vivo*.

#### 3.4.1 Análise de módulos

A seguir serão apresentados os testes de cada módulo. Os cabos coaxiais utilizados nestes testes, modelo DLC-58 (*Datalink*, Brasil), possuem um comprimento aproximado de 70 cm, impedância característica de  $50 \Omega$ , velocidade de propagação de 82% da velocidade da luz e capacitância de 81 pF/m (*DATALINK*, 2016). Todos os cabos têm conectores BNC nas duas terminações.

Como as medições foram realizadas para frequências superiores a 100 kHz, foram utilizados cabos coaxiais de mesmo comprimento, com blindagem aterrada e, além destes, foi feito o casamento de impedância entre o osciloscópio e as fontes do sinal.

Na avaliação da resposta em frequência para o filtro *anti-aliasing*, o VCCS (realizado em conjunto com o condicionador I) e o condicionador V, os equipamentos foram automatizados. Sendo estes o gerador de funções arbitrárias AFG3102C (*Tektronix*, EUA) e o osciloscópio digital 2190D (*B&K Precision*, EUA). O erro do osciloscópio na medida da fase é de  $\pm 3^\circ$ , com uma resolução de 8 bits em amplitude e banda de até 100 MHz (*B&K PRECISION*, 2014).

Deste modo, foi possível coletar dados de módulos e diferença de fase de até 100 frequências espaçadas geometricamente na faixa de frequência entre 1 kHz e 100 MHz.

A automatização dos equipamentos foi realizada por um software em LabVIEW, responsável por controlar a frequência e amplitude da excitação senoidal gerada e obter as formas de onda lidas pelo osciloscópio, assim como os dados referentes a diferença de fase entre os canais do osciloscópio. Para assegurar uma leitura correta da diferença de fase e permitir ao osciloscópio ler a fase, foi mantido um intervalo de 5 s entre a configuração do gerador de funções arbitrárias e a leitura dos dados do osciloscópio.

Após aquisição, os sinais senoidais capturados pelo osciloscópio foram processados de modo a obter a amplitude do primeiro harmônico, obtendo assim uma estimativa de módulo, o que foi realizado para cada frequência analisada. Sendo posteriormente realizado o processamento em MATLAB (*MathWorks*, EUA) da forma adequado para cada avaliação.

#### **3.4.1.1 Filtros *anti-aliasing***

A avaliação dos filtros *anti-aliasing* é realizada pela análise de sua resposta em frequência. Os dois filtros utilizados para os sinais provenientes da corrente ( $V_i$ ) e da tensão ( $V_v$ ) foram analisados com o auxílio do gerador AF3102C e do osciloscópio 2190D (Figura 48), utilizando o método descrito no início deste capítulo. Na Figura 48 o circuito sob avaliação é o filtro utilizado no sinal proveniente da corrente.

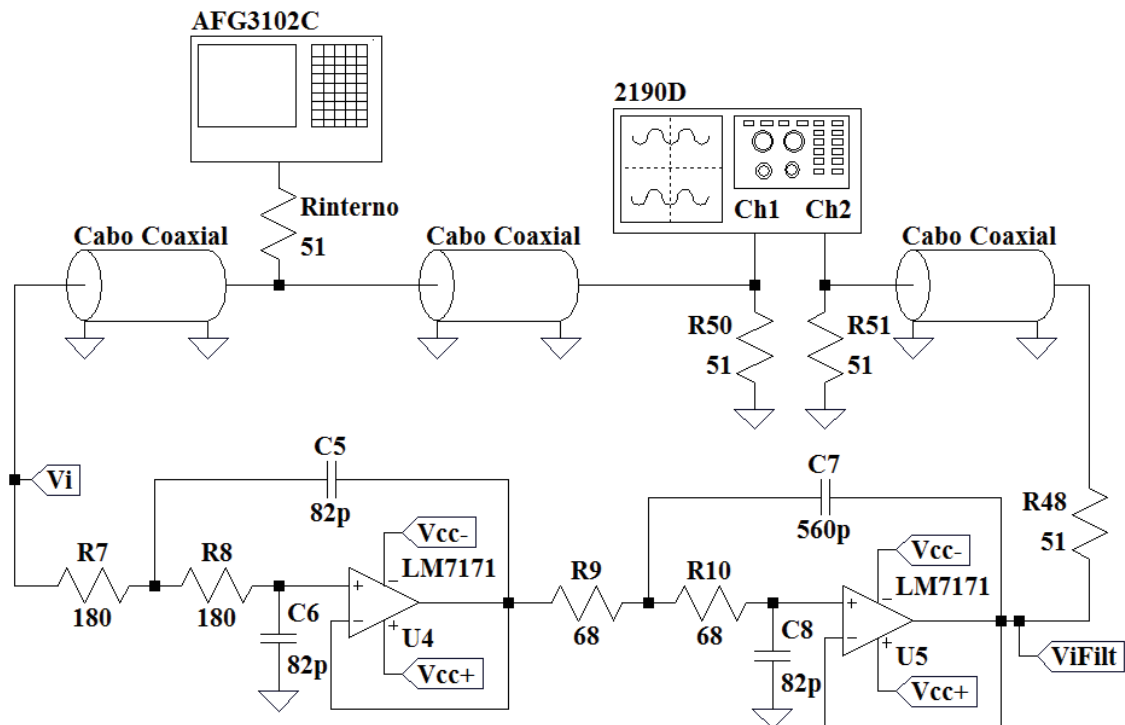


Figura 48: Circuito de teste utilizado para avaliar os filtros anti-aliasing.

A avaliação foi realizada para a faixa de frequência entre 1 kHz e 100 MHz, tendo sido considerado o módulo e a fase dos filtros, e as diferenças entre os dois filtros. Uma vez que a influência de ambos sobre os sinais que estão sendo filtrados deve ser semelhante.

### 3.4.1.2 Crosstalk no sistema de aquisição

Na análise de circuitos eletrônicos *crosstalk* consiste em avaliar o quanto um sinal transmitido em um circuito é capaz de interferir em outro circuito, sendo estes teoricamente independentes.

A metodologia para a avaliação do *crosstalk* neste projeto consistiu em aplicar um sinal senoidal (AFG3102C) na entrada do circuito de filtro *anti-aliasing* e analisar ambas as saídas digitalizadas pelo sistema de aquisição. De modo que o sinal senoidal é aplicado somente ao filtro responsável pelo sinal da tensão, enquanto o circuito responsável pelo sinal da corrente permaneceu com sua entrada aterrada (com o auxílio de um resistor de *pull-down* de 51 Ω) (Figura 49). Após obter os sinais digitalizados vindos dos circuitos de corrente e tensão, calculou-se o valor de *crosstalk* utilizando as densidades espectrais de potência de cada sinal, na frequência da senoide aplicada (equação 54) (LATHI, 2005).

$$crosstalk (dB) = 10 \log \left( \frac{P_{corrente}(f)}{P_{tensão}(f)} \right) \quad (54)$$

onde  $P_{tensão}(f)$  representa a densidade espectral de potência do sinal digitalizado pelo circuito da tensão, na frequência da senoide aplicada ( $f$ ); e  $P_{corrente}(f)$  representa a densidade espectral de potência do sinal digitalizado pelo circuito da corrente, também na frequência da senoide aplicada ao circuito de tensão.



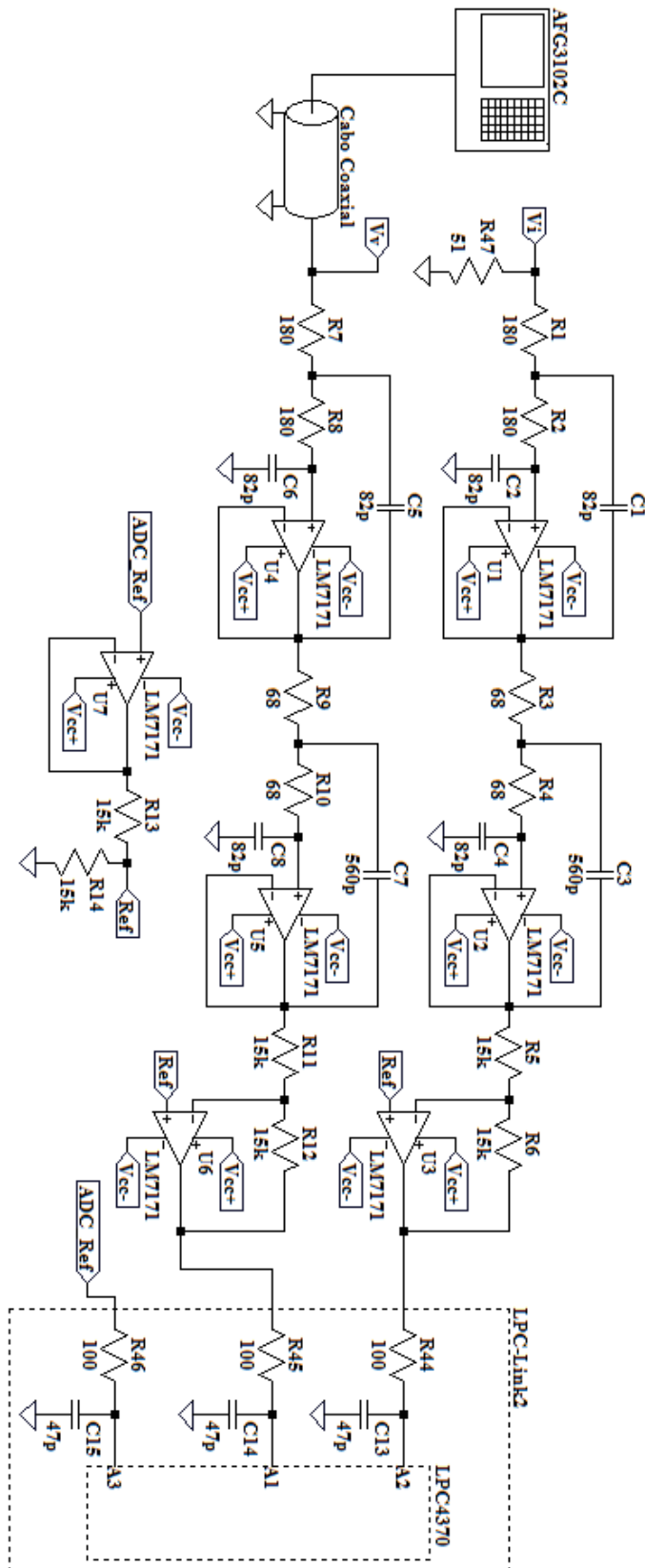


Figura 49: Circuito de teste para avaliação do crosstalk, onde o sinal é produzido pelo gerador de funções arbitrárias AFG3102C.

Foram aplicados, em momentos distintos, sinais senoidais com as frequências de aproximadamente: 100 kHz, 1 MHz e 10 MHz. A amplitude da senoide utilizada foi de 565,68 mV pico a pico, de modo a ocupar 70,7% da faixa dinâmica do ADC (800 mV). Os sinais foram aplicados na entrada dos filtros *anti-aliasing*, digitalizados pelo microcontrolador LPC4370 e salvos, através de um *software* em LabVIEW, para processamento através de uma rotina escrita em MATLAB.

No MATLAB foi realizado o cálculo do *crosstalk* através da estimativa da densidade espectral de potência pelo periodograma de Welch, com um janela Hanning com  $\frac{1}{4}$  do tamanho do sinal (o sinal possui 25000 amostras).

#### **3.4.1.3 Modulação da *chirp* ternária**

A avaliação da capacidade do sistema em modular a *chirp* ternária foi realizada através da comparação entre o sinal gerado pelo *hardware* (medido pelo osciloscópio 2190D) e o sinal teórico, sob os mesmos parâmetros de configuração. A comparação foi feita nos domínios do tempo e da frequência. O osciloscópio foi conectado ao hardware utilizando-se cabo coaxial e casamento de impedância (Figura 50).

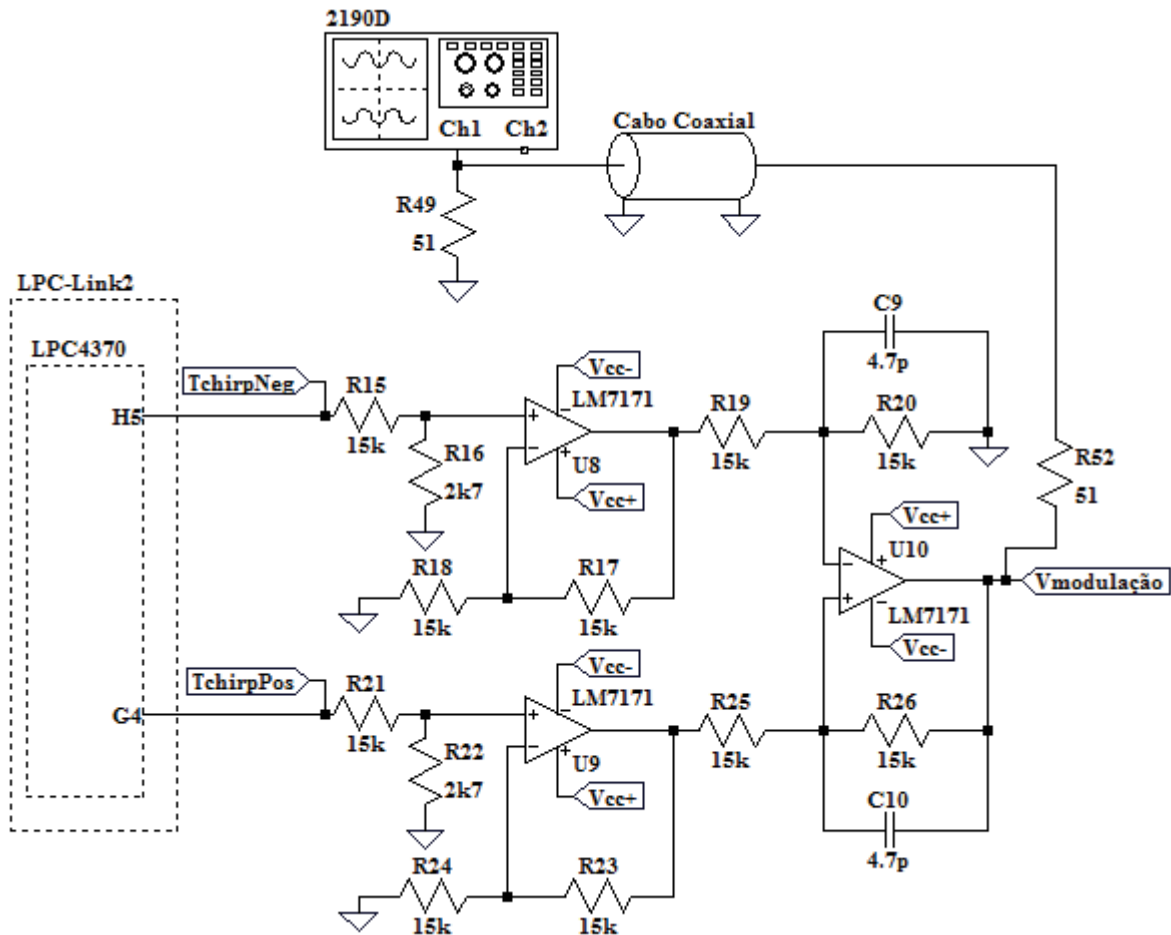


Figura 50: Circuito utilizado para realizar a aquisição do sinal de chirp ternária modulado. O 2190D foi o osciloscópio utilizado.

A avaliação foi realizada utilizando 3 *chirps* ternárias com diferentes parâmetros de configuração, variando-se a frequência inicial e final, e o número de ciclos, e mantendo o valor de alfa em  $22,5^\circ$ . A seguir os parâmetros utilizados:

- Faixa de frequência: 100 Hz a 100 kHz; número de ciclos: 10;
- Faixa de frequência: 1 kHz a 1MHz; número de ciclos: 10;
- Faixa de frequência: 1 kHz a 1MHz; número de ciclos: 500.

No item a foi utilizada uma faixa de frequência fora da especificação do projeto. Esta faixa foi escolhida por ter pulsos com durações maiores, que não apresentariam dificuldade de modulação pelo microcontrolador. Deste modo é possível avaliar apenas erros do algoritmo de modulação.

A aquisição dos dados lidos pelo osciloscópio foi realizada através de um *software* em LabVIEW e o processamento para obter os resultados foi realizado com o uso do MATLAB. O erro de modulação foi obtido através da equação 55.

$$erro_{\text{modulação}} = |Média_{\text{Móvel}}(\text{teórico} - \text{prático})| \quad (55)$$

Onde Média<sub>móvel</sub> representa uma função média móvel de quinto grau.

#### 3.4.1.4 VCCS e Condicionador I

A avaliação da VCCS busca determinar sua banda de passagem e impedância de saída, com e sem a utilização de cabo entre o circuito e a carga de teste. Neste teste, para uma correta amostragem da corrente de excitação, foi adicionado o circuito do Condicionador I. Foi realizada também a comparação dos resultados práticos com os obtidos por simulação.

A determinação da banda de passagem é dada pelo ganho de transcondutância ( $Gm$ ) da VCCS em função da frequência, com uma carga resistiva fixada em 1200  $\Omega$  (superior em 200  $\Omega$  ao limite da faixa de impedância especificada), de modo que uma redução de 3 dB em  $Gm$  determina a frequência limite de utilização da VCCS. Já a impedância de saída foi estimada através da variação de  $Gm$  quando utilizadas cargas resistivas de diferentes valores, entre 0 e 3900  $\Omega$ , o que será explicado nos parágrafos seguintes.

A metodologia de avaliação consistiu na utilização do gerador AFG3102C para aplicar sinais senoidais como referência para circuito da VCCS e observar a tensão na saída do Condicionador I através de um osciloscópio digital (2190D), com o método automatizado explicado no início deste capítulo. No experimento foram variadas a resistência de carga (RL) e o comprimento dos cabos (Figura 51).

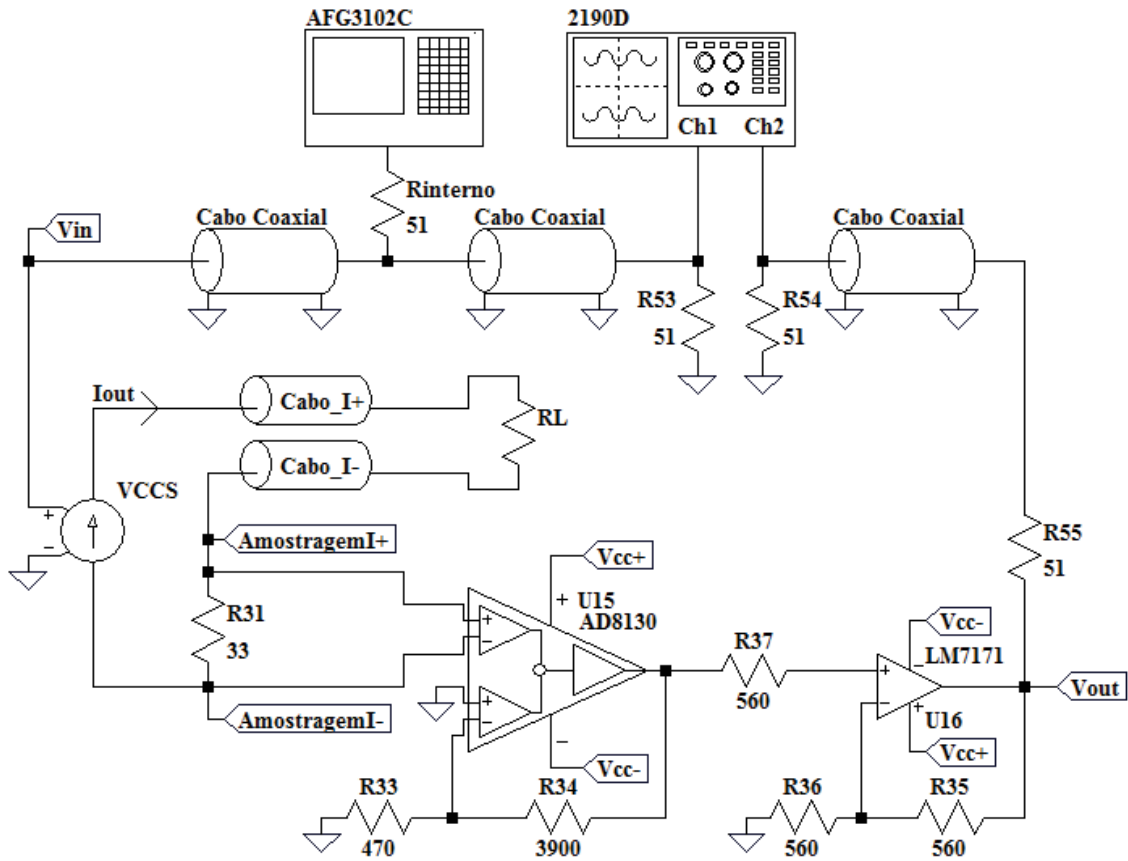


Figura 51: Circuito para avaliação da fonte de corrente controlada por tensão utilizando o condicionador I. O AFG3102C é um gerador de funções e o 2190D um osciloscópio.

A corrente de excitação ( $I_{out}$ ) foi calculada através de  $V_{out}$ , utilizando o ganho do Condicionador I (equação 56).

$$I_{out} = \frac{560}{(1 + 560)} \frac{470}{(1 + 3900)} \frac{1}{33} V_{out} \quad (56)$$

Posteriormente para calcular o  $G_m$ , utilizou-se a equação 57.

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} \quad (57)$$

A impedância de saída ( $Z_{out}$ ) foi obtida de forma análoga à metodologia utilizada por LIU et al. (2014), a qual se baseia no cálculo de  $Z_{out}$  através da utilização das leis de Kirchoff. O método consiste em medir  $I_{out}$  para diferentes valores de  $R_L$ : 0, 56, 100, 560, 1200, 1800, 2700 e 3900  $\Omega$  e encontrar um modelo de Norton para a VCCS.  $Z_{out}$  foi investigada na faixa de frequência entre 1 kHz e 40 MHz, onde a partir das 8 correntes  $I_{out}$  medidas, fez-se o cálculo de  $Z_{out}$  em pares (0 e 3900  $\Omega$ ,

56 e 3900  $\Omega$ , 100 e 3900  $\Omega$ , 560 e 3900  $\Omega$ , 1200 e 3900  $\Omega$ , 1800 e 3900  $\Omega$ , e por fim 2700 e 3900  $\Omega$ ), seguindo a equação 58.

$$Zout_i(f) = \frac{Iout_i(f)RL_i - Iout_{3k9}(f)RL_{3k9}}{Iout_{3k9}(f) - Iout_i(f)} \quad (58)$$

Onde,  $RL_{3k9}$  e  $Iout_{3k9}$  são respectivamente a resistência de carga e a corrente  $Iout$  medida, para o pior caso (3900  $\Omega$ );  $Zout_i$  e  $Iout_i$  representam a impedância de saída calculada e a corrente  $Iout$  medida em cada uma das 7 restantes resistências de carga utilizadas ( $RL_i$ ), entre 0 e 2700  $\Omega$ .

O menor valor de  $Zout$  obtido pela equação 58 foi considerado como a impedância de saída da VCCS. Com os valores de  $Zout$  é possível estimar a porcentagem de corrente que não é entregue a RL, o que foi denominado o erro do VCCS (equação 59).

$$Erro(f) = 100 \left( 1 - \frac{Zout(f)}{RL + Zout(f)} \right) \quad (59)$$

Para os testes foram utilizadas 4 condições em relação aos cabos (Figura 51 - Cabo\_I+ e Cabo\_I-):

- a) Fio CAT-5 de 10 cm;
- b) Cabo trançado de 1m;
- c) Cabo DLC-58 de 1m, com blindagem aterrada;
- d) Cabo DLC-58 de 1,30m, com blindagem aterrada.

Os resultados obtidos para a banda de passagem e  $Zout$ , com cada cabo, foram comparados aos obtidos através de simulações realizadas no LTSpice (*Linear Technology*, EUA) com os modelos Spice obtidos através dos sites dos fabricantes dos componentes utilizados (LM7171, OPA861 e AD8130). A simulação não contempla modelos elétricos para os cabos.

#### 3.4.1.5 Condicionador V

A avaliação do condicionador V consistiu em obter sua resposta em frequência (módulo e fase) (Figura 52). Para caracterizar o condicionador V foi utilizada a própria

VCCS do projeto, excitada com um sinal senoidal (AFG3102C), de modo a produzir uma tensão diferencial conhecida sobre um resistor  $R_L$ , uma vez que o ganho de transcondutância para cada carga resistiva já foi caracterizado previamente. A tensão diferencial ( $V_{dif}$ ) sobre este resistor será amostrada pelo condicionador  $V$  e a saída produzida por esse circuito ( $V_v$ ) será lida pelo osciloscópio digital 2190D. O osciloscópio 2190D também está conectado ao gerador, de modo a ser capaz de observar a tensão  $V_{in}$ .

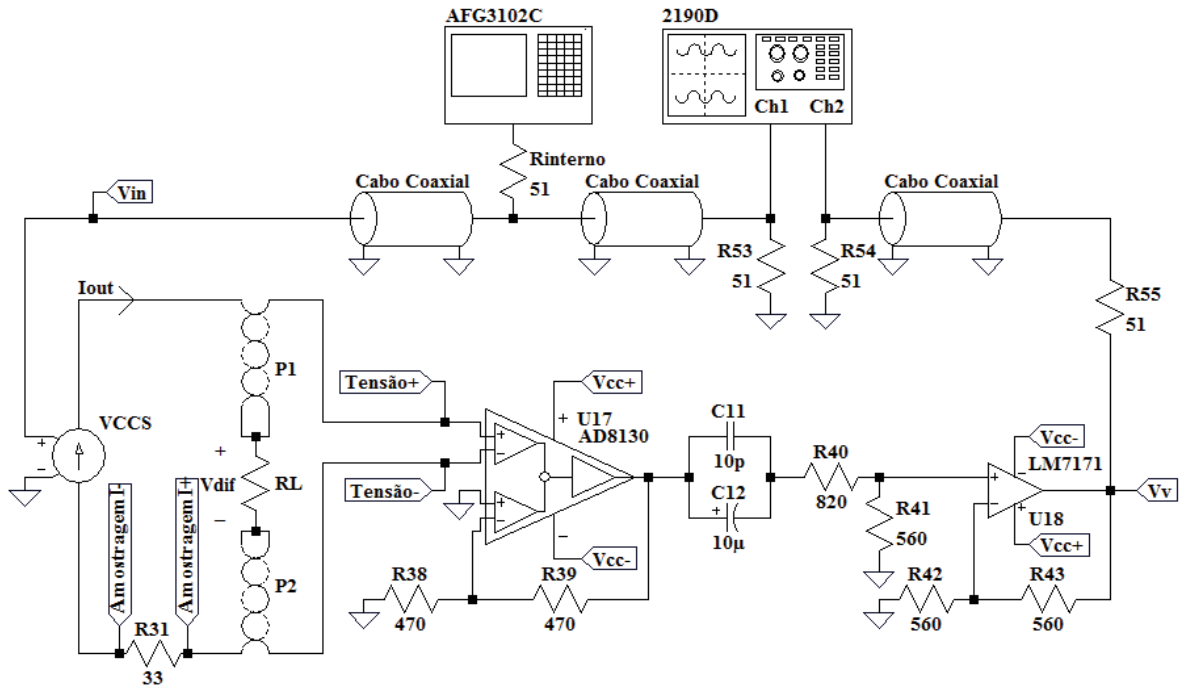


Figura 52: Circuito utilizado para avaliar o condicionador  $V$ . AFG3102C é um gerador de funções e 2190D um osciloscópio. P1 e P2 representam cabos trançados de 1 m.

Para obter a tensão diferencial ( $V_{dif}$ ) sobre o resistor  $R_L$ , são utilizados os dados da avaliação anterior, onde o VCCS foi avaliado em condição semelhante, o que inclui o valor de  $R_L$  e os cabos utilizados. Deste modo é possível converter  $V_{in}$  em  $I_{out}$ , que multiplicado por  $R_L$  torna-se  $V_{dif}$ .

$$V_{dif}(f) = V_{in} \cdot G_{m_{RL}}(f) \cdot R_L \quad (60)$$

Para o teste foram utilizados 3 condições em relação aos cabos:

- a) Cabo com par trançado de 1m;
- b) Cabo DLC-58 de 1m;
- c) Cabo DLC-58 de 1,30m.

### 3.4.1.6 Atraso de grupo

A avaliação do atraso de grupo consiste em medir o tempo de atraso entre os sinais amostrados da corrente e da tensão. Desse modo o teste engloba praticamente todos os módulos do circuito analógico.

Neste teste o gerador de funções arbitrárias AFG3102C foi configurado para produzir um pulso retangular de frequência 1 MHz, com período ativo de 50 ns, amplitude pico à pico de 1 V e um nível de *offset* de 500 mV. O resistor de carga (RL) foi fixado em 100  $\Omega$ . O osciloscópio foi utilizado para observar os sinais produzidos pelos filtros *anti-aliasing* e armazenar estes sinais para processamento posterior em MATLAB, tendo sido utilizada uma frequência de amostragem de 500 MSPS.

A metodologia do teste consistiu em utilizar os pulsos produzidos pelo AFG3102C como sinais de entrada do VCCS, e, conseqüentemente, como forma de excitação do RL. Deste modo, a saída dos condicionadores de corrente e tensão e dos respectivos filtros *anti-aliasing* apresentariam o formato de pulsos, cuja diferença de tempo entre eles pode ser avaliada através da digitalização dos sinais que chegam ao osciloscópio. Os cabos utilizados nesta avaliação foram os cabos do tipo par trançado com 1 m de comprimento.



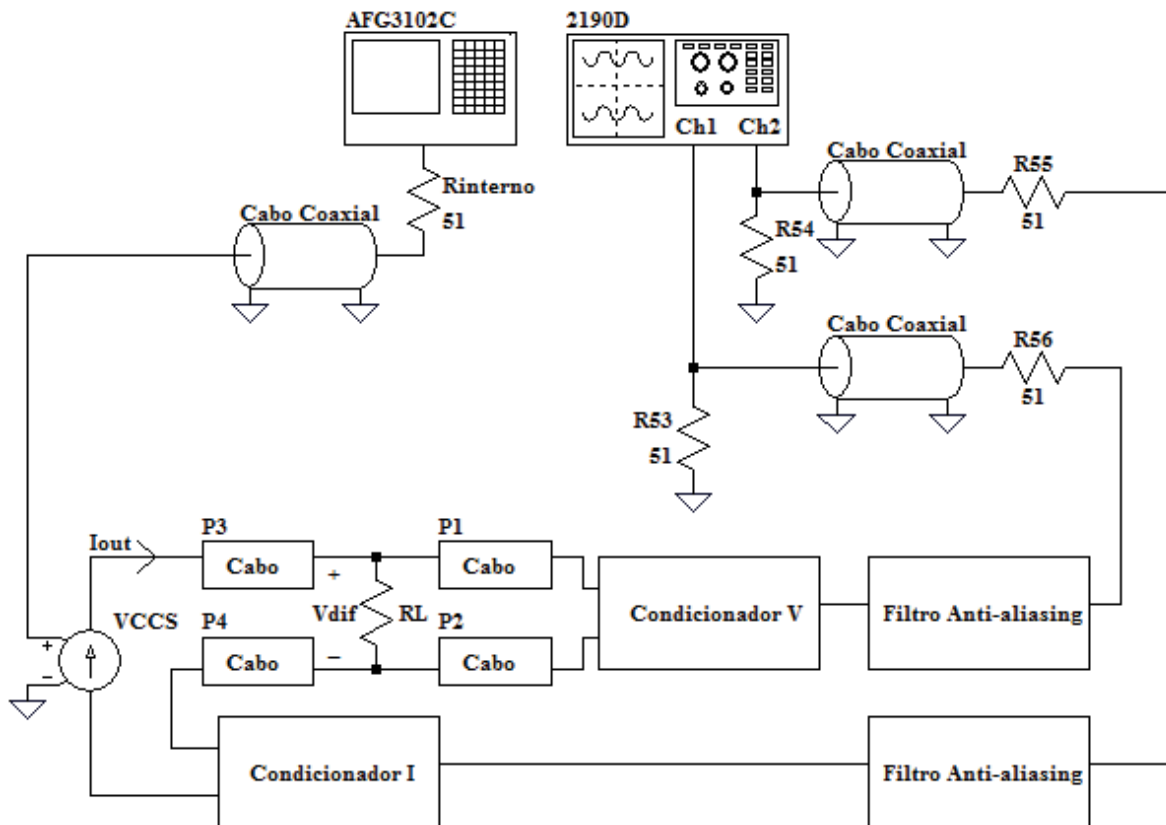


Figura 53: Topologia utilizada para a avaliação do atraso entre os sinais de corrente e tensão.

O processamento realizado consistiu da normalização da amplitude dos sinais observados em osciloscópio, e a medição da diferença de tempo entre estes sinais, considerando como amplitude alvo a amplitude máxima de cada sinal.

### 3.4.1.7 Tempo necessário para obter um espectro da bioimpedância

Esta avaliação consiste em medir o tempo necessário para, através do *software*, iniciar o processo de medida e obter o resultado de um (1) único espectro. Tal avaliação inclui: os processos de comunicação USB para tráfego de dados entre o *hardware* e o *software*, o tempo de aquisição do sistema e o tempo necessário para realizar o processamento dos sinais pelo *software*.

A metodologia de avaliação consistiu em adicionar temporizadores no *software* a fim de medir o tempo gasto para realizar o processo de obter 1 espectro de bioimpedância. Esta medida foi repetida 1000 vezes e os tempos gastos foram salvos e processados posteriormente em MATLAB. Como resultado será exibido um histograma com tais medidas, assim como o tempo médio e a variância.

### 3.4.2 Análise de exatidão e resolução

Uma vez avaliados todos os módulos do projeto, faz-se necessária a comparação com aparelhos comerciais para avaliar a exatidão, e a avaliação da resolução do sistema.

#### 3.4.2.1 Comparação com aparelho comercial na medida de impedância

Esta avaliação consiste em comparar a medida de impedância realizada por um equipamento comercial e o projeto desenvolvido. O equipamento comercial selecionado foi o IM3536 LCR Meter (HIOKI, Japão) que é capaz de realizar medidas monofrequenciais na mesma faixa de frequência e impedância do projeto.

A comparação foi feita com *phantoms* elétricos de modo a averiguar diferenças entre módulo e fase para a faixa de impedância entre  $50\ \Omega$  e  $1\ \text{k}\Omega$ , e faixa de frequência entre  $1\ \text{kHz}$  e  $1\ \text{MHz}$ . Foram utilizados para isto 15 *phantoms* elétricos (Figura 54) que consistem de um resistor (R1), com valor de  $47\ \Omega$ , em série com uma associação em paralelo entre o resistor R2 ( $1\ \text{k}\Omega$ ) e o capacitor C1. Ao capacitor C1, foram associados 15 diferentes valores de capacitância, sendo seus valores nominais:  $100\ \text{pF}$ ;  $220\ \text{pF}$ ;  $470\ \text{pF}$ ;  $1\ \text{nF}$ ;  $2,2\ \text{nF}$ ;  $4,7\ \text{nF}$ ;  $10\ \text{nF}$ ;  $22\ \text{nF}$ ;  $47\ \text{nF}$ ;  $100\ \text{nF}$ ;  $220\ \text{nF}$ ;  $470\ \text{nF}$ ;  $1000\ \text{nF}$ ;  $2200\ \text{nF}$  e  $4700\ \text{nF}$ .

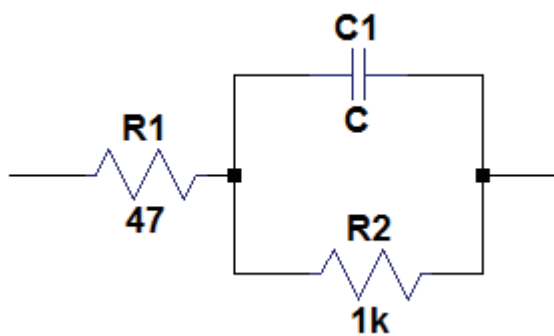
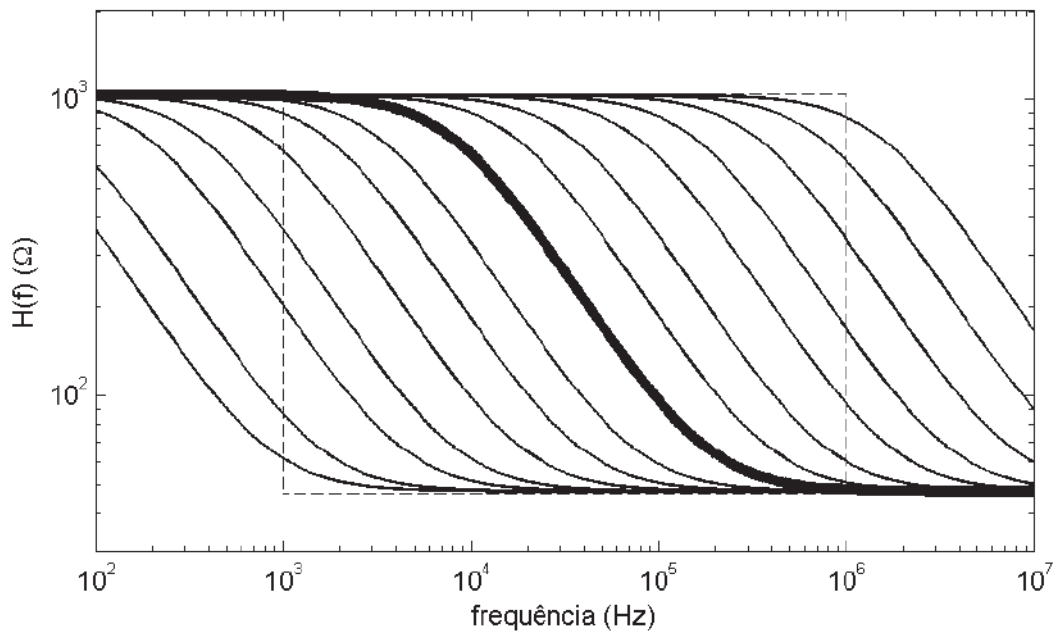
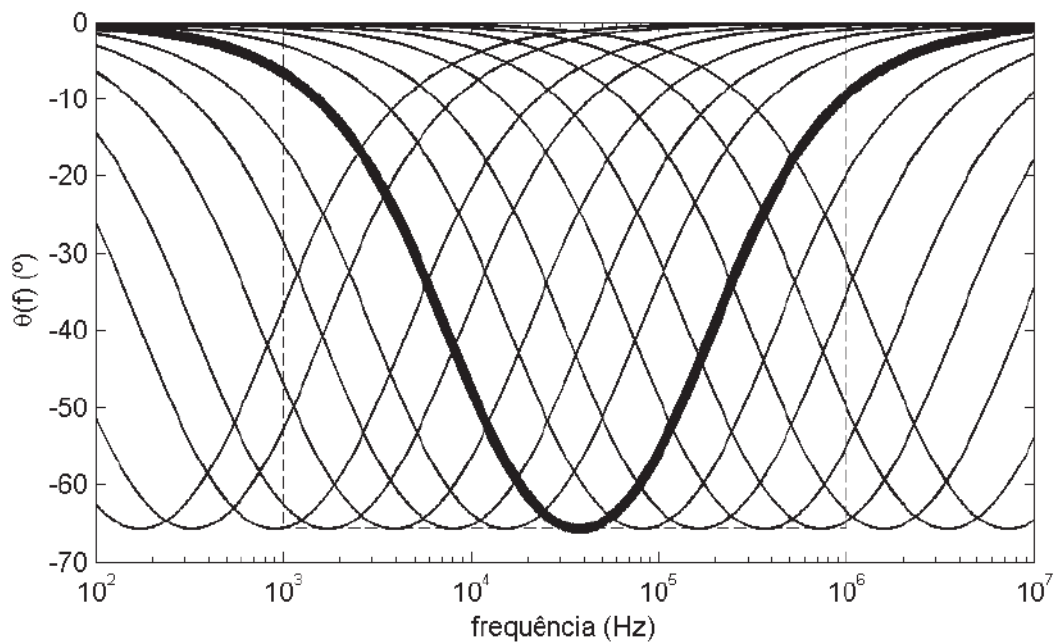


Figura 54: Phantom elétrico utilizado na comparação entre o projeto desta dissertação e o aparelho comercial.

A utilização destes circuitos elétricos para analisar a faixa de impedância faz com que a avaliação do módulo ocorra entre  $47\ \Omega$  e  $1047\ \Omega$  e a avaliação da fase ocorra para na faixa entre  $0^\circ$  e  $-67,5^\circ$  (Figura 55).



(a)



(b)

Figura 55: Gráficos de módulo (a) e fase (b) teóricos dos 15 phantoms elétricos utilizados no teste, onde os retângulos cerrilhados indicam a faixa de frequência (1 kHz a 1 MHz) avaliada e sua respectiva faixa de impedância (47 a 1047  $\Omega$ ) e fase ( $0^\circ$  a  $67,5^\circ$ ). A curva com destaque nos gráficos (a) e (b) são respectivamente o módulo e a fase do circuito formado com C1 igual a 22 nF.

Após a medição dos 15 *phantoms* elétricos pelo analisador de impedância IM3536 e pelo projeto, foi realizado um processamento utilizando MATLAB.

A primeira etapa do processamento consistiu em avaliar a quantidade mínima de espectros que seriam necessários para formar uma medida de impedância, buscando reduzir através da média dos espectros o erro relativo entre a medida feita pelo IM3536 e as do projeto. Deste modo a medida de impedância passa a ser formada pela média de alguns espectros, e não apenas por um único espectro.

Para encontrar este número de espectros analisou-se o erro relativo total calculando médias de 1 até 50 espectros. O erro relativo total foi definido pela soma de todos os erros relativos (equação 61), considerando todos os *phantoms* elétricos, na faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz. Como cada um dos 15 *phantoms* elétricos apresentam valores de erro relativo total diferentes, todos foram normalizados para a faixa entre 0 e 1, para poderem ser visualizados em um mesmo gráfico.

$$Erro\ Relativo = \frac{1MHz}{\sum_{f=1kHz}} \left| \frac{Z_{IM3536}(f) - Z_{Projeto}(f)}{Z_{IM3536}(f)} \right| \quad (61)$$

Deste modo foi feita a análise do erro relativo para o módulo e a fase, em cada frequência entre 1 kHz e 1 MHz dentro os 15 *phantoms* elétricos.

Por fim foi feita uma modelagem do circuito com R1, R2 e C (Figura 54), para cada um dos 15 *phantom* elétricos, utilizando os dados medidos pelo IM3536 e os dados do projeto. Onde o objetivo desta modelagem é o de sintetizar nos 3 parâmetros (R1, R2 e C) a qualidade dos dados em termos de modelagem.

### 3.4.2.2 Avaliação da resolução

O objetivo desta análise é o de estimar a resolução dos parâmetros que descrevem a impedância, em sua forma polar, por módulo e fase, ou em sua forma retangular.

Nesta avaliação foram realizadas 100 medidas em um único *phantom* elétrico. As medidas do *phantom* serviram para modelar uma distribuição gaussiana para cada parâmetro possível da impedância (módulo, fase, parte real e parte imaginária). O valor da resolução foi então obtido a partir do conceito de largura a meia altura (Figura 56), ou *Full Width at Half Maximum* (FWHM). Este conceito é dado pela medida da largura

da distribuição em metade da sua altura ( $f_{max}/2$ ), podendo ser aplicado também para uma distribuição do tipo gaussiana.

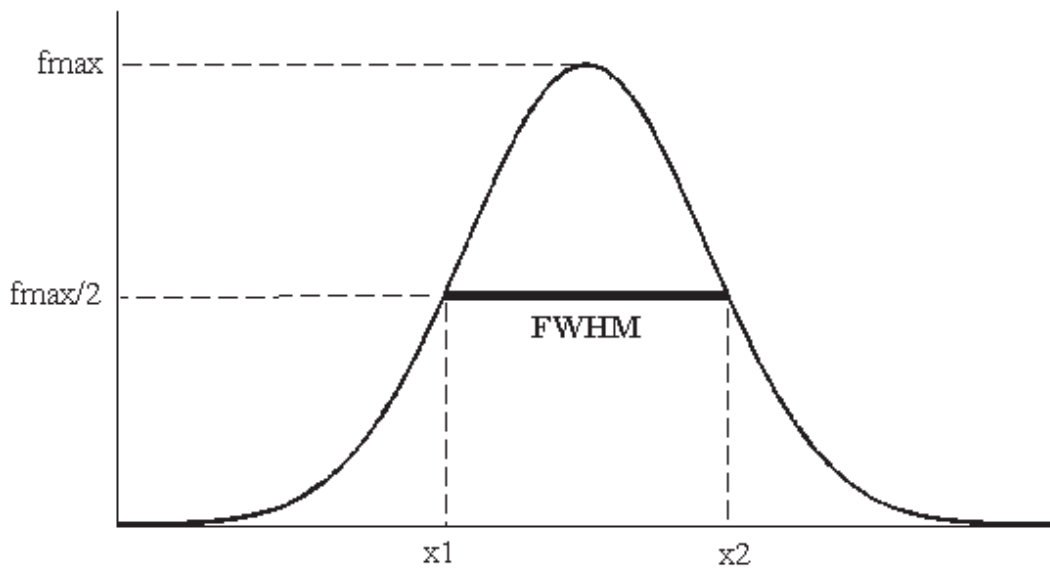


Figura 56: Distribuição gaussiana ao qual o valor da largura a meia altura é dada pela subtração de  $x_2$  por  $x_1$ . Onde  $f_{max}$  indica a amplitude máxima da distribuição.

O teste foi realizado apenas na frequência de 32 kHz, aproximadamente a média geométrica entre 1 kHz e 1 MHz (31,62 kHz). O *phantom* elétrico utilizado (Figura 57) é composto por 3 elementos, R1, R2 e C; onde R1 e R2 são resistores de 990  $\Omega$  e 268  $\Omega$ , respectivamente; e C é um capacitor de 20 nF.

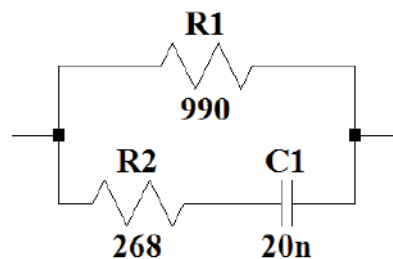


Figura 57: Circuito utilizado para avaliação da resolução.

O módulo, fase, parte real e imaginária do *phantom* elétrico adotado são 282,25  $\Omega$ ,  $-31,67^\circ$ , 240,21  $\Omega$  e  $-148,22 \Omega$ ; na frequência de 32 kHz. Este *phantom* elétrico foi selecionado pois seu módulo na faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz respeita os limites de impedância do projeto, 50  $\Omega$  a 1 k $\Omega$ . Além disto, em 32 kHz seu módulo, é próximo à média geométrica entre os limites da faixa de impedância (50  $\Omega$  e 1 k $\Omega$ ), que é de 223,60  $\Omega$ .

A análise da resolução através do FWHM foi realizada através de processamento em MATLAB.

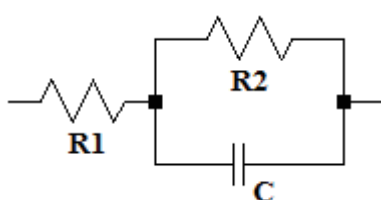
### **3.4.3 Comparação com analisador de bioimpedância**

#### **3.4.3.1 Comparação medidas de bioimpedância *in vivo***

Para a comparação *in vivo*, utilizou-se o analisador de bioimpedância Hydra 4200 (*Xitron Technologies*, EUA), capaz de fornecer a leitura de bioimpedância com topologia tetrapolar entre 5 kHz e 1 MHz.

A avaliação consistiu na medição de bioimpedância com posicionamento de eletrodo semelhante ao utilizado para medição da composição corporal total (eletrodos no pulso e no tornozelo direitos). A medição foi realizada em cinco indivíduos (4 homens e 1 mulher), com idades entre 22 e 52 anos, média de 31,8 anos; e peso entre 70 e 90 kg, com média de 83 kg.

Os dados de bioimpedância obtidos pelo Hydra 4200 e pelo projeto desenvolvido nesta dissertação foram comparados utilizando processamento em MATLAB. Serão apresentados os gráficos de módulo, fase e o gráfico de Cole-Cole com os sinais de cada dispositivo sobrepostos. Além disto, os dados de cada dispositivo foram utilizados na modelagem dos parâmetros do circuito apresentado pela Figura 58, onde será comparado o erro entre os valores para R1, R2 e C, obtidos para cada voluntário.



*Figura 58: Modelo elétrico utilizado para parametrizar as medidas de bioimpedância.*

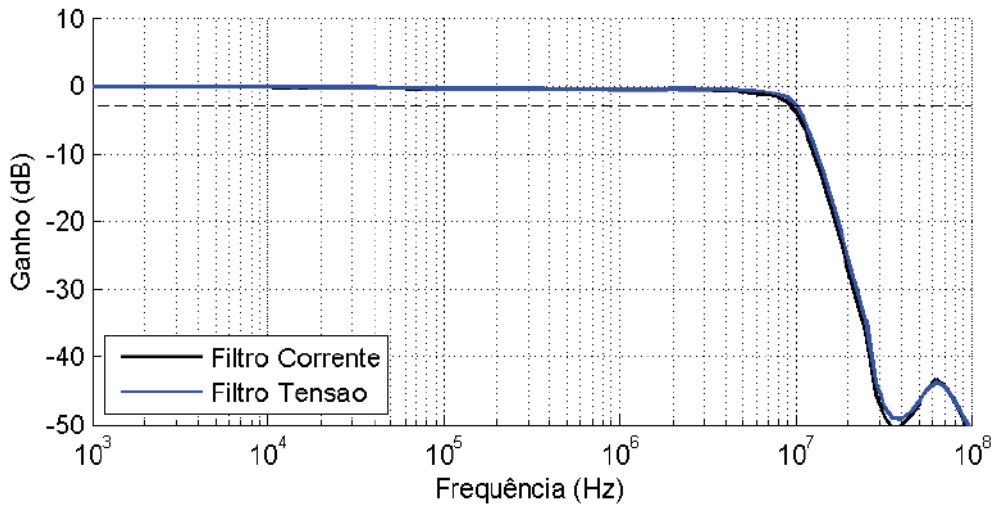
## 4 Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos para as avaliações propostas no capítulo anterior.

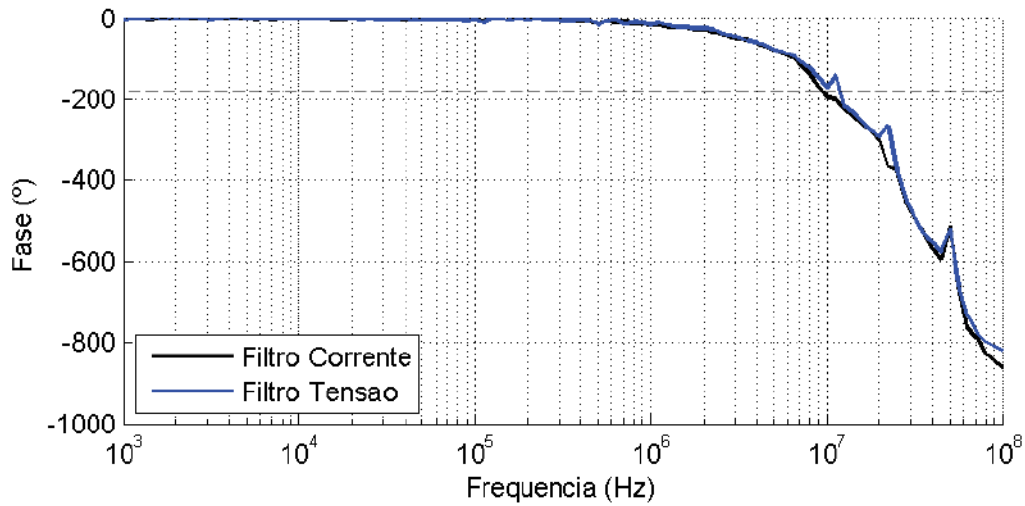
### 4.1 Análise de módulos

#### 4.1.1 Filtros *Anti-aliasing*

O resultado obtido em módulo e fase na análise dos filtros *anti-aliasing* pode ser observado na Figura 59. A frequência de corte para o filtro utilizado no sinal proveniente da corrente foi de 9,44 MHz e para o filtro utilizado no sinal da tensão foi de 10 MHz. A diferença entre os módulos de cada filtro foi inferior a 0,01 V/V, e para a fase a diferença foi inferior a 5°, ambos para a faixa de frequência até 1 MHz (Figura 60).



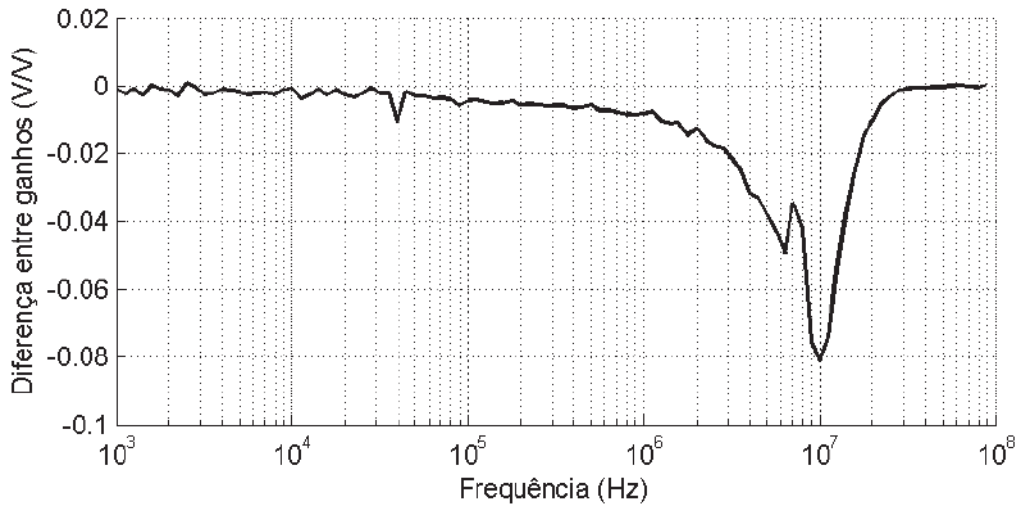
(a)



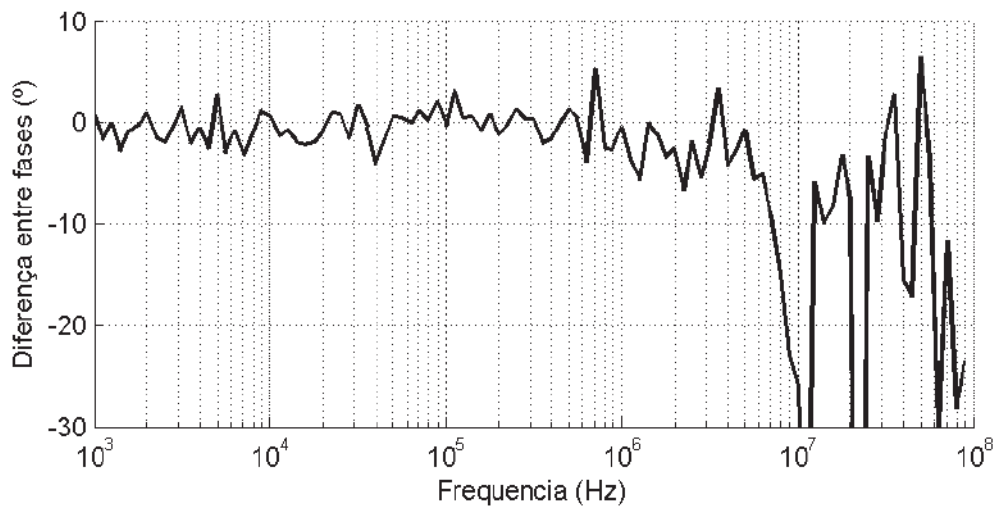
(b)

Figura 59: Módulo (a) e fase (b) dos filtros anti-aliasing aplicados aos sinais de corrente (Filtro Corrente) e tensão (Filtro Tensão). A linha tracejada horizontal indica a queda de 3dB no módulo (a) e o ângulo de 180° (b).





(a)



(b)

Figura 60: Diferença entre os ganhos (a) e as fases (b) dos filtros anti-aliasing aplicados aos sinais de corrente e tensão.

#### 4.1.2 Crosstalk no sistema de aquisição

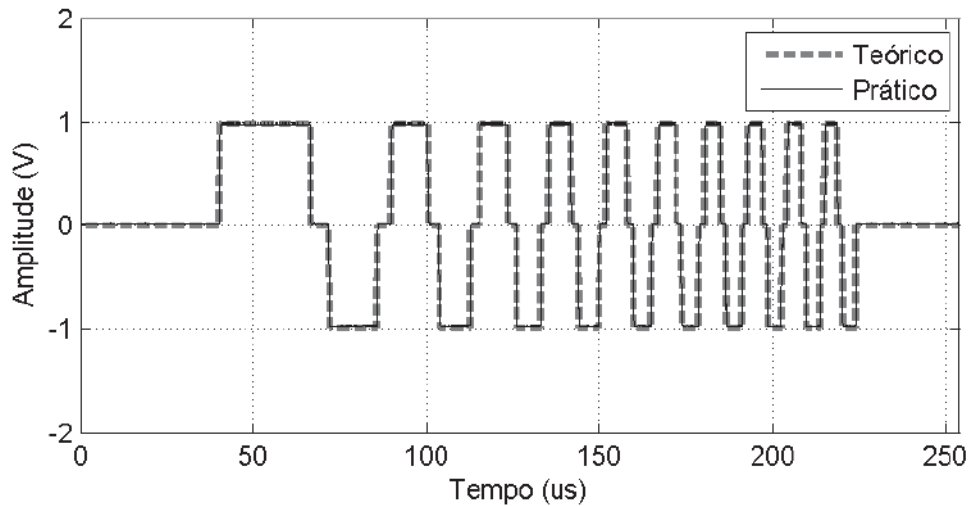
O resultado da avaliação para o *crosstalk* pode ser observado na Tabela 2. O pior desempenho ocorreu na frequência de aproximadamente 10 MHz (-32,32 dB), já na faixa de frequência até 1 MHz, o pior caso foi de -51,97 dB. Na banda de passagem o *crosstalk* variou 5,84 dB.

*Tabela 2 - Resultado da avaliação de crosstalk.*

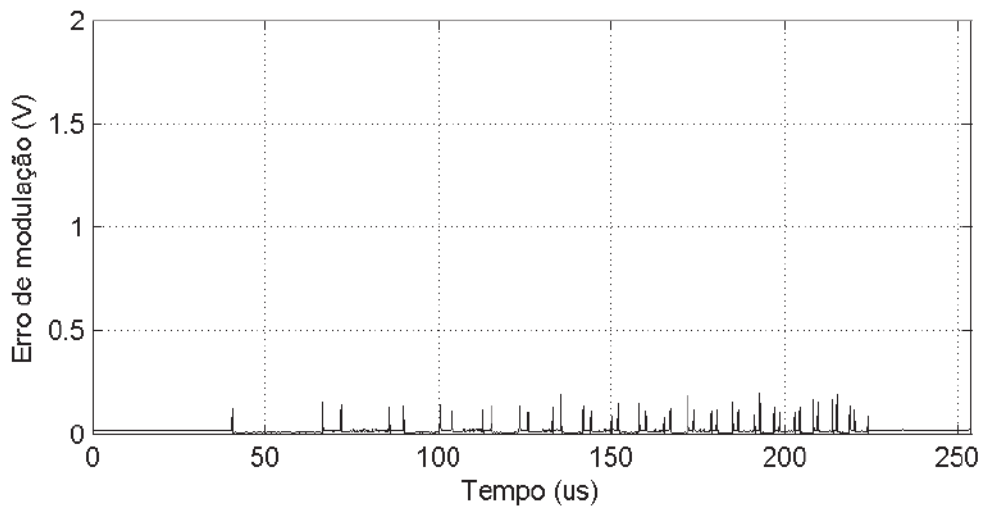
<b>Frequência</b>	<b>Crosstalk</b>
100 kHz	-57,81 dB
1 MHz	-51,97 dB
10 MHz	-32,32 dB

#### **4.1.3 Modulação da chirp ternária**

O algoritmo de geração de *chirp* ternária em baixa frequência (de 100 Hz até 100 kHz) foi capaz de gerar sinais (Figura 61) cuja diferença entre o sinal teórico e o prático foi inferior a 250 mV, valor este que ocorre nas transições abruptas com formato de degraus de tensão. Algo esperado por limitações de hardware.



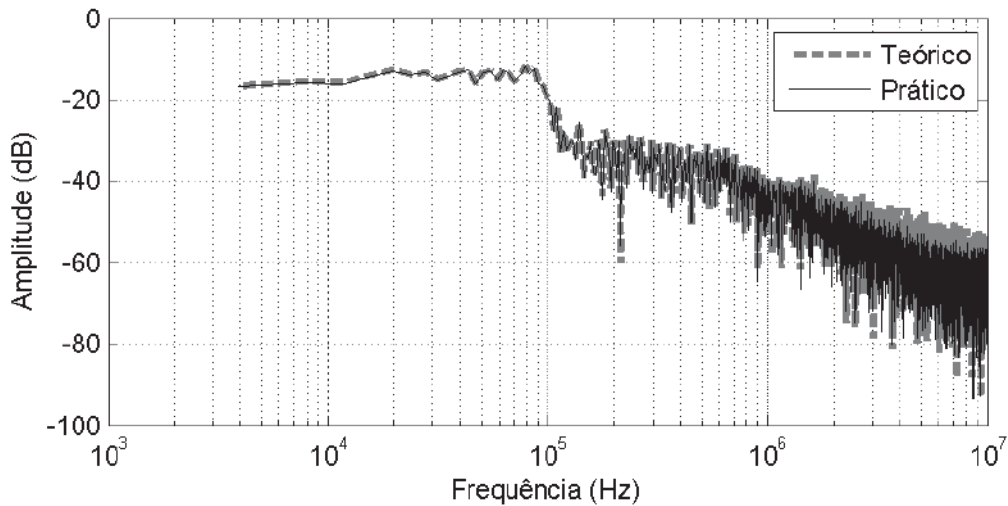
(a)



(b)

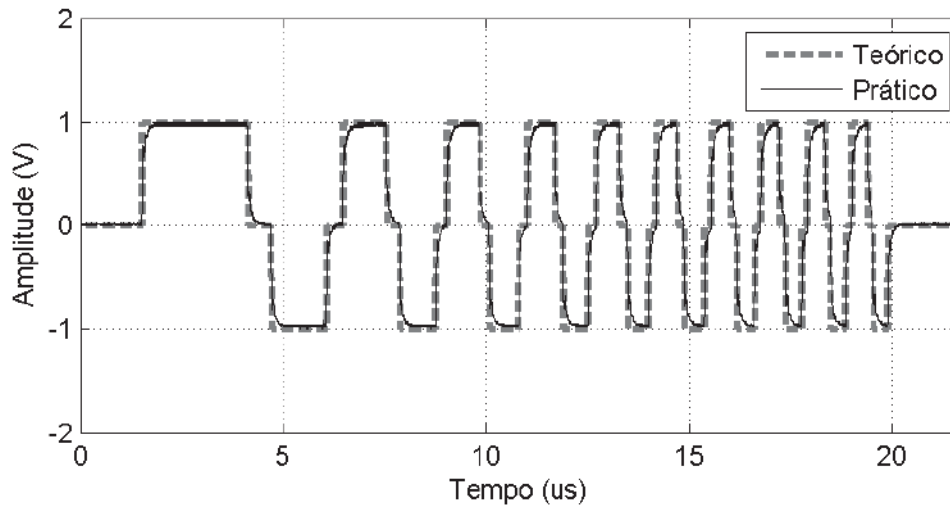
*Figura 61: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio do tempo, sendo apresentados os sinais gerados (a) e a diferença entre estes (b). Configurações: faixa de frequência entre 100 Hz e 10 kHz, alfa de 22,5 e 10 ciclos.*

No domínio da frequência (Figura 62) houve uma redução na amplitude do espectro, em relação à teórica, na faixa de frequências superior a 100 kHz, no entanto, para a faixa de frequência inferior a 100 kHz, o comportamento segue o mesmo do sinal teórico.

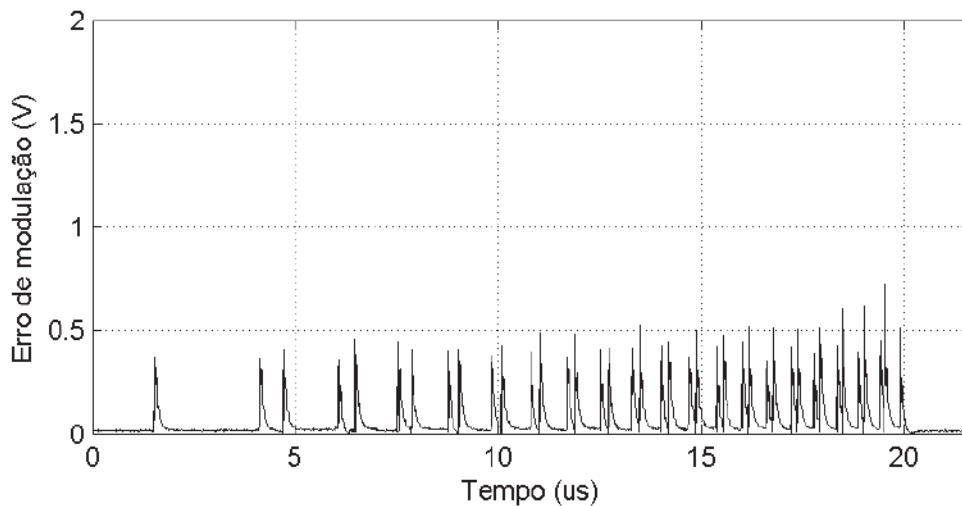


*Figura 62: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio da frequência. Configurações: faixa de frequência entre 100 Hz e 10 kHz, alfa de 22,5 e 10 ciclos.*

Quando a *chirp* ternária foi gerada entre 1 kHz e 1 MHz, com 10 ciclos (Figura 63), foi observado, no domínio do tempo, um erro de até 0,75 V entre os sinais teórico e prático (Figura 63-b). Novamente este erro ocorre apenas nas transições abruptas, que possuem formato de degraus de tensão. Também é possível notar que o erro de tais transições aumenta com o aumento da frequência empregada pela *chirp* ternária.



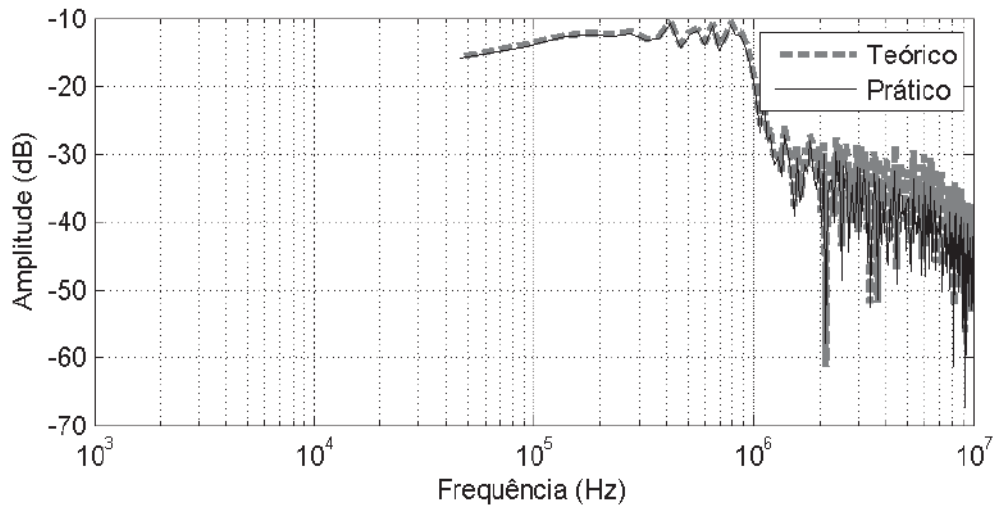
(a)



(b)

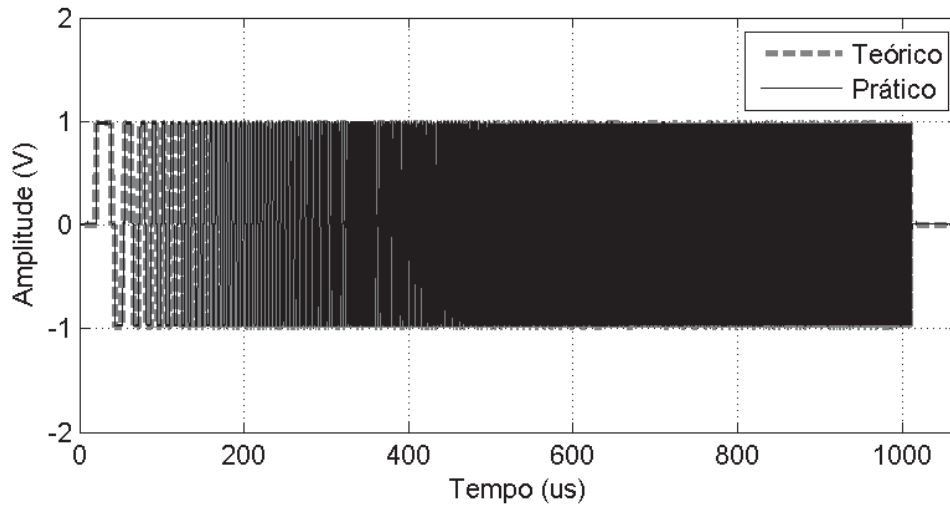
*Figura 63: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio do tempo, sendo apresentados os sinais gerados (a) e a diferença entre estes (b). Configurações: faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz, alfa de 22,5 e 10 ciclos.*

Analisando os sinais pelo domínio da frequência observa-se um comportamento semelhante entre o sinal teórico e o prático, com ressalva para a faixa de frequência superior a 1 MHz, como no caso anterior, cuja amplitude do sinal prático foi inferior.

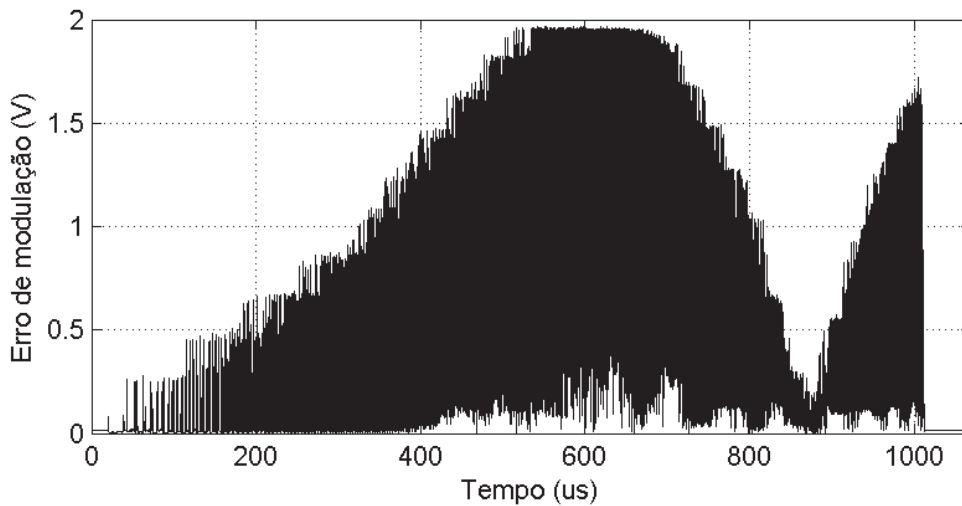


*Figura 64: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio da frequência. Configurações: faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz, alfa de 22,5 e 10 ciclos.*

Quando a mesma faixa de frequência foi coberta com 500 ciclos de *chirp* ternária foi possível detectar uma falha do hardware, que não foi capaz de acompanhar o sinal teórico, com o erro entre os dois chegando ao valor máximo de 2 V (Figura 65) durante parte da execução da *chirp* ternária.



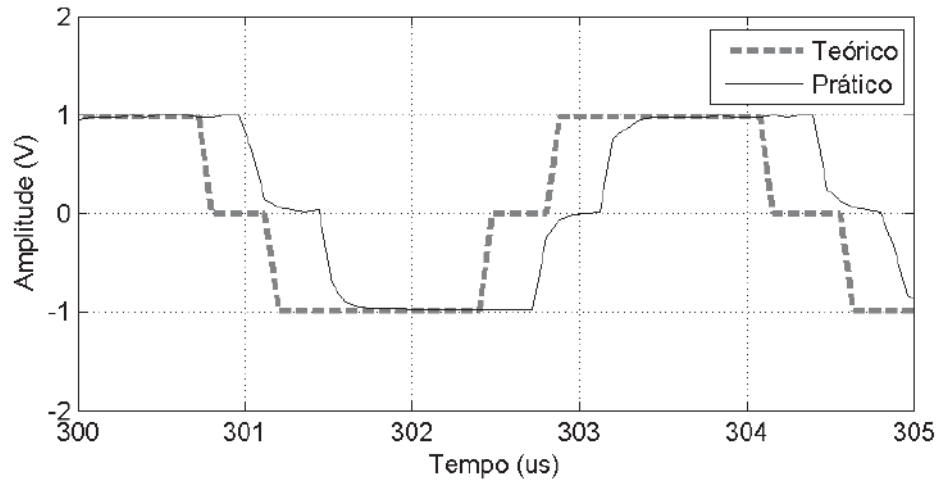
(a)



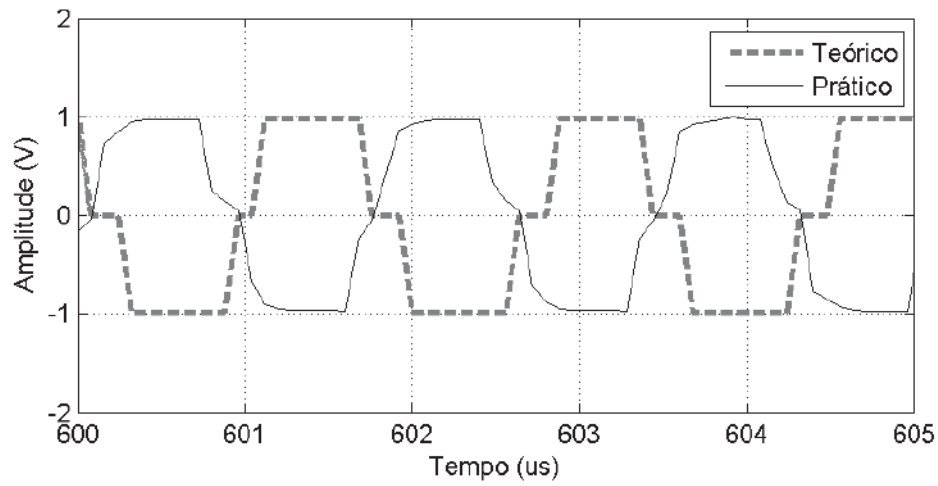
(b)

Figura 65: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio do tempo, sendo apresentados os sinais gerados (a) e a diferença entre estes (b). Configurações: faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz, alfa de 22,5 e 500 ciclos.

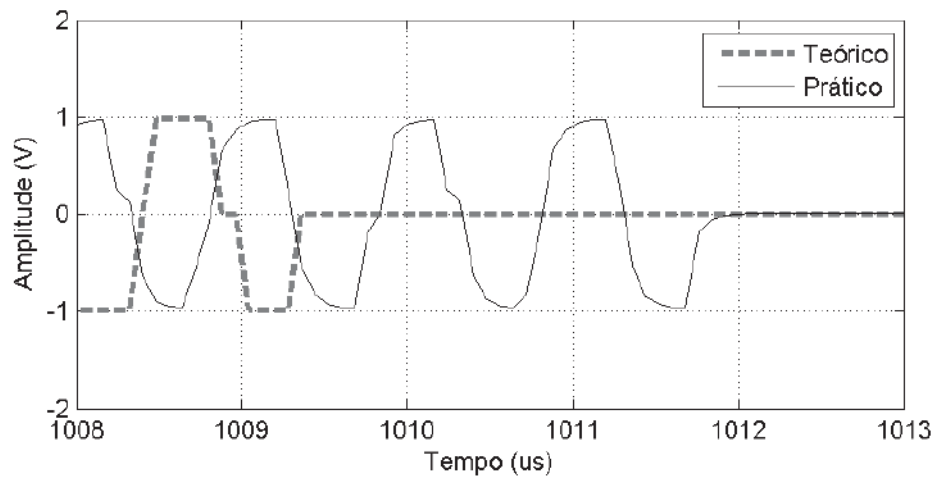
Para melhor visualização do comportamento do sinal modulado foram destacados intervalos de tempo de  $5 \mu\text{s}$ , a partir dos instantes de 300, 600 e 1008  $\mu\text{s}$  (Figura 66). Neste é possível notar que a chirp ternária modulada torna-se atrasada em relação à chirp teórica. O que acarretou em um atraso de aproximadamente 2,5 ciclos ao final da modulação (Figura 66-c).



(a)



(b)

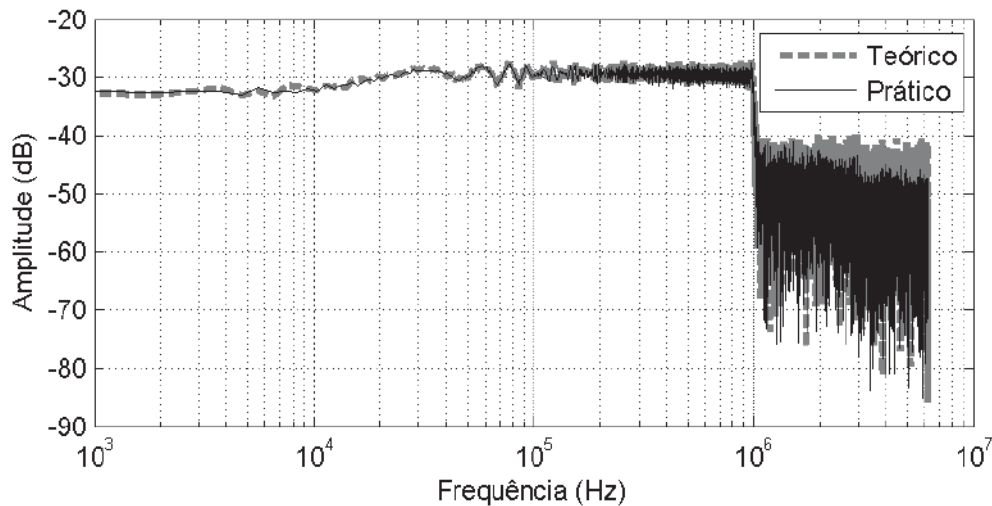


(c)

Figura 66: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio do tempo, com destaque em trechos do tempo. Configurações: faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz, alfa de 22,5 e 500 ciclos.



Apesar dos erros grosseiros no domínio do tempo, para o domínio da frequência os sinais teórico e práticos são assemelhados, com maiores diferenças na faixa de frequência superior a 1 MHz, onde novamente a amplitude do sinal teórico foi superior ao prático (Figura 67).



*Figura 67: Comparação entre chirp teórica e prática no domínio da frequência.  
Configurações: faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz, alfa de 22,5 e 500 ciclos.*

Por fim, o espectrograma da *chirp* ternária é exibido, comprovando o comportamento linear de incremento da frequência com o aumento do tempo, de 1 kHz até 1 MHz (Figura 68).

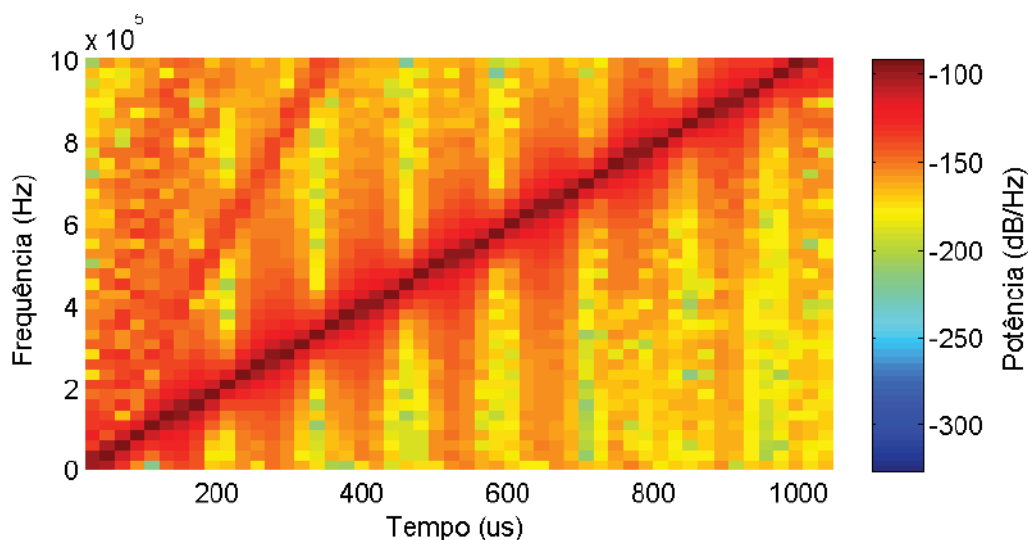
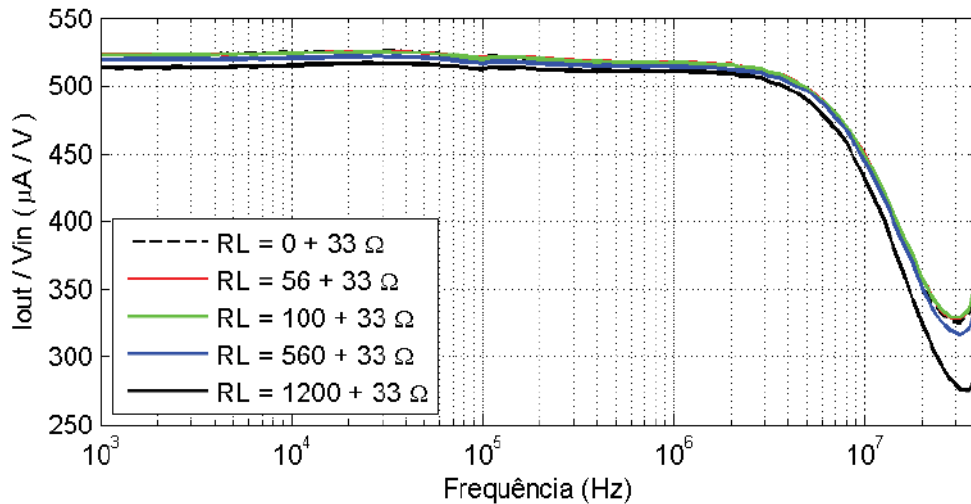


Figura 68: Espectrograma da chirp com faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz, e 500 ciclos.

#### 4.1.4 VCCS e Condicionador I

Este capítulo sobre os resultados do VCCS em conjunto com o condicionador I exibe, inicialmente, os resultados das avaliações (ganho e impedância de saída) realizadas para as condições mais próximas das ideais, com o uso do cabo de menor comprimento (cabo CAT-5 com cerca de 10 cm). Após esta etapa serão abordados os resultados para os testes dos cabos com comprimento superior a 1 m, sendo esta uma situação mais realista de utilização do protótipo.

Na avaliação da banda de passagem da VCCS com a utilização do cabo CAT-5 de 10 cm foi encontrado o valor de 15,85 MHz, para o caso onde a carga (RL) é de 1233  $\Omega$  (Figura 69). É possível notar que para a variação de cargas utilizadas existe uma variação do ganho em baixa frequência, de modo que o ganho diminui com o aumento da resistência de carga. Especificamente para a frequência de 1 kHz, o ganho apresentou uma variação de 523,6  $\mu\text{A/V}$  (para RL igual à 33  $\Omega$  - só o resistor amostrador de corrente) para 513,6  $\mu\text{A/V}$  (para RL igual à 1233  $\Omega$ ), aproximadamente 2%.



*Figura 69: Ganho da fonte de corrente controlada por tensão quando utilizado cabo CAT-5 de 10 cm. Para o pior caso ( $RL = 1233 \Omega$ ) a banda de passagem obtida foi de 15,85 MHz.*

Os resultados da simulação do mesmo experimento, com carga de  $1233 \Omega$  são apresentados na Figura 70. É possível notar que a banda passante da simulação (40 MHz) é superior ao do experimento prático (15,85 MHz). Em relação ao ganho do VCCS, é possível notar que a simulação apresenta um valor superior em cerca de  $20 \mu\text{A/V}$  ( $533,6 \mu\text{A/V}$  na simulação contra  $513,6 \mu\text{A/V}$  no experimento prático), ambos para a frequência de 1 kHz.

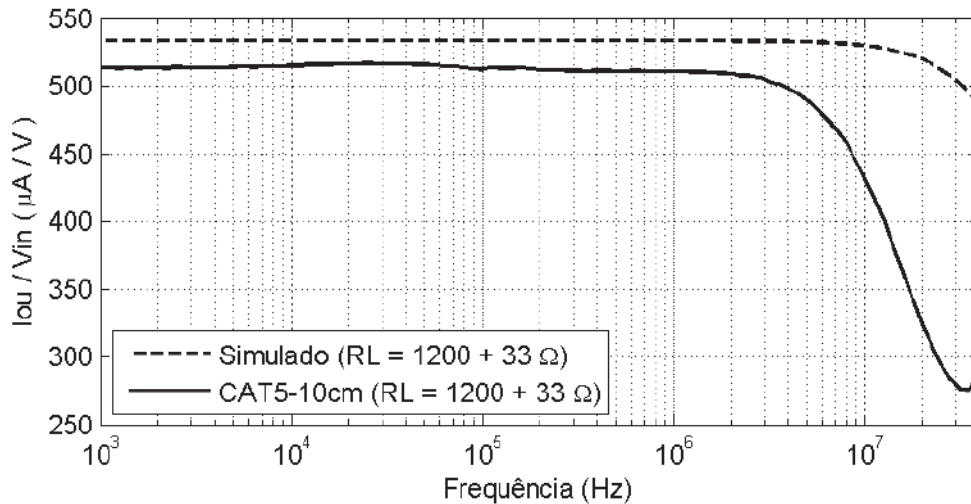


Figura 70: Comparação entre o ganho da fonte de corrente controlada por tensão simulada e o obtido com o cabo CAT-5 de 10 cm, ambos para uma carga de  $1200 + 33 \Omega$ .

A Figura 71 exibe os resultados da impedância de saída obtidos por simulação e com o cabo CAT-5. Na simulação, para frequências até 100 kHz, obteve-se um valor em torno de  $100 \text{ k}\Omega$ , enquanto que o experimento prático obteve um valor de impedância de saída de  $55,47 \text{ k}\Omega$  em 1 kHz e  $60,35 \text{ k}\Omega$  em 100kHz. Foram observadas flutuações de impedância que no pior caso chegou a  $32,06 \text{ k}\Omega$  em 4,47 kHz. Para a frequência de 1 MHz e 10 MHz a simulação apresentou as impedâncias de saída de  $65,27 \text{ k}\Omega$  e  $8,58 \text{ k}\Omega$ , já o experimento prático obteve  $70,40 \text{ k}\Omega$  e  $7,14 \text{ k}\Omega$ .

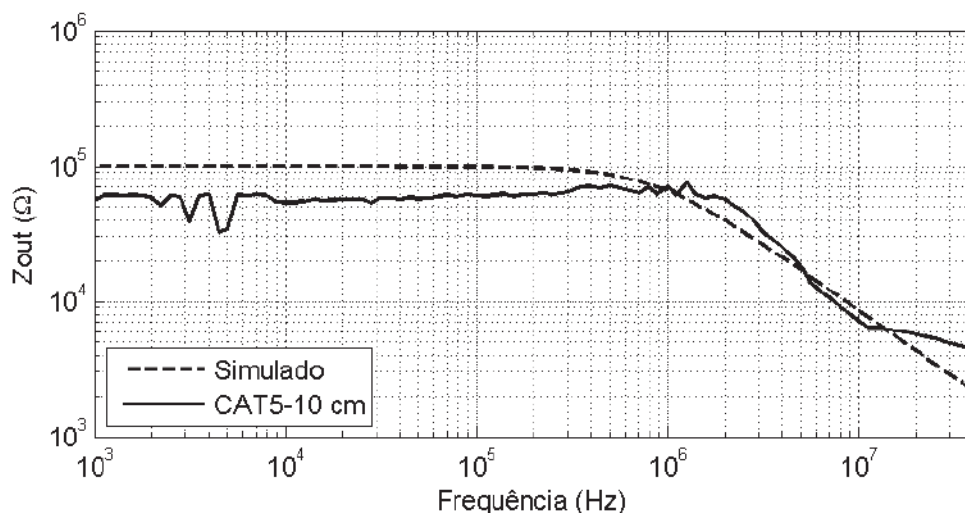


Figura 71: Impedância de saída obtida na simulação e com o cabo CAT5.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos quando utilizados cabos com comprimento igual ou superior a 1 m interligando a VCCS à carga.

A Figura 72 exibe o ganho obtido para a fonte de corrente, em relação a utilização de 4 diferentes tipos de cabos entre a fonte de corrente e a carga RL, quando RL está fixado em  $1233 \Omega$ . Para todos os cabos utilizados a frequência de corte foi superior a 10 MHz (Tabela 3), com o melhor desempenho obtido com o cabo DLC58 de 1 m de comprimento, 21,13 MHz. Também notou-se variações no ganho em função dos cabos. Em 1 kHz o menor ganho,  $485,0 \mu\text{A/V}$ , foi obtido com um par trançado de 1 m de comprimento e o maior ganho,  $534,6 \mu\text{A/V}$ , com o cabo DLC58 de 1,30m.

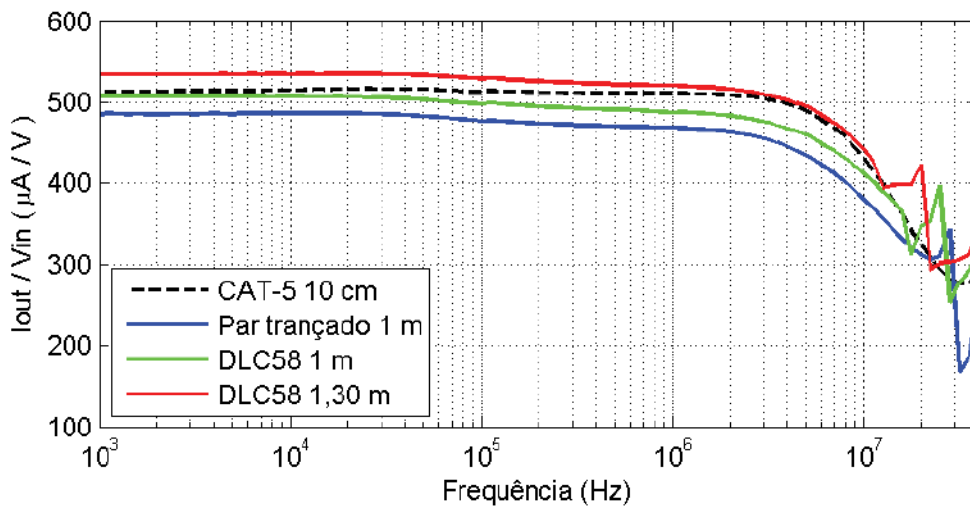


Figura 72: Ganhos para carga de  $1k\Omega$ .

Tabela 3 - Frequência de corte da fonte de corrente controlada por tensão para diferentes tipos de cabos.

Tipo de cabo	Frequência de corte (MHz)
CAT-5 10 cm	15,85
Par Trançado 1 m	14,13
DLC58 1 m	15,85
DLC58 1,30 m	21,13

A medida da impedância de saída (Figura 73) quando utilizados diferentes cabos, na faixa de 1 kHz até 1 MHz, variou de  $20 \text{ k}\Omega$  (para o par trançado de 1 m de comprimento) até cerca de  $2 \text{ M}\Omega$  (para o cabo DLC58 de 1,30 m de comprimento).

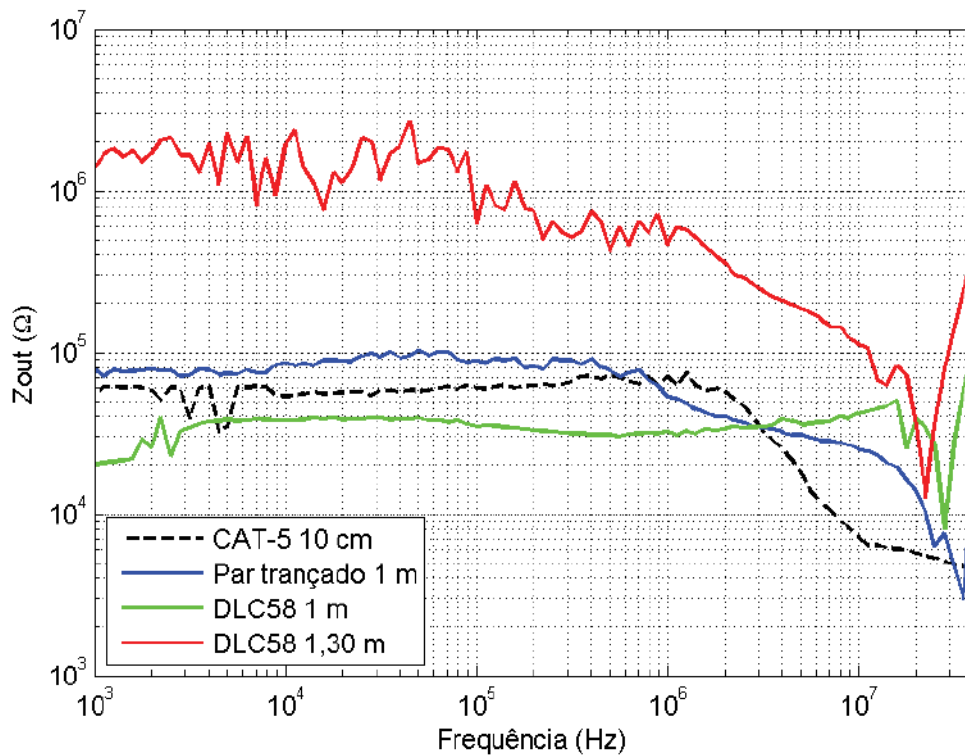


Figura 73: Resultado da impedância de saída para diferentes tipos de cabos na faixa de frequência entre 1 kHz e 40 MHz.

#### 4.1.5 Condicionador V

Ao avaliar o ganho do condicionador V, levou-se em consideração o cabo utilizado e diferentes cargas na faixa de impedância que se deseja utilizar o equipamento. O circuito do condicionador V apresentou a maior banda de passagem com a utilização do cabo do tipo par trançado, com 1 m de comprimento, quando utilizado como carga a ser medida o valor de  $1200 \Omega$  (Figura 74).

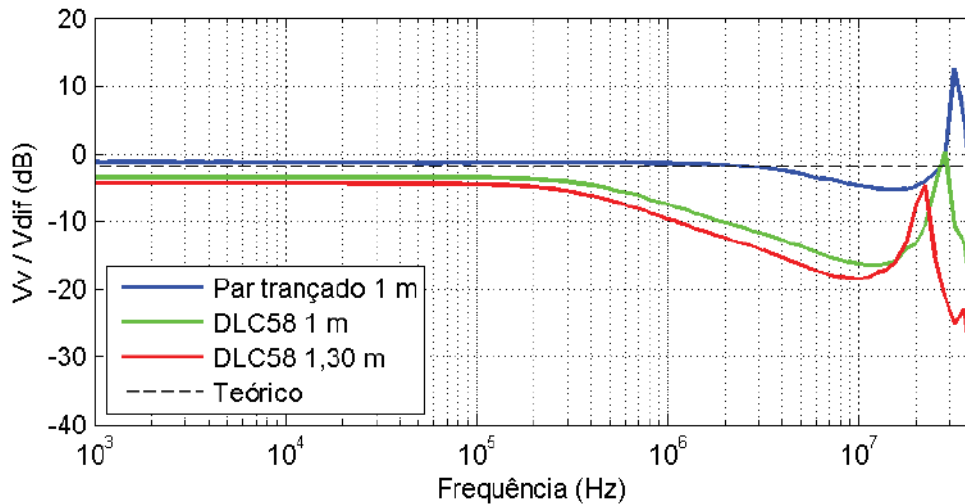
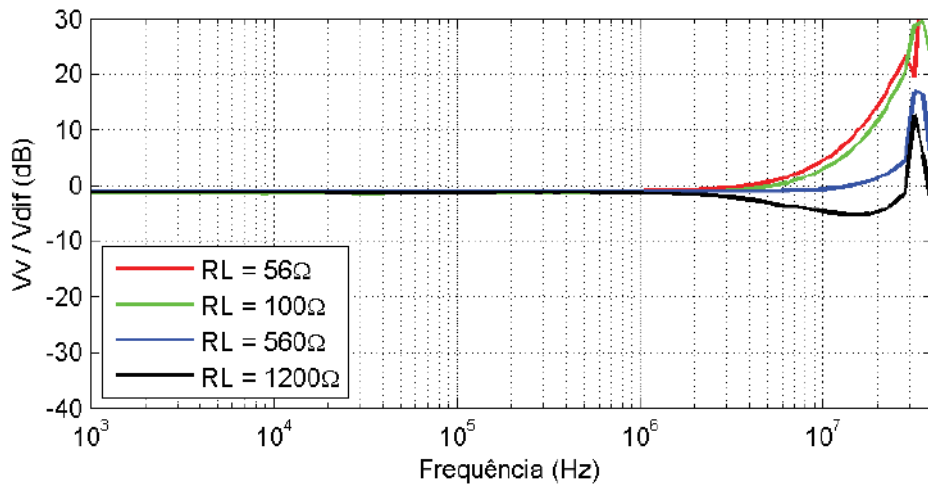


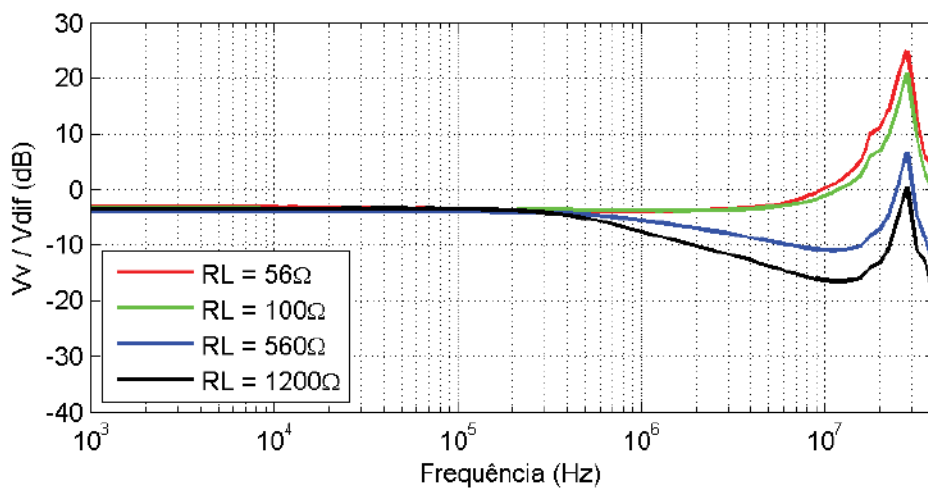
Figura 74: Banda de passagem do condicionador  $V$  em decibéis quando utilizados tipos de cabos diferentes. Valor de  $RL$  de  $1,2\text{ k}\Omega$ .

Os gráficos seguintes (Figura 75) exibem o comportamento do ganho, quando variou-se a carga entre  $56$  e  $1200\ \Omega$  e os cabos. É possível observar que o ganho do circuito, que deveria ser igual para todas as cargas, apresentou variação na banda de passagem ( $0,69\text{ dB}$  para o par trançado,  $4,43\text{ dB}$  para o DLC58 de  $1\text{ m}$  e  $6,67\text{ dB}$  para o DLC58 de  $1,30\text{ m}$ ).

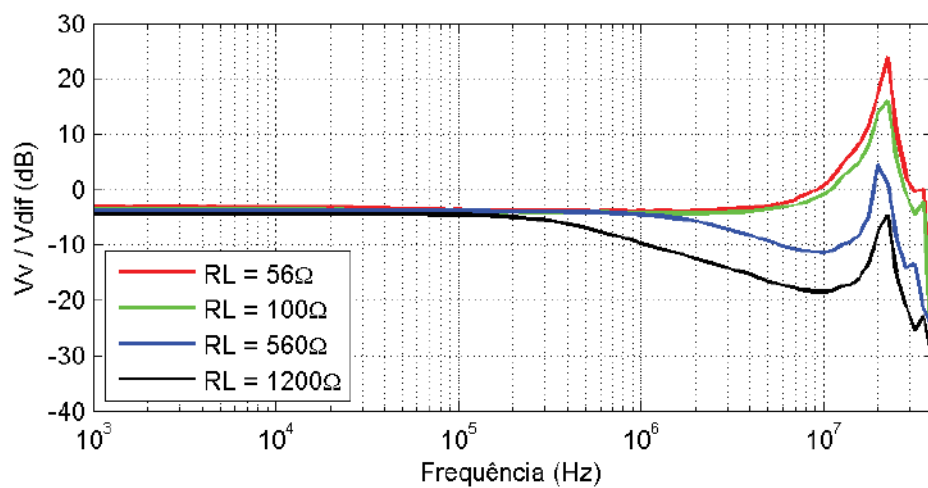
Com relação aos cabos, nota-se que seu uso cria uma ressonância entre  $20$  e  $30\text{ MHz}$  cujos efeitos podem ser sentidos antes de  $1\text{ MHz}$  dependendo do cabo ( $1\text{ MHz}$  para o par trançado de  $1\text{ m}$ ,  $300\text{ kHz}$  para o DLC58 de  $1\text{ m}$  e  $100\text{ kHz}$  para o DLC58 de  $1,30\text{ m}$ ). Desta forma, em relação a banda de passagem, é possível notar que o circuito com par trançado obteve o melhor desempenho.



(a)



(b)



(c)

Figura 75: Avaliação do ganho do condicionador  $V$  para cargas entre 56 e 1200  $\Omega$ , com os cabos: Par Trançado de 1 m (a), DLC58 de 1 m (b) e DLC58 de 1,30 m (c).

#### 4.1.6 Atraso de grupo



A avaliação do atraso de grupo teve como resultado uma diferença de 18 ns (Figura 76) entre os sinais de tensão e o da corrente. Sendo o sinal de tensão o primeiro a chegar no módulo ADC do microcontrolador para digitalização.

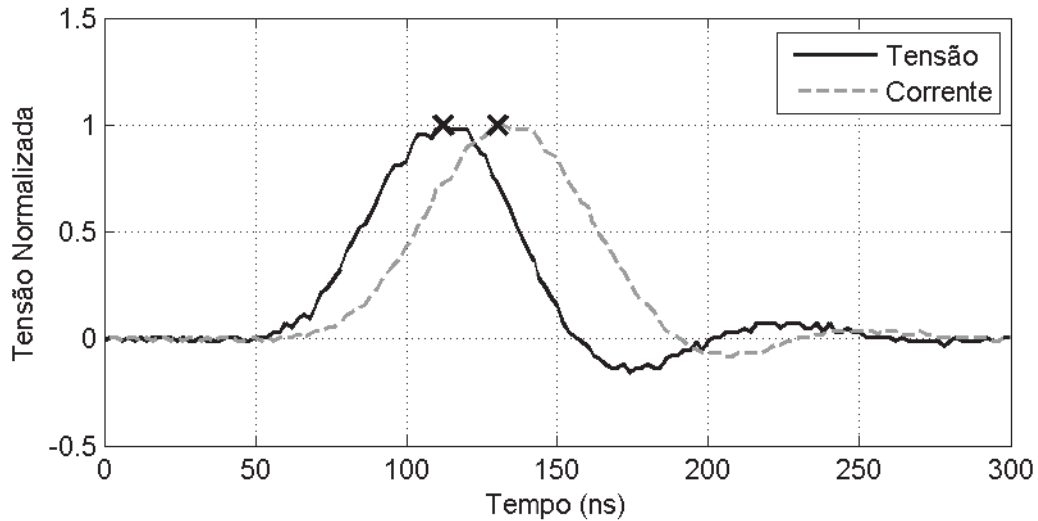
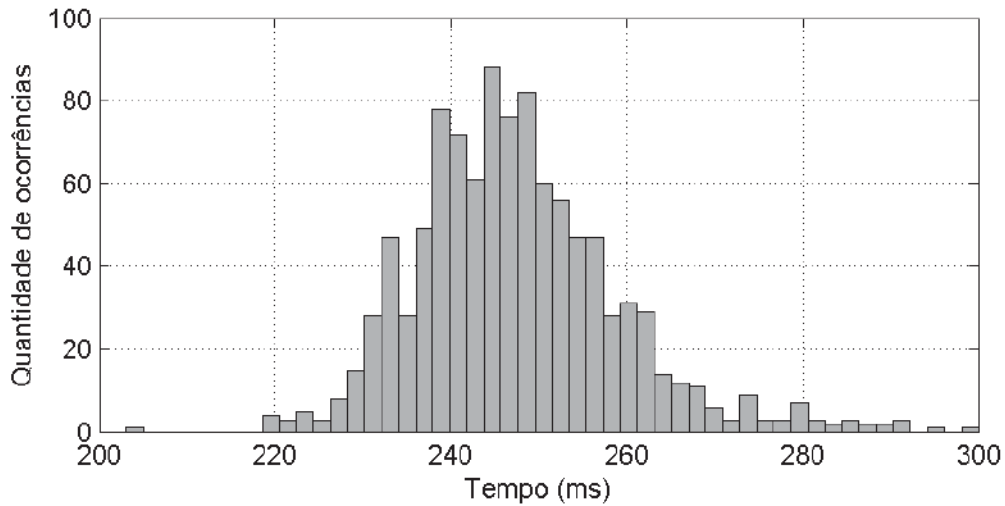


Figura 76: Atraso de grupo de 18 ns entre os sinais de tensão e corrente.

#### 4.1.7 Tempo necessário para obter 1 espectro de bioimpedância

O resultado da avaliação (Figura 77) exibe o histograma de 1000 medidas realizadas de um espectro de bioimpedância. Onde o valor médio foi de 247,47 ms com um desvio padrão de 11,90 ms.

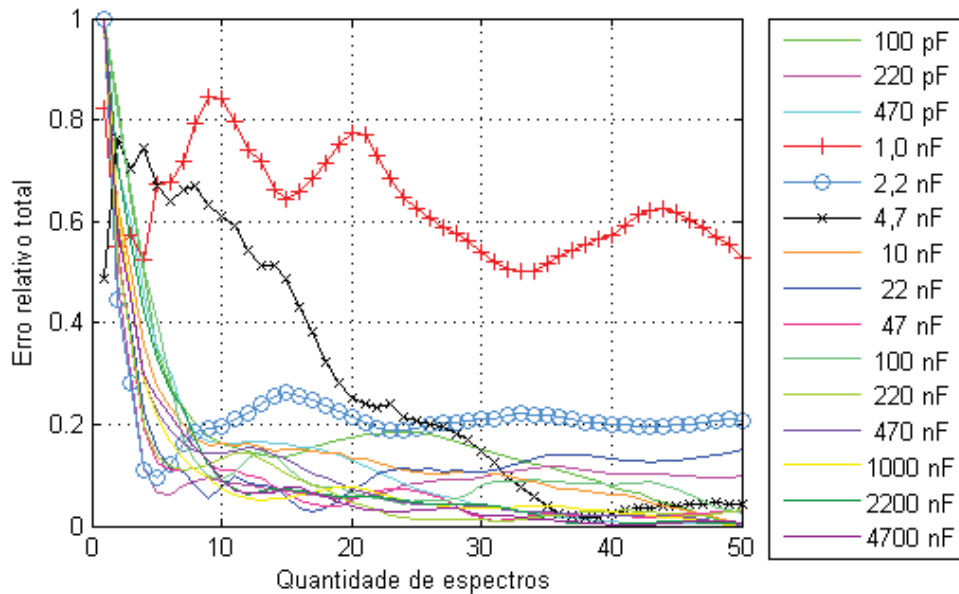


*Figura 77: Histograma de 1000 medidas do tempo necessário para realizar uma única coleta do espectro. Apresenta média de 247,47 ms e desvio padrão de 11,90 ms.*

## **4.2 Análise de exatidão e resolução**

### **4.2.1 Comparação com analisador de impedância comercial**

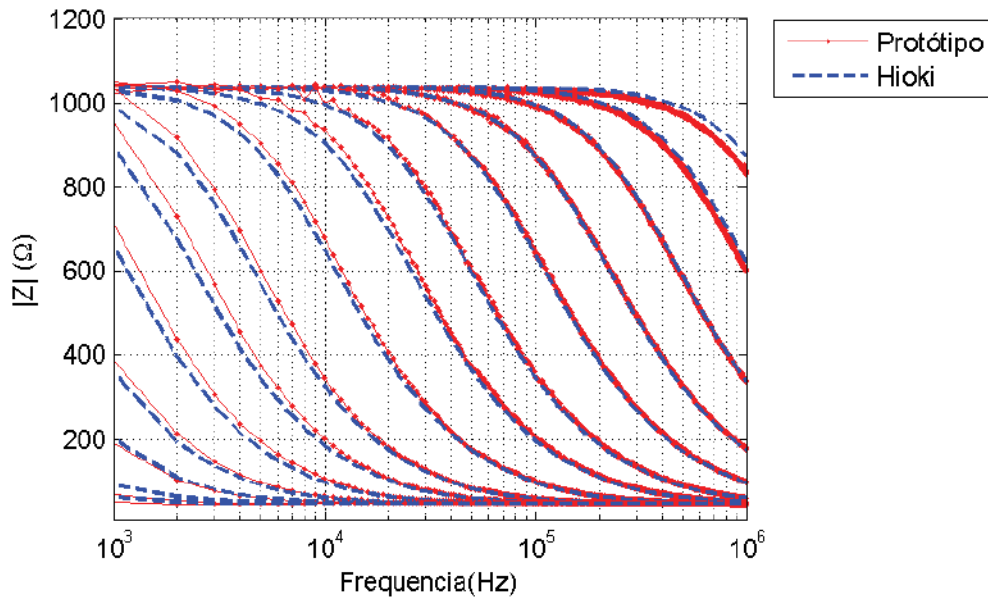
A análise de erro relativo entre as medidas do analisador de impedância Hioki IM3536 e o do protótipo mostra que realizar uma média utilizando 10 espectros adquiridos reduz em cerca de 80% a margem de erro (Figura 78). Deste modo, passa a ser considerado como uma medida de bioimpedância do protótipo a média entre 10 espectros adquiridos.



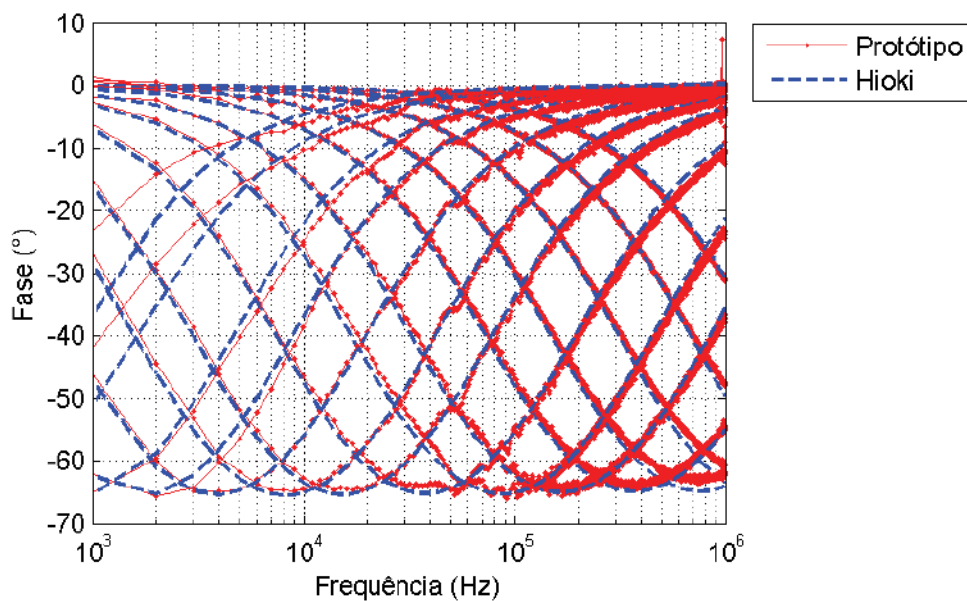
*Figura 78: Erro relativo obtido entre HIOKI IM3536 e o protótipo do analisador de impedância, quando utilizada uma média entre 1 e 50 espectros para obter uma medida de impedância.*

A Figura 79 exibe os resultados das medidas dos 15 phantoms elétricos realizados pelo Hioki IM3536 e pelo analisador de impedância em desenvolvimento (considerando como medida a média de 10 espectros).

É possível observar erros abaixo de  $20 \Omega$  e  $2,5^\circ$  para o módulo e a fase entre os valores obtidos na faixa central de frequências analisadas. No entanto, por inspeção visual dos resultados é possível notar que os erros do protótipo com relação ao Hioki aumentam nos extremos dos gráficos: em frequências altas (próximas de 1 MHz, entre 800 e 1000  $\Omega$ ) em relação ao módulo; e em frequências baixas (entre 1 e 10 kHz), para o módulo e a fase (Figura 79).



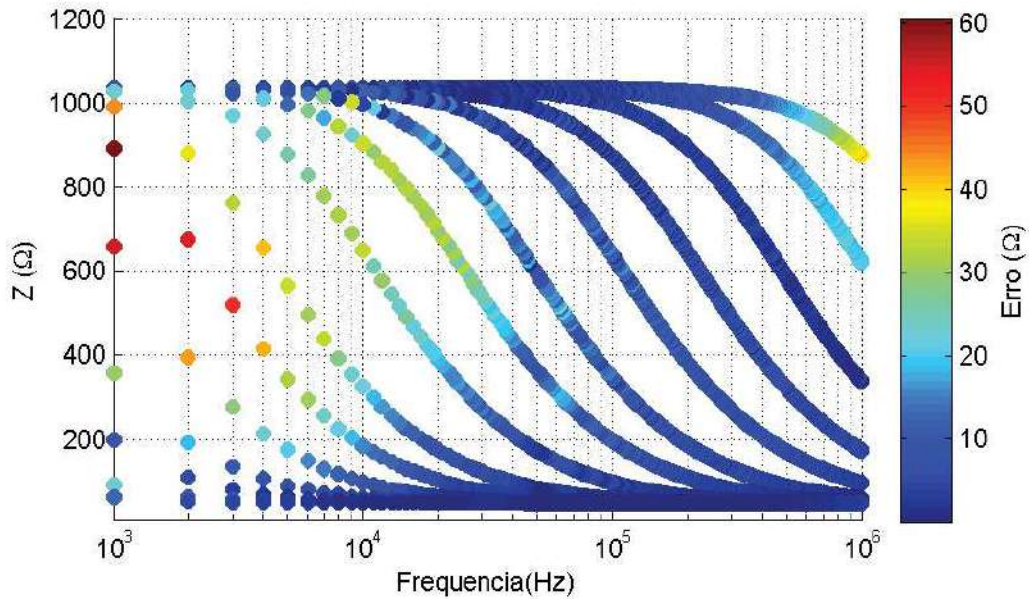
(a)



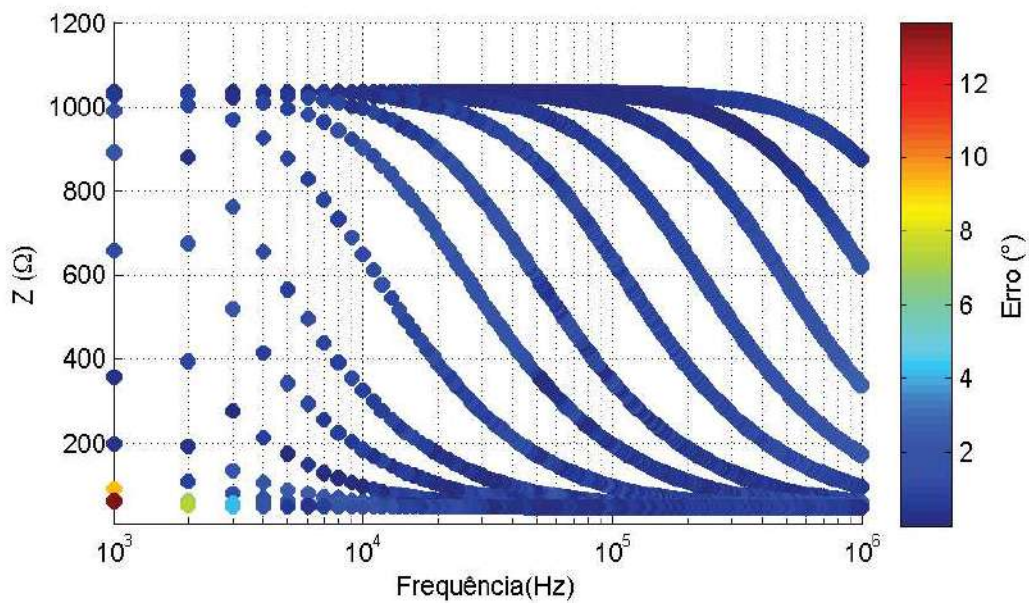
(b)

Figura 79: Medida de impedância em módulo (a) e fase (b) realizada nos 15 phantoms elétricos pelo Hioki IM3536 e o analisador de impedância projetado.

A Figura 80 trata apenas do erro absoluto entre as medidas do Hioki e do protótipo em módulo e fase, sendo utilizados os valores de módulo do Hioki como base de coordenadas para posicionar os valores dos erros. Para o módulo, o erro não foi superior a  $80 \Omega$ , sendo majoritariamente inferior a  $30 \Omega$ . Quanto à fase, o erro não foi superior a  $15^\circ$ , sendo majoritariamente inferior a  $6^\circ$ .



(a)



(b)

Figura 80: Erro absoluto em módulo (a) e fase (b) entre os dados obtidos pelo Hioki IM3536 e o protótipo.

Em termos de modelagem e usabilidade dos dados obtidos, a Tabela 4 apresenta o erro percentual obtido quando se utiliza os dados para modelar os parâmetros elétricos ( $R_1$ ,  $R_2$  e  $C$ ) do circuito medido. A comparação leva em conta os dados medidos pelo Hioki e pelo protótipo, submetendo ambos ao mesmo algoritmo de parametrização dos dados.

Na Tabela 4, a primeira coluna apresenta o valor dos capacitores utilizados, “C(nF)”, sendo estes utilizados como índice, já que este é o único parâmetro elétrico alterado entre os 15 circuitos medidos. Os erros são apresentados para R1, R2 e C.

*Tabela 4 – Erro percentual da parametrização de R1 (47 Ω), R2 (1 kΩ) e C (primeira coluna) utilizando os dados do Hioki e o do protótipo.*

C (nF)	Erro R1 (%)		Erro R2 (%)		Erro C (%)	
	Hioki	Protótipo	Hioki	Protótipo	Hioki	Protótipo
0,10	188,27	408,01	9,05	19,93	10,69	48,60
0,22	28,14	108,93	1,36	5,53	1,28	11,73
0,47	2,25	30,56	0,10	1,71	0,20	2,20
1,00	38,84	52,06	2,41	3,13	0,98	0,20
2,20	14,59	22,51	1,34	1,53	0,02	1,98
4,70	4,55	6,78	0,84	0,08	0,26	3,21
10,00	2,40	1,53	1,24	1,00	5,58	10,27
22,00	0,75	1,39	0,59	1,93	0,34	4,78
47,00	0,03	2,72	0,51	3,61	0,76	5,87
100,00	0,28	3,02	1,47	4,67	1,33	10,81
220,00	0,37	2,65	1,97	1,89	1,41	10,00
470,00	0,27	2,00	13,05	18,78	0,03	10,33
1000,00	0,49	2,51	32,90	45,78	0,99	5,83
2200,00	2,38	13,46	87,14	99,18	5,20	99,20
4700,00	1,14	21,51	93,98	98,89	31,32	99,76

Estes resultados evidenciam que o protótipo teve um desempenho inferior ao Hioki, com pequenas exceções. No entanto os erros de modelagem apresentados pelos dois dispositivos são em maioria inferiores a 10%.

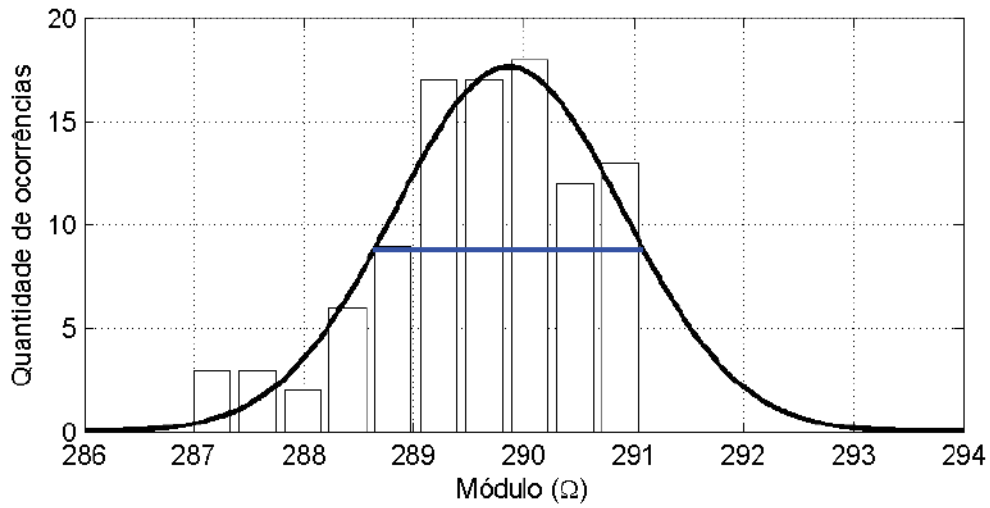
#### **4.2.2 Avaliação da resolução**

Na análise de resolução através do FWHM, onde foi considerada apenas a frequência de 32 kHz, foram obtidos 2,44 Ω para o módulo e 0,29° para a fase; e na forma retangular, 1,8 Ω para a parte real e 1,6 Ω para a parte imaginária, conforme Tabela 5.

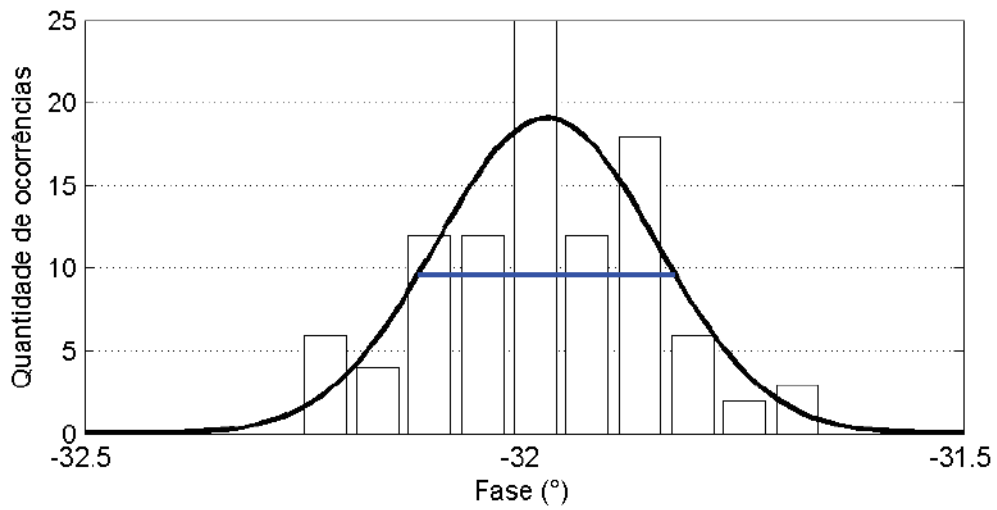
*Tabela 5 – Resultado da avaliação de resolução, apresentando o valor médio de 100 medidas e a largura a meia altura (FWHM).*

	<b>Valor teórico</b>	<b>Valor médio</b>	<b>FWHM</b>
Módulo	282,25 $\Omega$	289,60 $\Omega$	2,44 $\Omega$
Fase	-31,67°	-31,98°	0,29°
Real	240,21 $\Omega$	245,65 $\Omega$	1,80 $\Omega$
Imaginário	-148,22 $\Omega$	-153,37 $\Omega$	1,60 $\Omega$

As Figura 81 e Figura 82 exibem o número de ocorrência de cada medida, o ajuste gaussiano realizado e, por fim, destacado em azul, o FWHM.



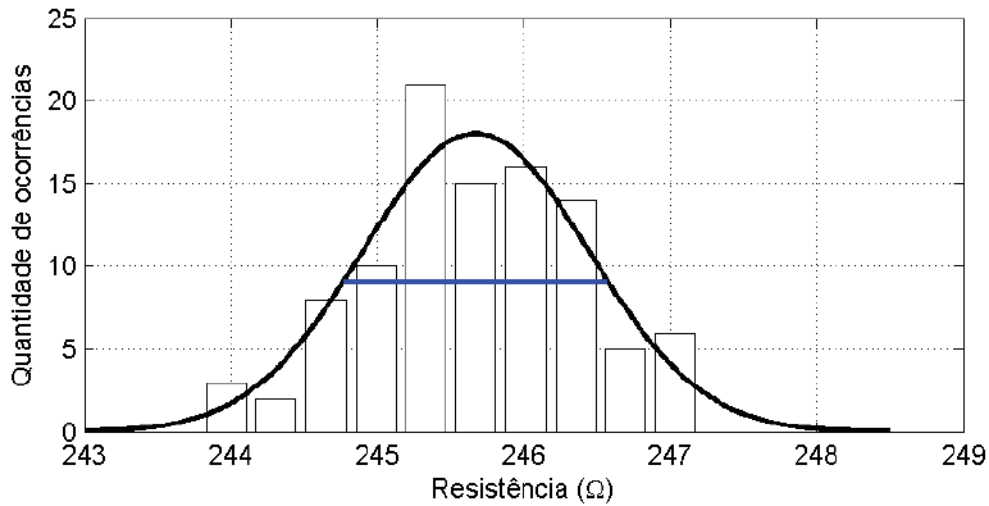
(a)



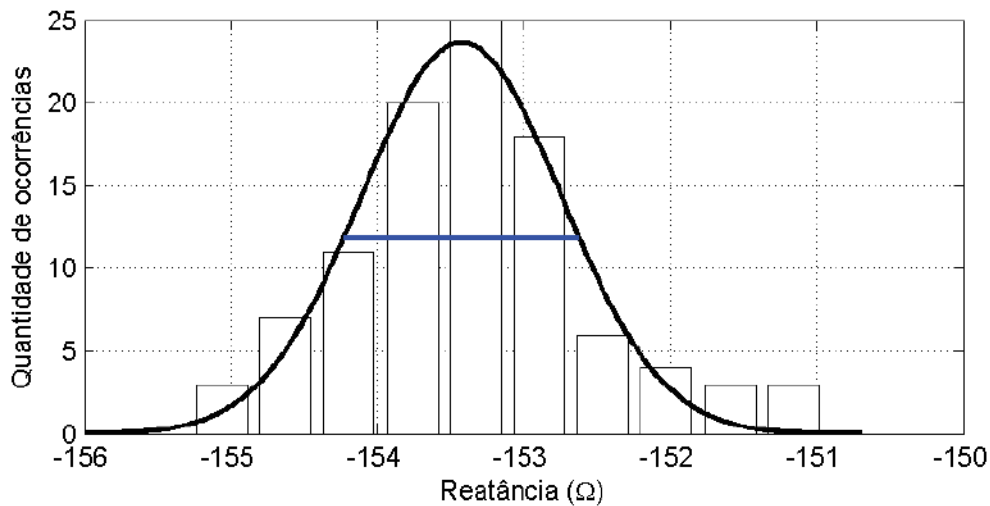
(b)

Figura 81: Análise de resolução através do valor da largura a meia altura (destacado em azul),  $2,44 \Omega$  para o módulo (a) e  $0,26^{\circ}$  para a fase (b).





(a)



(b)

Figura 82: Análise de resolução através do valor da largura a meia altura (destacado em azul),  $1,8 \Omega$  para a parte real (a) e  $1,6 \Omega$  para a parte imaginária (b).

### 4.3 Comparação com analisador de bioimpedância in vivo

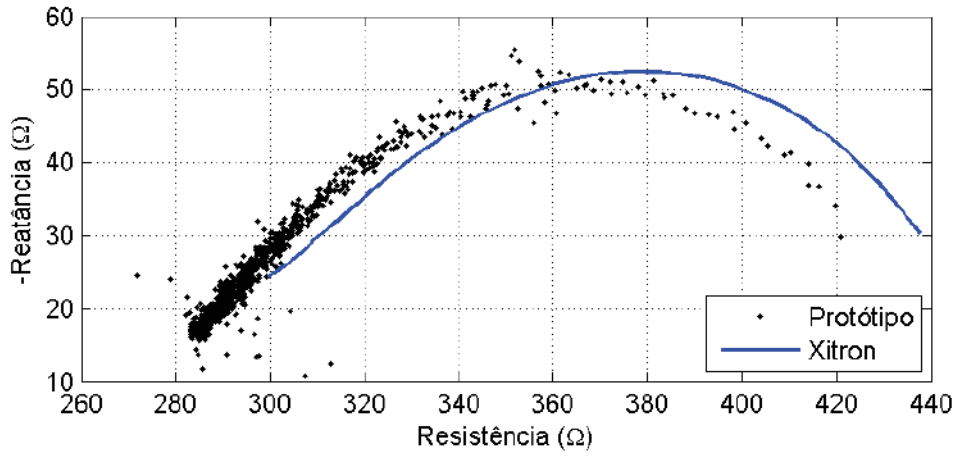
A Tabela 6 mostra os resultados de medições de composição corporal total para 5 voluntários, tendo estes sido avaliados com o equipamento Xitron e pelo protótipo. Os resultados de bioimpedância dos dois dispositivos foram utilizados no mesmo algoritmo de processamento para gerar os valores dos parâmetros elétricos R1, R2 e C. O erro percentual apresentado considera o Xitron como a medida ideal.

Tabela 6 – Resultados de modelagem de bioimpedância com Xitron e o protótipo.

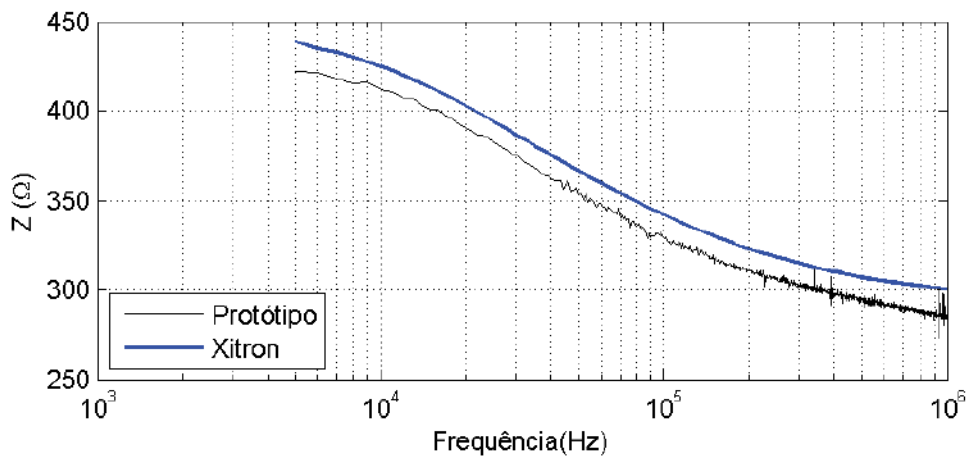
Voluntário	R1 ( $\Omega$ )			R2 ( $\Omega$ )		
	Xitron	Protótipo	Erro (%)	Xitron	Protótipo	Erro (%)
1	310,67	290,11	6,62	116,30	102,92	11,51
2	340,79	315,60	7,39	130,95	122,50	6,46
3	340,79	251,80	6,18	100,85	90,33	10,43
4	375,65	352,70	6,11	131,75	119,17	9,55
5	304,41	284,03	6,69	114,26	100,04	12,45

Voluntário	C (nF)		
	Xitron	Protótipo	Erro (%)
1	30,45	20,20	33,67
2	25,86	16,78	35,09
3	35,47	22,56	36,38
4	24,68	14,30	42,04
5	33,03	21,75	34,15

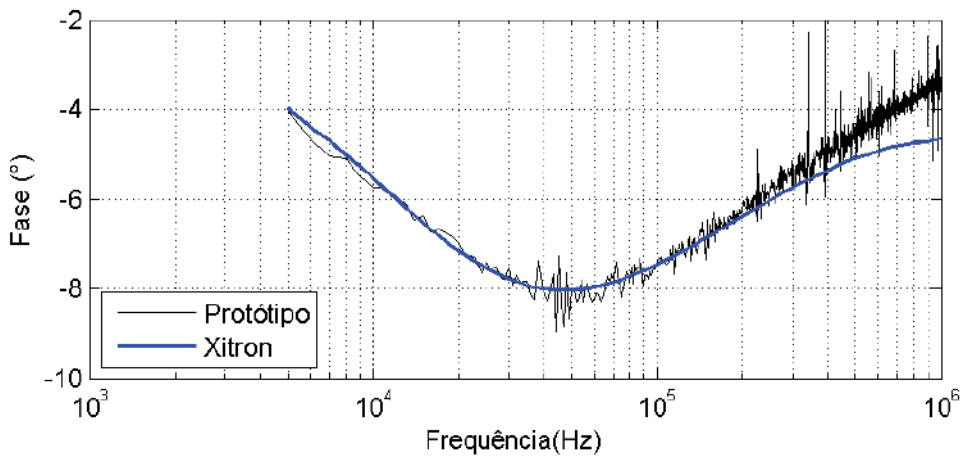
O erro observado para a capacitância foi maior do que o das resistências (R1 e R2), ficando na faixa entre 33,67% (voluntário 1) e 42,04% (voluntário 4). Por ser o parâmetro com os maiores erros, estes foram considerados o melhor e o pior caso, sendo suas medidas de bioimpedâncias exibidas nas Figura 83 e Figura 84.



(a)



(b)



(c)

Figura 83: Gráficos de Cole-Cole (a), módulo (b) e fase (c) do voluntário 1 (melhor caso).

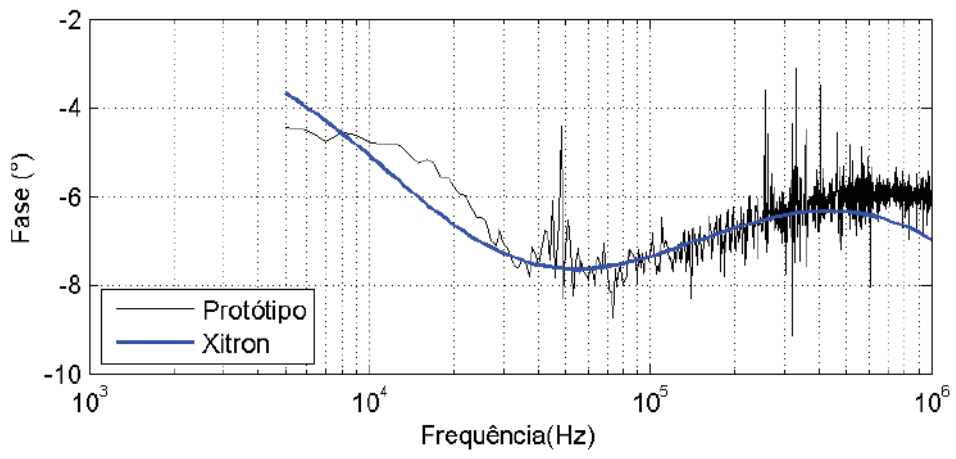
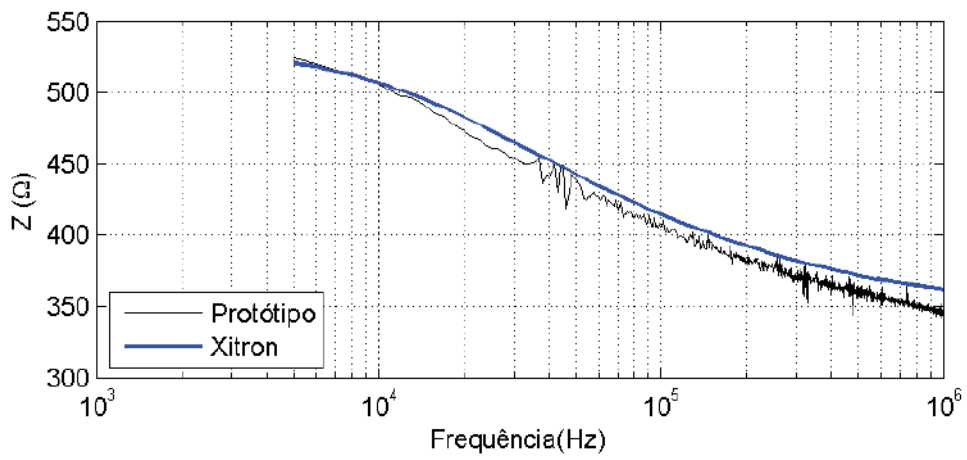
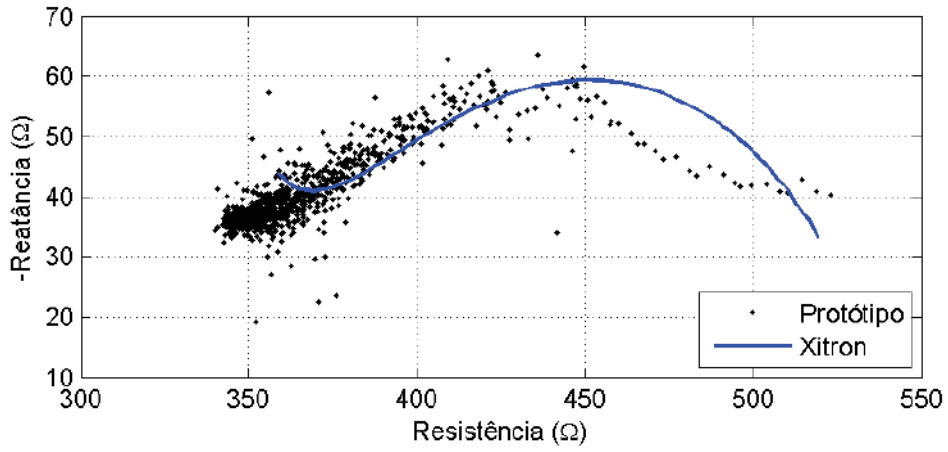


Figura 84: Gráfico de Cole-Cole (a), módulo (b) e fase (c) do voluntário 4 (pior caso).

## 5 Discussão

A avaliação realizada consistiu de três diferentes etapas: a primeira avaliando cada módulo individualmente, a segunda com foco em analisar a resolução e a exatidão, realizando uma comparação com medidas de impedância de um analisador de impedância comercial e, por fim, a terceira etapa, onde foram realizadas medições *in vivo*, comparando os resultados do protótipo com um analisador de bioimpedância comercial.

Os resultados de cada etapa serão discutidos neste capítulo.

### 5.1 Análise dos circuitos

#### 5.1.1 Filtros *anti-aliasing*

A análise dos circuitos eletrônicos teve início com avaliação dos filtros *anti-aliasing*, que apresentaram frequências de corte de 9,44 MHz e 10 MHz, estes resultados quando comparados a frequência de corte teórica (10,44 MHz) (Figura 59). A frequência de corte de 9,44 MHz é inferior ao limite teórico obtido através de simulação de Monte Carlo (9,66 MHz), no entanto, este erro não produz grandes efeitos sob os sinais desejados, uma vez que a frequência máxima de interesse é de 1 MHz.

Comparando entre os filtros projetados, houve uma diferença de até 0,01 V/V, para os ganhos, e de até 5° para as fases, ambos na faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz (Figura 60). Resultados que superam o esperado pela análise teórica do circuito, que indicava uma variação máxima de 0,007 V/V e 2,4° para a fase (ambas em 1 MHz).

Deve-se levar em consideração que o método utilizado para medir as fases foi através de algoritmos internos do osciloscópio, o qual possui um erro de fase de  $\pm 3^\circ$  (B&K PRECISION, 2014). Deste modo, acredita-se que a diferença observada esteja associada também à resolução do osciloscópio para as medidas de fase.

Uma solução para tais problemas estariam na utilização de componentes SMD que permitem menores valores de tolerância para os resistores e capacitores.

### 5.1.2 Crosstalk

A segunda análise tratou do *crosstalk* entre o conjunto de circuitos compostos pelo filtro *anti-aliasing*, o circuito de ajuste de nível DC e o conversor AD do microcontrolador, neste obteve-se o valor de -51,97dB, em 1 MHz (Tabela 2). Em uma breve análise, considerando sinais de 1 V para amostragem da tensão e a da corrente, seria gerado um ruído de 2,5 mV em ambos os circuitos. Para esta faixa de ruído, por exemplo, a resolução do sistema de amostragem, que idealmente possui 12 bits, seria prejudicada chegando a um valor teórico de 8,64 bits.

### 5.1.3 Modulador da chirp ternária

Nos casos onde a *chirp* ternária foi gerada com apenas 10 ciclos o erro obtido entre o sinal real e o teórico decorreu principalmente das transições abruptas relacionadas aos degraus da *chirp* ternária. O que pode ser explicado pelo filtro passa-baixas presente no circuito de modulação (Figura 34) que possui frequência de corte de 2,2 MHz, e conseqüentemente um *rise time* de aproximadamente  $0,16 \mu\text{s}$  ( $0,35/2,2 \text{ MHz}$ ).

A limitação imposta pelo filtro passa-baixas também influenciou a comparação com o sinal teórico no domínio da frequência, reduzindo a amplitude do espectro para frequências superiores a 1 MHz (Figura 62 e Figura 64).

Quando a *chirp* ternária foi gerada com 500 ciclos, na faixa de frequência entre 1 kHz e 1 MHz com 500 ciclos o erro observado chegou ao valor máximo de 2 V (Figura 65), sendo possível observar que o sinal gerado via *hardware* possui atrasos que acarretaram em uma defasagem de até 2,5 ciclos ( $2,5 \mu\text{s}$ ) ao final da *chirp* ternária (Figura 66).

Este erro indica que o *hardware* possui um atraso aparentemente contínuo na modulação dos pulsos, uma vez que o aumento linear da frequência causou um aumento no atraso de forma exponencial, ou seja proporcional a quantidade de transições ocorridas. Em  $600 \mu\text{s}$  o atraso foi de aproximadamente  $0,8 \mu\text{s}$ , já nos  $400 \mu\text{s}$  restantes o atraso aumentou para  $2,5 \mu\text{s}$ .

Apesar deste atraso, na avaliação do espectro de frequência produzido não foram observadas diferenças significativas entre o sinal teórico e prático (Figura 67), mesmo

quando observado o espectrograma do sinal produzido, seu incremento linear de frequência foi mantido (Figura 68).

#### **5.1.4 VCCS**

Para a primeira comparação entre o cabo CAT-5 de 10 cm e a simulação, pode-se assumir que a simulação obteve melhor desempenho nas duas avaliações realizadas. Em relação a banda de passagem (Figura 70), os resultados foram de 40 MHz (simulação) contra 15,85 MHz (prático).

Para a avaliação da impedância de saída, de modo geral, a simulação obteve resultados em torno de 100,1 k $\Omega$  (em 1 kHz), enquanto o experimento prático obteve em torno de 55,47 k $\Omega$  (em 1 kHz), com um pior caso de 32,06 k $\Omega$  em 4,47 kHz (Figura 71). Em específico para 1 MHz o experimento prático foi superior obtendo 70,40 k $\Omega$  comparado com 65,27 k $\Omega$  do resultado da simulação (Figura 71).

Deste modo, é possível concluir que a simulação obteve melhor desempenho, algo esperado devido aos efeitos de componentes parasitas não contemplados na simulação, mas que afetam o circuito prático (SOUZA et al., 2016).

Em comparação com a análise teórica, a impedância de saída do circuito prático foi inferior ao esperado, sendo este de 108 k $\Omega$ , em 1 kHz, devido a impedância de saída do componente OPA861, que é de 54 k $\Omega$  em paralelo com 2 pF. Como foram utilizados dois OPA861 em uma topologia bipolar, esperava-se que a impedância de saída fosse o dobro, próximo ao que foi observado pela simulação.

Também nota-se nos resultados da análise de ganho do VCCS, que sofreu variação quando foram utilizadas cargas de diferentes valores, entre 33  $\Omega$  e 1233  $\Omega$  (Figura 69). Este fato reforça a característica da impedância de saída não ser alta o suficiente, sendo ainda sensível a faixa de carga utilizadas, o que provoca o erro no valor do ganho.

Apesar dos problemas observados a VCCS permanece apta a ser utilizada, pois neste projeto ambos os sinais de corrente e tensão são amostrados, deste modo o efeito das variações da VCCS em função da carga são minimizados, pois a informação necessária é obtida da relação proporcional entre a corrente e a tensão. Sendo restritivo apenas que a VCCS respeite as normas da ABNT (equação 13), não tendo um aumento

ou redução de ganho significativo, pois o primeiro saturaria os sinais de corrente sendo amostrados e o segundo diminuiria a resolução do sistema.

A comparação com os demais cabos, em relação a banda de passagem (Tabela 3), mostra que o melhor resultado foi obtido para o cabo de maior comprimento DLC58 de 1,30 m, com 21,81 MHz de banda de passagem. Sendo este um resultado inesperado, uma vez que um cabo de maior comprimento possuiria maiores valores de componentes parasitas (resistência, indutância e capacitância), o que reduziria a banda de passagem da fonte de corrente.

Em relação à impedância de saída, o cabo DLC58 com 1,30 m de comprimento apresentou novamente o melhor desempenho, com valores de impedância de saída da ordem de 1 M $\Omega$ , enquanto os demais não ultrapassaram 100 k $\Omega$ . Sendo o pior caso o obtido pelo cabo DLC58 com 1 m de comprimento, que obteve impedância de saída inferior a 40 k $\Omega$ .

Os resultados de impedância de saída surpreendem, pois um acréscimo de 30 cm em um cabo de 1 m teria aumentado a impedância de saída em pelo menos 10 vezes, de cerca de 40 k $\Omega$  para valores em torno de 1 M $\Omega$ , com o pior caso (dentro da faixa de 1 MHz) de 400 k $\Omega$ . O que leva a acreditar em alguma falha no processo de estimar a impedância de saída.

Já para o cabo do tipo par-trançado de 1 m de comprimento, os resultados foram os mais aproximados ao esperado pela análise teórica, com a impedância de saída em torno de 108 k $\Omega$  (dobro da impedância de saída descrita no manual do componente OPA861, que é de 54 k $\Omega$ ). O pior caso ocorre na frequência de 1 MHz, com uma impedância de saída de aproximadamente 55 k $\Omega$ .

### **5.1.5 Condicionador V**

Entre os cabos avaliados (Figura 75), a configuração com melhor desempenho ocorreu com o par trançado de 1 m, uma vez que o erro aumenta somente em frequências acima de 1,5 MHz. Em baixas frequências a configuração com o cabo par trançado também apresentou a menor variação no ganho do Condicionador V (0,69 dB).

Este resultado está conforme esperado, pois um cabo sem blindagem aterrada possui uma capacitância parasita inferior a um cabo sem blindagem, no entanto, os



sinais em um cabo sem blindagem estão sujeitos a um maior nível de ruído (MANETAKIS; TZANETAKIS, 1995).

A redução deste efeito de capacitância parasita também é sugerida pela utilização de blindagem ativa, o que consiste em diminuir a diferença de tensão entre o sinal que trafega no cabo e a sua blindagem, sob o risco de causar instabilidade ao circuito caso a técnica não seja bem projetada (MANETAKIS; TZANETAKIS, 1995). Outra abordagem seria utilização de cabos triaxiais, onde seria utilizada uma primeira blindagem com a cópia do sinal e uma segunda acoplada ao terra do circuito (BERTEMES-FILHO; VEIGA, 2013; MOHAMADOU et al., 2012).

### **5.1.6 Atraso de grupo**

O atraso de 18 ns (Figura 76) encontrado entre os canais de tensão e corrente, apesar de parecer ínfimo no domínio do tempo representa um erro de 6,48° em 1 MHz. A Tabela 7 exemplifica o erro de fase para diferentes frequências, de modo que o erro é calculado pela equação 52.

*Tabela 7 - Exemplo de erro na medida da fase.*

<b>Frequência</b>	<b>Erro de fase</b>
1 kHz	0,00648°
10 kHz	0,0648°
100 kHz	0,648°
1 MHz	6,48°
10 MHz	64,8°

Como o cálculo da impedância ocorre para cada frequência de forma individual, é possível realizar a compensação em cada medida de fase obtida.

Em relação a causa deste atraso, acredita-se que o comprimento dos cabos tenha sido o principal causador, uma vez que os componentes eletrônicos utilizados para a amostragem da corrente e da tensão são os mesmos. Como é possível notar pela Figura 53, o Condicionador V é capaz de ler a tensão diferencial sobre a RL de forma paralela entre os cabos P1 e P2, no entanto, para que o sinal de corrente chegue ao Condicionador I é necessário que o sinal passe pelo cabo P3 e posteriormente por P4 para então ser possível coletar a amostra de corrente.

Supondo-se que o sinal deva atravessar 1 m de comprimento a mais para ter o sinal de corrente amostrado, para obter um atraso de 18 ns seria necessário que a velocidade de propagação fosse 18,5% a velocidade da luz.

Para cabos coaxiais a velocidade de propagação é dependente do material isolante entre o condutor interno e o condutor externo, variando tipicamente entre 65% e 90% da velocidade da luz (TMS-COAX, 2013). Entre cabos de par trançado com blindagem a velocidade de propagação encontrada situa-se entre 50% e 78% (BELDEN, 2014). Considerando que o cabo de par trançado utilizado neste projeto não inclui blindagem, possuindo um desempenho inferior em termos de velocidade de propagação, seria possível concluir que o atraso é proporcional ao comprimento dos cabos utilizados.

### **5.1.7 Tempo necessário para obter 1 espectro**

Por fim, foi avaliado o tempo necessário para obter apenas 1 espectro de bioimpedância, resultado que obteve um valor médio de 247,7 ms. Considerando que o processo de aplicação do sinal da *chirp* ternária e a amostragem dos sinais de corrente e tensão pelo microcontrolador é de 1 ms, o tempo restante é gasto com a transmissão dos dados para o computador e o processamento realizado em LabVIEW, tendo sido observado que entre estes dois a transmissão dos dados é o mais crítico.

Como a transmissão de dados mostrou-se o processo mais crítico, duas opções de solução podem ser implementadas. A primeira seria utilizar um *hardware* com uma abordagem capaz de realizar o processamento dos dados de forma embarcada, com isto a banda de dados utilizada entre o computador e o *hardware* seria reduzida pois trafegariam apenas os dados da impedância. A segunda opção seria utilizar um método de comunicação com o computador que possua maior banda, como a comunicação via *ethernet* ou a utilização de placas de acesso direto a placa mãe.

Como o capítulo 4.2 define como sendo necessária a média de 10 espectros para minimizar o erro relativo em 80%, o tempo total necessário para se obter uma amostra de impedância passará a ser de 2,47 s. Quando comparado com o analisador de impedância Hioki IM3536 (HIOKI, 2014) e o analisador de bioimpedância Xitron 4200 (XITRON TECHNOLOGIES, 2007) em condições semelhantes, analisando a impedância entre 1 kHz e 1 MHz, percebe-se que o sistema proposto possui velocidade superior (Tabela 8).

Tabela 8 – Comparação dos tempos de medidas dos analisadores de impedância

Analisador de impedância	Tempo (s)	Quantidade de frequências analisadas
Protótipo	2,47	999
Hioki IM3536*	5,71	999
Xitron*	3	50

\*Dados encontrados nos manuais de utilização.

No entanto, o protótipo excede o requisito inicial de 1 s proposto para o projeto, o que não o torna inviabilizado para utilização em biomédica, mas torna-se necessário considerar esta limitação na aplicação do dispositivo. Sendo possível utilizá-lo em períodos de tempo mais curtos ao custo de uma redução da resolução.

## 5.2 Análise de exatidão e resolução

Uma vez estabelecido como uma medida de impedância do protótipo a média de 10 espectros (Figura 78), é possível observar o desempenho em módulo e fase do protótipo (Figura 79 e Figura 80). Os espectros do módulo da impedância apresentaram erros maiores para os modelos cujo módulo da impedância em 1 MHz estava entre 800 e 1000  $\Omega$ , e em frequências inferiores à 10 kHz. Na medida da fase, os piores resultados se concentraram nos modelos cuja impedância estava situada entre 50 e 100  $\Omega$ , para faixa de 1 à 3 kHz.

Os erros que ocorrem próximos a frequência de 1 MHz e módulo em torno de 1000  $\Omega$ , sendo associados as limitações do circuito do condicionador V com a utilização de cabos. Nesta configuração o ganho diminui para cargas de 1 k $\Omega$  quando a frequência é próxima a 1 MHz, o que foi observado para as 3 configurações de cabos avaliadas (Figura 75). Em específico para o cabo de par trançado, a variação do ganho foi pequena de 0,87 V/V (1 kHz) a 0,85 V/V (1MHz), no entanto a avaliação com este cabo utilizou apenas uma carga resistiva de 1000  $\Omega$ , sendo utilizado no experimento atual um modelo elétrico mais complexo com resistor e capacitor.

Com a redução do ganho do Condicionador V o módulo da impedância estimada também é reduzido, algo que pode ser solucionado aplicando ao *software* um modelo elétrico para o cabeamento utilizado (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013).

Quanto aos erros para frequências inferiores à 10 kHz, o erro está associado ao regime transitório do modelo elétrico, que nestes casos são significativos perto da duração da *chirp* ternária (1 ms), o que causa erros na utilização do algoritmo da FFT.

A Tabela 9 apresenta valores do regime transitório para os modelos elétricos utilizados, em função dos capacitores. No capacitor de 47 nF o regime transitório corresponde a cerca de 1% da duração da *chirp*, a partir desta faixa de capacitância em direção aos modelos elétricos com valores menores, o erro observado diminui.

*Tabela 9 – Regime transitório para os capacitores utilizados no experimento*

<b>Capacitância (nF)</b>	<b>Regime transitório (us)</b>
4700	1104,50
2200	517,00
1000	235,00
470	110,50
220	51,70
100	23,50
47	11,04
22	5,17
10	2,35
4,7	1,10
2,2	0,51
1,0	0,23
0,47	0,11
0,22	0,05
0,10	0,02

Finalizando a comparação com o aparelho comercial foi apresentada a Tabela 4, esta com o objetivo de demonstrar a usabilidade dos dados obtidos em uma parametrização. Nesta é possível observar que o protótipo obteve desempenho inferior ao do Hioki, no entanto os maiores erros de ambos ocorrem para os mesmos *phantoms* elétricos.

Já para obter informações sobre a resolução do sistema, foi realizada uma estimativa, focada apenas na frequência de 32 kHz. Esta estimativa foi realizada com a aquisição de 100 amostras do mesmo *phantom* elétrico, e destas gerou-se uma gaussiana

com os resultados. Onde a FWHM desta gaussiana foi utilizada como o valor de resolução.

A resolução obtida para módulo e fase (Tabela 5) foram respectivamente de  $2,44 \Omega$  e  $0,29^\circ$ , enquanto que na forma retangular, obteve-se  $1,80 \Omega$  para a parte real e  $1,60 \Omega$  para a parte imaginária.

Tais valores de resolução, no pior caso, representariam um erro de 4,88%, quando levada em consideração a resolução em módulo para uma impedância de  $50 \Omega$ . Já no melhor caso, impedância de  $1 \text{ k}\Omega$ , o erro seria de 0,24%.

### 5.3 Comparação com aparelho comercial in vivo

A comparação foi realizada utilizando 5 voluntários, medindo-se a impedância em uma avaliação de composição corporal total com os dois equipamentos.

Os dados foram então modelados em circuitos elétricos (Figura 58), sendo obtido um erro nos componentes resistivos (R1 e R2) entre 6,11% e 12,45%, e na modelagem do capacitor (C) o erro ficou entre 33,67% e 42,04%.

O erro obtido na modelagem dos componentes está principalmente associado ao erro obtido na leitura da fase (Figura 83 e Figura 84), que possui uma faixa de variação de apenas  $4^\circ$ , considerando-se todos os voluntários.

De modo geral, a faixa de variação do módulo e da fase obtida pelo aparelho comercial Xitron é da ordem de  $200 \Omega$  e de  $4^\circ$ , inferiores a faixa de variação dos phantoms elétricos utilizados ( $1,047 \text{ k}\Omega$  para o módulo e  $67,5^\circ$  para a fase), principalmente em relação à fase. Em uma breve análise baseada na faixa de valores, em relação apenas a resolução, seriam esperados erros da ordem de 1,22 % para o módulo e 7,25 % para a fase. Já para o erro considerando a exatidão do projeto, cujo erro é majoritariamente da ordem de  $30 \Omega$  (módulo) e  $6^\circ$  (fase), seriam esperados erros em torno de 15 % e 150 %.

O projeto em questão mostrou-se com dificuldades para realizar a aquisição principalmente de fase quando realizadas aquisições *in vivo*.

## 6 Conclusão

O projeto apresentado ainda encontra-se em fase de protótipo, mas mostrou-se capaz de realizar o levantamento de dados de impedância elétrica na faixa entre 50 e 1k $\Omega$ , com a utilização de estimulação de um sinal banda-larga, cuja excitação total sobre o tecido biológico possui um período de 10 ms.

A resolução obtida com o projeto foi de 2,44  $\Omega$  para o módulo e 0,29° para a fase, no entanto observam-se erros de exatidão, da ordem de 30  $\Omega$  (módulo) e de 6° (fase). Tais erros fazem com que o sistema tenha dificuldades para realizar a modelagem de medidas de bioimpedância, que possuem uma pequena faixa de variação (cerca de 200  $\Omega$  e 4° para avaliações de composição corporal total, por exemplo).

O projeto é o primeiro no LIB a utilizar a técnica de análise de bioimpedância com sinais banda-larga. Deste modo como sugestão de continuidade para o projeto podem ser citadas:

- possibilitar tempos maiores de excitação da *chirp* ternária, o que diminuirá os erros já mencionados, e implicará em uma melhoria nos erros obtidos na faixa de frequência entre 1 kHz e 10 kHz, além de propiciar mais dados para esta faixa de frequência.
- Utilização de ajuste de ganho automático para a aquisição de tensão, o que permitiria a leitura de uma faixa de impedância maior.
- utilização de dois conversores AD específicos para corrente e tensão que possam trabalhar de forma sincronizada, o que diminuiria o erro de fase, assim como um maior número de bits efetivos deste ADC, o que diminuiria erros no módulo.
- Para tornar o projeto apto para aquisições com uma latência menor, também recomendam-se melhorias na comunicação entre o computador e o protótipo.

## 7 Referências bibliográficas

- ABNT, NORMA IEC 60601-1, A. B. DE N. T. Equipamento eletromédico Parte 1: Requisitos gerais para segurança básica e desempenho essencial. . Disponível em: <<https://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=307126>>, 2010. Acessado em: Outubro/2014.
- AGILENT TECHNOLOGIES. Agilent Impedance Measurement Handbook. , 2013, Setembro 10.
- ANALOG DEVICES. AD5933 datasheet and product info | 1 MSPS, 12 Bit Impedance Converter Network Analyzer | Direct Digital Synthesis (DDS) & Modulators | Analog Devices. . Acessado em: Novembro 7, 2014, disponível em: <<http://www.analog.com/en/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad5933/products/product.html>>, 2013.
- BARSOUKOV, E.; MACDONALD, J. R. (EDS.). **Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications**. 2 edition ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2005.
- BEAR, M. F. **Neurociências. Desvendando o Sistema Nervoso**. Edição: 3ª ed. Porto Alegre: Artmed, 2008.
- BELDEN. Cabling Solutions for Industrial Applications. . Acessado em: Junho de 2017, disponível em: <<http://www.belden.com/docs/upload/Cabling-Solutions-for-Industrial-Applications.pdf>>, 2014, Janeiro 1.
- BERTEMES-FILHO, P.; BROWN, B. H.; WILSON, A. J. A comparison of modified Howland circuits as current generators with current mirror type circuits. **Physiological Measurement**, v. 21, n. 1, p. 1. doi: 10.1088/0967-3334/21/1/301, 2000.
- BERTEMES-FILHO, P.; NEGRI, L. H.; FELIPE, A.; VINCENCE, V. C. Mirrored Modified Howland Circuit for Bioimpedance Applications: Analytical Analysis. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 407, n. 1, p. 012030. doi: 10.1088/1742-6596/407/1/012030, 2012.
- BERTEMES-FILHO, P.; VEIGA, E. A. **The Santa Catarina Mark 1 Bioimpedance System: Preliminary Results**, 2013.
- BIRKETT, A. Bipolar current source maintains high output impedance at high frequencies. Bipolar current source maintains high output impedance at high frequencies, p. 128–130, 2005, Dezembro 5.
- B&K PRECISION. 100 MHz Digital Storage Oscilloscope User Manual. . Acessado em: Março 2017, disponível em: <<https://www.bkprecision.com/products/oscilloscopes/2190D-100-mhz-1-gsa-s-2-ch-digital-storage-oscilloscope.html>>, 2014.
- BLOMQVIST, K. H.; SEPPONEN, R. E.; LUNDBOM, N.; LUNDBOM, J. An open-source hardware for electrical bioimpedance measurement. Electronics Conference (BEC), 2012 13th Biennial Baltic. **Anais...** . p.199–202. doi: 10.1109/BEC.2012.6376851, 2012.

- BODENSTEIN, M.; DAVID, M.; MARKSTALLER, K. Principles of electrical impedance tomography and its clinical application. **Critical Care Medicine February 2009**, v. 37, n. 2, p. 713–724. doi: 10.1097/CCM.0b013e3181958d2f, 2009.
- BOGÓNEZ-FRANCO, P.; NESCOLARDE, L.; GÁLVEZ-MONTÓN, C.; BRAGÓS, R.; ROSELL-FERRER, J. An implantable bioimpedance monitor using 2.45 GHz band for telemetry. **Physiological Measurement**, v. 34, n. 1, p. 1. doi: 10.1088/0967-3334/34/1/1, 2013.
- BOUCHAALA, D.; KANOUN, O.; DERBEL, N. High accurate and wideband current excitation for bioimpedance health monitoring systems. **Measurement**, v. 79, p. 339–348. doi: 10.1016/j.measurement.2015.07.054, 2016.
- BROWN, B. H.; SMALLWOOD, R. H.; BARBER, D. C.; LAWFORD, P. V.; HOSE, D. R. **Medical Physics and Biomedical Engineering**. 1st edition ed. Bristol ; Philadelphia: CRC Press, 1998.
- COMPAQ COMPUTER CORPORATION; HEWLETT-PACKARD COMPANY; INTEL CORPORATION; et al. Universal Serial Bus Specification. Disponível em: <<http://www.usb.org>>, 2000, Acessado em: Abril 27.
- CREASON, S. C.; SMITH, D. E. Fourier transform faradaic admittance measurements II. Ultra-rapid, high precision acquisition of the frequency response profile. **Journal of Electroanalytical Chemistry and Interfacial Electrochemistry**, v. 40, n. 1, p. A1–A5. doi: 10.1016/S0022-0728(72)80146-3, 1972.
- DATALINK. Cabo Coaxial DLC-58, Ficha Técnica. Acessado em: Setembro de 2016. Disponível em: <<http://afdatalink.com.br/produto/>>.
- EMBEDDED ARTISTS. Software for the LabTool logic analyzer and oscilloscope. GitHub. Acessado em: Outubro 2016, disponível em: <<https://github.com/embeddedartists/labtool>>, 2016.
- GABRIEL, C.; GABRIEL, S.; CORTHOUT, E. The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey. **Physics in Medicine and Biology**, v. 41, n. 11, p. 2231. doi: 10.1088/0031-9155/41/11/001, 1996.
- GABRIEL, C.; PEYMAN, A.; GRANT, E. H. Electrical conductivity of tissue at frequencies below 1 MHz. **Physics in Medicine and Biology**, v. 54, n. 16, p. 4863. doi: 10.1088/0031-9155/54/16/002, 2009.
- GABRIEL, S.; LAU, R. W.; GABRIEL, C. The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz. **Physics in Medicine and Biology**, v. 41, n. 11, p. 2251. doi: 10.1088/0031-9155/41/11/002, 1996.
- HALGAMUGE, M. N.; ABEYRATHNE, C. D. Behavior of Charged Particles in a Biological Cell Exposed to AC-DC Electromagnetic Fields. **Environmental Engineering Science**, v. 28, n. 1, p. 1–10. doi: 10.1089/ees.2010.0045, 2010.
- HIOKI. LCR METER IM3536 Instruction Manual. Disponível em: <[https://www.hioki.com/en/products/detail/?product\\_key=5824](https://www.hioki.com/en/products/detail/?product_key=5824)>. Acessado em: November 2014.
- ICHISE, M.; NAGAYANAGI, Y.; KOJIMA, T. Application of pseudo-random signals and cross-correlation techniques in electroanalytical chemistry. **Journal of**



- Electroanalytical Chemistry and Interfacial Electrochemistry**, v. 49, n. 2, p. 187–198. doi: 10.1016/S0022-0728(74)80226-3, 1974.
- JAFFRIN, M. Y.; MOREL, H. Body fluid volumes measurements by impedance: A review of bioimpedance spectroscopy (BIS) and bioimpedance analysis (BIA) methods. **Medical Engineering & Physics**, v. 30, n. 10, p. 1257–1269. doi: 10.1016/j.medengphy.2008.06.009, 2008.
- KAUFMANN, S.; MALHOTRA, A.; ARDELT, G.; RYSCHKA, M. A high accuracy broadband measurement system for time resolved complex bioimpedance measurements. **Physiological Measurement**, v. 35, n. 6, p. 1163. doi: 10.1088/0967-3334/35/6/1163, 2014.
- KEYSIGHT TECHNOLOGIES. 4294A Precision Impedance Analyzer, 40 Hz to 110 MHz | Keysight (formerly Agilent Test and Measurement). Acessado em: Novembro 2014, disponível em: <<http://www.keysight.com/en/pd-1000000858%3Aepsg%3Apro-pn-4294A/precision-impedance-analyzer-40-hz-to-110-mhz?cc=US&lc=eng>>, 2008.
- KEYSIGHT TECHNOLOGIES. E4990A Impedance Analyzer, 20 Hz to 10/20/30/50/120 MHz | Keysight (formerly Agilent Test and Measurement). Acessado em: Novembro 2014, disponível em: <<http://www.keysight.com/pt/pd-2405177-pn-E4990A/impedance-analyzer-20-hz-to-10-20-30-50-120-mhz?nid=-33831.1089074&cc=BR&lc=por>>, 2014.
- LATHI, B. P. (BHAGWANDAS P. **Linear systems and signals**. New York: Oxford Univ Press, 2005.
- LIU, J.; QIAO, X.; WANG, M.; et al. The differential Howland current source with high signal to noise ratio for bioimpedance measurement system. **Review of Scientific Instruments**, v. 85, n. 5, p. 055111. doi: 10.1063/1.4878255, 2014.
- MANETAKIS, K.; TZANETAKIS, P. Driven-shield amplifier for the recording of broadband, nano-amp scale, current transients from sources located inside a vacuum chamber. **Measurement Science and Technology**, v. 6, n. 5, p. 571. doi: 10.1088/0957-0233/6/5/018, 1995.
- MARGO, C.; KATRIB, J.; NADI, M.; ROUANE, A. A four-electrode low frequency impedance spectroscopy measurement system using the AD5933 measurement chip. **Physiological Measurement**, v. 34, n. 4, p. 391. doi: 10.1088/0967-3334/34/4/391, 2013.
- MARTINSEN, O. G.; GRIMNES, S. **Bioimpedance and Bioelectricity Basics, Second Edition**. 2 edition ed. London: Academic Press, 2008.
- MARTINSEN, Ø. G.; GRIMNES, S. The concept of transfer impedance in bioimpedance measurements. In: J. V. Sloten; P. Verdonck; M. Nyssen; J. Haueisen (Eds.); 4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering, IFMBE Proceedings. p.1078–1079. Springer Berlin Heidelberg. Acessado em: Outubro 2014, disponível em: <[http://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-540-89208-3\\_257](http://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-540-89208-3_257)>, 2009>.
- MIN, M.; LAND, R.; PAAVLE, T.; et al. Broadband spectroscopy of dynamic impedances with short chirp pulses. **Physiological Measurement**, v. 32, n. 7, p. 945. doi: 10.1088/0967-3334/32/7/S16, 2011.

- MIN, M.; LAND, R.; PAAVLE, T.; PARVE, T.; ANNUS, P. Broadband spectroscopy of a dynamic impedance. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 224, n. 1, p. 012109. doi: 10.1088/1742-6596/224/1/012109, 2010.
- MIN, M.; PAAVLE, T.; ANNUS, P.; LAND, R. Rectangular wave excitation in wideband bioimpedance spectroscopy. IEEE International Workshop on Medical Measurements and Applications, 2009. MeMeA 2009. **Anais...** . p.268–271. doi: 10.1109/MEMEA.2009.5167998, 2009.
- MOHAMADOU, Y.; OH, T. I.; WI, H.; et al. Performance evaluation of wideband bio-impedance spectroscopy using constant voltage source and constant current source. **Measurement Science and Technology**, v. 23, n. 10, p. 105703. doi: 10.1088/0957-0233/23/10/105703, 2012.
- NEVES, C. E. B.; SOUZA, M. N. A method for bio-electrical impedance analysis based on a step-voltage response. **Physiological Measurement**, v. 21, n. 3, p. 395. doi: 10.1088/0967-3334/21/3/305, 2000.
- NEVES, E. B.; PINO, A. V.; SOUZA, M. N. Comparison of two bioimpedance spectroscopy techniques in the assessment of body fluid volumes. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2009. EMBC 2009. **Anais...** . p.853–856. doi: 10.1109/IEMBS.2009.5332630, 2009.
- NEWMAN, D. J. An L1 extremal problem for polynomials. , p. 1287–90, 1965.
- NXP SEMICONDUCTORS. LPC4370 - Product Datasheet. , 2013, October 21.
- NXP SEMICONDUCTORS. UM10503 LPC43xx ARM Cortex-M4/M0 multi-core microcontroller - User Manual Rev.1.9. Acessado em: Fevereiro 2015.
- PAAVLE, T.; MIN, M. Rectangular-wave chirps for broadband measurement: Spectra and energy. Electronics Conference (BEC), 2012 13th Biennial Baltic. **Anais...** . p.195–198. doi: 10.1109/BEC.2012.6376850, 2012a.
- PAAVLE, T.; MIN, M. Discrete-level broadband excitation signals: binary/ternary chirps/Diskretaus lygio placiajuosciai dvigubi arba trigubi cirskimo suzadinimo signalai. **Elektronika ir Elektrotechnika**, , n. 6 (122), p. 23+, 2012b.
- PAAVLE, T.; MIN, M.; ANNUS, P.; et al. Wideband object identification with rectangular wave chirp excitation. European Conference on Circuit Theory and Design, 2009. ECCTD 2009. **Anais...** . p.421–424. doi: 10.1109/ECCTD.2009.5275007, 2009.
- PINTELON, R.; SCHOUKENS, J. **System Identification: A Frequency Domain Approach**. 2 edition ed. Hoboken, N.J: Wiley-IEEE Press, 2012.
- POLLAKOWSKI, M.; ERMERT, H. Chirp signal matching and signal power optimization in pulse-echo mode ultrasonic nondestructive testing. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, v. 41, n. 5, p. 655–659. doi: 10.1109/58.308500, 1994.
- RADKE, S. M.; ALOCILJA, E. C. A high density microelectrode array biosensor for detection of E. coli O157:H7. **Biosensors and Bioelectronics**, Selected Papers from the Eighth World Congress on Biosensors, Part I., v. 20, n. 8, p. 1662–1667. doi: 10.1016/j.bios.2004.07.021, 2005.

- SANCHEZ, B.; PRAVEEN, A.; BARTOLOME, E.; SOUNDARAPANDIAN, K.; BRAGOS, R. Minimal implementation of an AFE4300-based spectrometer for electrical impedance spectroscopy measurements. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 434, n. 1, p. 012014. doi: 10.1088/1742-6596/434/1/012014, 2013.
- SANCHEZ, B.; VANDERSTEEN, G.; BRAGOS, R.; SCHOUKENS, J. Basics of broadband impedance spectroscopy measurements using periodic excitations. **Measurement Science and Technology**, v. 23, n. 10, p. 105501. doi: 10.1088/0957-0233/23/10/105501, 2012.
- SCHOUKENS, J.; PINTELON, R.; VAN DER OUDERAA, E.; RENNEBOOG, J. Survey of excitation signals for FFT based signal analyzers. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 37, n. 3, p. 342–352. doi: 10.1109/19.7453, 1988.
- SCHROEDER, M. Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation (Corresp.). **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 16, n. 1, p. 85–89. doi: 10.1109/TIT.1970.1054411, 1970.
- SOLARTRON ANALYTICAL. Model 1260A Impedance/Gain-phase Analyzer. . Retrieved November 7, 2014, from <http://www.solartronanalytical.com/Material-Test-Systems/Model-1260A-Impedance-Gain-phase-Analyzer.aspx>, 2012.
- SOUZA, A. F. C.; PINO, A. V.; SOUZA, M. N. Desenvolvimento de fonte de corrente controlada por tensão para analisador de bioimpedância banda-larga. . Foz do Iguaçu - Brasil, 2016.
- STIZ, R. A.; BERTEMES, P.; RAMOS, A.; VINCENCE, V. C. Wide Band Howland Bipolar Current Source using AGC Amplifier. **IEEE Latin America Transactions**, v. 7, n. 5, p. 514–518. doi: 10.1109/TLA.2009.5361187, 2009.
- STOJADINOVIC, A.; NISSAN, A.; GALLIMIDI, Z.; et al. Electrical Impedance Scanning for the Early Detection of Breast Cancer in Young Women: Preliminary Results of a Multicenter Prospective Clinical Trial. **Journal of Clinical Oncology**, v. 23, n. 12, p. 2703–2715. doi: 10.1200/JCO.2005.06.155, 2005.
- SUN, T.; GAWAD, S.; BERNABINI, C.; GREEN, N. G.; MORGAN, H. Broadband single cell impedance spectroscopy using maximum length sequences: theoretical analysis and practical considerations. **Measurement Science and Technology**, v. 18, n. 9, p. 2859. doi: 10.1088/0957-0233/18/9/015, 2007.
- SUN, T.; HOLMES, D.; GAWAD, S.; GREEN, N. G.; MORGAN, H. High speed multi-frequency impedance analysis of single particles in a microfluidic cytometer using maximum length sequences. **Lab on a Chip**, v. 7, n. 8, p. 1034–1040. doi: 10.1039/B703546B, 2007.
- TEXAS INSTRUMENTS. Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier (OTA) (Rev. G) - opa861.pdf. . Acessado em: Março 2016, disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa861.pdf>>, 2005.
- TEXAS INSTRUMENTS. AFE4300 | Medical Analog Front End | Analog Front End (AFE) | Description & parametrics. . Acessado em: Novembro 2014, disponível em: <<http://www.ti.com/product/afe4300>>, 2012.

- TMS-COAX. Useful Design Equations, Materials Properties, Abbreviation Key and Critical Characteristics to Consider when Selecting or Designing Coaxial Cables. . Acessado em: Junho 2017, disponível em: <<https://www.timesmicrowave.com/documents/resources/TL16p63refdataappnotes.pdf>>, 2013.
- VAN DEN BOS, A. A new method for synthesis of low-peak-factor signals. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing**, v. 35, n. 1, p. 120–122. doi: 10.1109/TASSP.1987.1165028, 1987.
- VAN DER OUDERAA, E.; SCHOUKENS, J.; RENNEBOOG, J. Peak factor minimization using a time-frequency domain swapping algorithm. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 37, n. 1, p. 145–147. doi: 10.1109/19.2684, 1988.
- XITRON TECHNOLOGIES. Hydra 4200 Brochure. . Acessado em: Novembro 2014, disponível em: <<http://www.xitrontech.com/assets/002/5853.pdf>>, 2007.
- YATCHEV, I.; MATEEV, V.; MARINOVA, I. Live tissue electromagnetic properties characterization. **International Journal of Applied Electromagnetics & Mechanics**, v. 37, n. 2/3, p. 181–187, 2011.
- YOO, P. J.; LEE, D. H.; OH, T. I.; WOO, E. J. Wideband bio-impedance spectroscopy using voltage source and tetra-polar electrode configuration. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 224, n. 1, p. 012160. doi: 10.1088/1742-6596/224/1/012160, 2010.
- ZHAO, X.; KAUFMANN, S.; RYSCHKA, M. A comparison of different multi-frequency Current Sources for Impedance Spectroscopy. , 2012.