

Universidade Federal do Triângulo Mineiro

Robson Borges Rodrigues

Desenvolvimento e aplicação de um equipamento de espectroscopia de impedância para medição de capacitância

Uberaba

2016

Robson Borges Rodrigues

Desenvolvimento e aplicação de um equipamento de espectroscopia de impedância para medição de capacitância

Trabalho de conclusão apresentado ao Programa de Mestrado Profissional em Inovação Tecnológica da Universidade Federal do Triângulo Mineiro, como requisito para a obtenção do Título de Mestre.

Orientador: Prof. Dr. Rogério Valentim Gelamo

Uberaba

2016

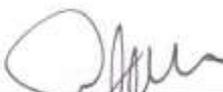
ROBSON BORGES RODRIGUES

DESENVOLVIMENTO E APLICAÇÃO DE UM EQUIPAMENTO DE
ESPECTROSCOPIA DE IMPEDÂNCIA PARA OBTENÇÃO DE
CAPACITÂNCIA

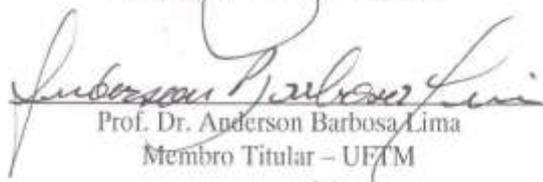
Trabalho de conclusão apresentado ao
Programa de Mestrado Profissional em
Inovação Tecnológica da Universidade
Federal do Triângulo Mineiro, como requisito
para obtenção do título de mestre.

Uberaba, 16 de março de 2016

Banca Examinadora:



Prof. Dr. Rogério Valentim Gelamo
Orientador – PMBIT - UFTM



Prof. Dr. Anderson Barbosa Lima
Membro Titular – UFTM



Prof. Dr. Francisco Paulo Marques Rouxinol
Membro titular – UNICAMP

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Rogério Valentim Gelamo, orientador deste trabalho, que mostrou o caminho a ser trilhado e foi solícito em todo o momento da construção do texto para dirimir as dúvidas que surgiram.

A todos os professores com quem tive contato durante as disciplinas cursadas, pelo conhecimento que recebi.

Aos profissionais do setor administrativo do Programa de Mestrado Profissional de Inovação Tecnológica - PMPIT, que me auxiliaram no esclarecimento dos procedimentos burocráticos.

Ao Prof. Dr. Anderson Barbosa Lima, pelo auxílio na condução da escrita e submissão do artigo científico.

À Universidade Federal do Triângulo Mineiro - UFTM, representada pelo ICTE/PMPIT, pela oportunidade de cursar o Mestrado Profissional.

Aos amigos Jefferson Beethoven, pelas inúmeras leituras deste trabalho e sugestões sempre bem-vindas, e Marcelo Lucas pelas dicas matemáticas tão bem utilizadas no trabalho.

À minha esposa Cleonice, pela paciência nas horas de entretenimento trocadas por momentos de estudo e, em especial, para meu filho Nathan, que tantas vezes leu o texto e indicou correções tanto no idioma português quanto em inglês.

RESUMO

O desenvolvimento de novas técnicas de fabricação de capacitores de alta capacidade, denominados de super-capacitores, requerer equipamentos apropriados para determinar as características elétricas no próprio laboratório de pesquisa. Existem diversos equipamentos para esta finalidade, que trabalham com tensão contínua e alternada, porém com custo elevado e múltiplas funções que os torna, em muitos casos, subutilizados. Este trabalho mostra o desenvolvimento e construção de um equipamento de baixo custo, que utiliza a técnica da espectroscopia de impedância, que permite a caracterização elétrica de capacitores de alta capacidade permitindo, assim, analisar as características elétricas do capacitor, agilizando os resultados através da medida da corrente e da tensão alternada e, também de gráficos em função da frequência aplicada ao componente analisado, com faixa ajustável de 1mHz a 100kHz.

Palavras chaves: Espectroscopia de impedância, Capacitância, Super capacitor.

ABSTRACT

The development of new fabrication techniques for capacitors with high storage capabilities, called super capacitors, requires appropriated equipment in order to obtain the device's electric behaviours. There is various equipment to do this analysis if operating with alternating or continuum voltage. However, the elevated cost of this equipment makes purchasing it impossible in many laboratories. In this work, we present the development and construction of a low-cost impedance spectrometer that allows for the analysis of the capacitor's electric behaviour. The analysis is performed by alternating voltage and current measurements as a function of the frequency in the range of 0.001 Hz to 100 kHz. The capacitance and electric behaviour of some commercial capacitors are shown, thereby proving the efficiency of the developed equipment.

KEYWORDS: Impedance spectroscopy, Capacitance, Super capacitor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Garrafa de Leiden	15
Figura 2 - Forma construtiva do capacitor plano, com as placas metálicas separadas por um dielétrico.....	17
Figura 3 - Capacitor variável plano usado na sintonia de ondas de rádio	17
Figura 4 - Capacitores planos comerciais que utilizam cerâmica como dielétrico.....	18
Figura 5 – Construção do capacitor eletrolítico com identificação dos componentes internos e externos.....	20
Figura 6 – Capacitores eletrolíticos comerciais	20
Figura 7 – Comparação entre os diversos dispositivos de armazenamento de energia em função da densidade de potência e densidade de energia.	21
Figura 8 – Ônibus experimental a hidrogênio – Porto, Portugal.....	22
Figura 9 – Super-capacitores comerciais	23
Figura 10 – Circuito de carga do capacitor em tensão contínua, sendo R1 o resistor limitador de corrente e C1 o capacitor em análise	25
Figura 11 – Curva de carga do capacitor, com tensão final de 9V, carregado através do resistor R1, como mostrado no circuito da figura 10	26
Figura 12 – Circuito de descarga do capacitor em tensão contínua, sendo R1 o resistor de carga e C1 o capacitor em análise	27
Figura 13 – Curva de descarga do capacitor, carregado com 5V, alimentando uma carga resistiva, conforme circuito da figura 12	28
Figura 14 – Circuito equivalente do capacitor	29
Figura 15 – Circuito série de teste do capacitor em CA onde são medidas as tensões no capacitor e no resistor	31
Figura 16 – Circuito RC simulado.....	33
Figura 17 – Gráfico das tensões no circuito	33
Figura 18 – Circuito de teste de capacitor em tensão alternada	34
Figura 19 – Circuito em teste - Z_X : resistiva	36
Figura 20 – Gráfico da varredura das frequências - Z_X : resistiva	36
Figura 21 – Gráfico da tensão V_{Z_X} e V_{R_1} para Z_X : resistiva	37
Figura 22 – Circuito em teste - Z_X : capacitiva.....	38
Figura 23 – Gráfico da varredura das frequências – Z_X : capacitiva.....	38
Figura 24 – Gráfico da tensão V_{Z_X} e V_{R_1} – Z_X : capacitiva.....	39

Figura 25 – Circuito em teste – Z_X : RC série.....	40
Figura 26 – Gráfico da varredura das frequências – Z_X : RC série.....	40
Figura 27 – Gráfico da tensão V_{Z_X} e V_{R1} – Z_X : RC série.....	41
Figura 28 – Circuito em teste – Z_X : RC paralelo.....	42
Figura 29 – Gráfico da varredura das frequências – Z_X : RC paralelo.....	42
Figura 30 – Gráfico da tensão de V_{Z_X} e V_{R1} – Z_X : RC paralelo.....	43
Figura 32 – Gráfico da varredura das frequências – Z_X : RC misto.....	44
Figura 31 – Circuito em teste – Z_X : RC misto.....	44
Figura 33 – Gráfico da tensão de V_{Z_X} e V_{R1} – Z_X : RC misto.....	45
Figura 34 – Diagrama em blocos da interface física	47
Figura 35 – Fotos do equipamento.....	48
Figura 36 – Diagrama em blocos do AD9852.....	49
Figura 37 – Encapsulamento TQFP do AD9852	50
Figura 38 – Diagrama de conexão e encapsulamento do LM6171	52
Figura 39 – Diagrama de conexão e encapsulamento do LM336-2V5.....	53
Figura 40 - Circuito de ajuste de simetria	53
Figura 41 - Circuito regulador de precisão	54
Figura 42 - Circuito de ajuste de amplitude e amplificador de saída	55
Figura 43 - Circuito de seleção das resistências	56
Figura 44 - Circuito de condicionamento da tensão sobre o capacitor	59
Figura 45 - Circuito de condicionamento da tensão sobre o resistor.....	61
Figura 46 - Circuito de comunicação RS232-USB	62
Figura 47 – PIC24FJ64GA004	62
Figura 48 - Microcontrolador	64
Figura 49 – Fontes de alimentação do sistema.....	65
Figura 50 – Fluxograma básico de operação do microcontrolador.....	67
Figura 51 – Aba Configuração.....	69
Figura 52 – Aba Gráficos: Senoides.....	70
Figura 53 – Aba Gráficos: V_R e V_C	72
Figura 54 – Aba Gráfico: Z_X	73
Figura 55 – Aba Reatância Capacitiva	75
Figura 56 – Aba Gráfico: Vetores	76
Figura 57 – Aba Resultados	77
Figura 59 – Gráfico de vetores	79

Figura 58 – Gráfico de tensão: V_F , V_C e V_R	79
Figura 60 – Resultados	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Constante e Rigidez de alguns dielétricos	19
Tabela 2 – Atuais fabricantes de capacitores eletroquímicos	23
Tabela 3 – Resultados do Teste 1: capacitor 200nF (cerâmico)	81
Tabela 4 – Resultados do Teste 2: capacitor 2,2 μ F (poliéster metalizado).....	81
Tabela 5 – Resultados do Teste 3: capacitor 235 μ F (eletrolítico despolarizado)	82
Tabela 6 – Resultados do Teste 4: capacitor 1100 μ F (eletrolítico despolarizado)	83
Tabela 7 – Resultados do Teste 5: capacitor 2200 μ F (eletrolítico despolarizado)	84

LISTA DE SIGLAS

- AM – Amplitude Modulation (Modulação em amplitude)
- BPSK – Binary Phase Shift Keying (Modulação por chaveamento binária de fase)
- DDS – Digital Direct Synthesizer (Sintetizador digital de sinais)
- EPR – Equivalent Parallel Resistance (Resistência equivalente paralela)
- ESR – Equivalent Serial Resistance (Resistência equivalente série)
- FM – Frequency Modulation (Modulação em frequência)
- FSK – Frequency Shift Keying (Modulação por chaveamento de frequência)
- I2C - Inter-Integrated Circuit
- ICSP – In Circuit Serial Programming
- LFFPP – Laboratório de Filmes Finos e Processos de Plasma
- PC – Personal Computer
- PSK – Phase Shift Keying (Modulação por chaveamento de fase)
- PTH - Pin Through Hole
- RF – Rádio frequência
- RMS – Root Mean Square
- SMD – Surface Mounted Device
- SPI – Serial Peripheral Interface
- TQFP – Thin Quad Flat Package
- UART – Universal Asynchronous Receiver Transmitter (Transmissor-Receptor assíncrono universal)
- USB – Universal Serial Bus (Barramento serial universal)
- VCP – Virtual Communication Port

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
2 OBJETIVOS	14
3 REVISÃO TEÓRICA	15
3.1 O CAPACITOR	15
3.1.1 Capacitores eletrostáticos ou planos	16
3.1.2 Capacitores eletrolíticos	19
3.1.3 Capacitores eletroquímicos	21
3.2 MEDIDAS DE CAPACITÂNCIA	24
3.2.1 Método de tensão contínua	24
3.2.1.1 Tempos de carga e descarga	24
3.2.1.2 Corrente de fuga	28
3.2.1.3 Resistência equivalente em série	30
3.2.2 Método de tensão alternada	30
3.2.3 Análise de impedância por espectrometria	35
3.2.3.1 Circuito puramente resistivo	35
3.2.3.2 Circuito puramente capacitivo	37
3.2.3.3 Circuito série – resistor e capacitor	39
3.2.3.4 Circuito paralelo – resistor e capacitor	41
3.2.3.5 Circuito misto – resistor e capacitor	43
4 MATERIAIS E MÉTODOS	46
4.1 INTERFACE DE AQUISIÇÃO DE DADOS	47
4.1.1 DDS AD9852 – Sintetizador digital sinais	49
4.1.2 Ajuste de simetria	51
4.1.3 Ajuste de amplitude e amplificador (driver) de saída	54
4.1.4 Seleção de resistência de referência	56
4.1.5 Amplificador da tensão do capacitor e do resistor de referência	57
4.1.6 Amplificador da tensão do resistor de referência	60
4.1.7 Conversor RS232-USB	61
4.1.8 Microcontrolador	62
4.1.9 Fontes de alimentação	65
4.1.10 Programa do microcontrolador	66
4.1.11 Programa do microcomputador	67
4.1.11.1 Aba Configuração	68
4.1.11.2 Aba Gráfico: Senoides	69
4.1.11.3 Aba Gráfico: V_C , V_R e V_F	71
4.1.11.4 Aba Gráfico: Z_X – impedância total	72

4.1.10.5	Aba Gráfico: X_C – reatância capacitiva.....	74
4.1.10.6	Aba Gráfico: Vetores	76
4.1.10.7	Aba Resultados.....	77
5	RESULTADOS.....	78
5.1	TESTE 1	78
5.2	TESTE 2	81
5.3	TESTE 3	82
5.4	TESTE 4	83
5.5	TESTE 5	83
6	CONCLUSÃO.....	84
	REFERÊNCIAS.....	86

1 INTRODUÇÃO

O estudo e o uso de capacitores de alta capacidade crescem a cada dia e tem despertado o interesse de inúmeras pesquisas. As aplicações destes dispositivos, chamados de super-capacitores, são as mais diversas e, dentre elas, destacam-se: alimentação para veículos elétricos [1], qualidade de energia [2], melhoria das baterias [3], fontes de energia portáteis [4].

O uso de capacitor para armazenar e filtrar tensões e correntes não é novo. Diversos equipamentos eletrônicos que funcionam com tensão contínua e a obtém a partir da tensão alternada usam capacitores na conversão da tensão alternada em contínua. Esta conversão é obtida por meio de retificadores e filtros capacitivos que são responsáveis pela redução da oscilação da tensão contínua oriunda da tensão alternada [5]. No entanto, neste tipo de aplicação utilizam-se capacitores na ordem de algumas unidades de miliFarads (mF), determinados pelo nível de ondulação aceitável [5], valores baixos se comparados aos super-capacitores, que podem chegar a algumas centenas de Farads.

Os super-capacitores são fabricados por processos eletroquímicos e, normalmente, possuem eletrodos construídos de materiais a base de carbono, tanto para o eletrodo positivo como o negativo [6]. O desenvolvimento dos super-capacitores nos laboratórios de pesquisa trouxe novos desafios, como medi-los e modelá-los [7]. Conhecer as características físicas e comportamentais do super-capacitor torna-se indispensável para determinar a eficiência e o uso do componente.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um equipamento para medição de capacitores de alta capacidade, os super-capacitores, através de espectroscopia de impedância, de modo a obter as características físicas do dispositivo, tais como: capacitância e, caso existam, as resistências parasitas internas, através da análise fatorial da tensão e corrente do super-capacitor em teste.

O texto a seguir apresenta no capítulo 2, os objetivos, onde são descritos os resultados pretendidos no trabalho; norteadores de todos os passos no desenvolvimento do espectrômetro de impedância.

O capítulo 3, Revisão Teórica, descreve-se as características dos capacitores e super-capacitores, bem como as técnicas de medição com tensão contínua e alternada existentes na literatura.

No capítulo 4, Materiais e Métodos, são descritos os componentes usados na construção do equipamento, o diagrama funcional e a metodologia usada na medição das características do capacitor em teste. Também são detalhados os algoritmos usados nos programas do microcomputador (PC) e do microcontrolador (PIC).

Os resultados são relatados no capítulo 5, demonstrando a viabilidade do uso do medidor de capacitância, bem com a precisão dos valores de capacitância obtidos da análise dos capacitores testados.

Por fim, no capítulo 6, explana-se sobre a conclusão do projeto bem com as perspectivas inerentes ao resultado obtido e as possibilidades para futuras implementações.

2 OBJETIVOS

O objetivo geral do trabalho é:

- Desenvolver, montar e avaliar o funcionamento de um espectrômetro de impedância laboratorial automatizado e de baixo custo.

Como objetivos específicos pode-se citar:

- Conhecer o comportamento da reatância capacitiva e, por consequência, da capacitância do componente em função da frequência;
- Conhecer o comportamento da resistência parasita em função da frequência;
- Possibilitar ao usuário definir as frequências a serem utilizadas;
- Possibilitar ao usuário definir o resistor referência, conectado em série com o capacitor em teste, devido à grande faixa de medição;
- Automatizar o processo de análise da varredura das frequências.

3 REVISÃO TEÓRICA

3.1 O CAPACITOR

O capacitor é um componente capaz de armazenar cargas elétricas através da força de atração entre duas placas metálicas e condutoras, separadas por um dielétrico [8]. Seu primeiro uso conhecido se deu acidentalmente em um experimento realizado pelo físico Pieter van Musschenbroek, na cidade de Leiden, Holanda, em 1745[8]. O primeiro capacitor tornou-se conhecido como Garrafa de Leiden, figura 1, pois consistia em uma garrafa de vidro contendo água e fechada por uma rolha. A rolha era perfurada por um condutor metálico que possuía duas extremidades, uma no interior em contato com a água e outra no exterior, fora da garrafa [8].

No entanto, o primeiro pesquisador a montar um dispositivo semelhante à Garrafa de Leiden foi Ewald Georg von Kleist, em 1745, na atual Alemanha [9]. Durante o experimento, von Kleist, segurou a garrafa com uma das mãos e aplicou tensão, proveniente de um gerador eletrostático, na haste externa. Com esta ação, o houve o carregamento do dispositivo e quando von Kleist tocou a haste externa com a outra mão, ele foi submetido a um potencial elétrico elevado, resultado da carga armazenada, o que o levou a abandonar os experimentos e, também, a escrever para o colega van Musschenbroek sobre o ocorrido. Van Musschenbroek, então, na Universidade de Leiden, continuou os estudos sobre o dispositivo e o aperfeiçoou tornando-se então o inventor do primeiro capacitor prático, a Garrafa de Leiden [8].

Figura 1 - Garrafa de Leiden



Fonte: [8] página 53

Atualmente, existem vários tipos de capacitores ou condensadores e, basicamente, sua estrutura é semelhante à da Garrafa de Leiden, ou seja, dois condutores separados por um material isolante. Pode-se classificar os capacitores como [10]:

- Capacitores eletrostáticos ou planos;
- Capacitores eletrolíticos;
- Capacitores eletroquímicos.

3.1.1 Capacitores eletrostáticos ou planos

São os capacitores de construção mais simplificada, são formados por duas placas metálicas planas paralelas e separadas por um dielétrico. A capacidade de armazenamento de cargas elétricas em um capacitor plano é dado pela equação 1 [8].

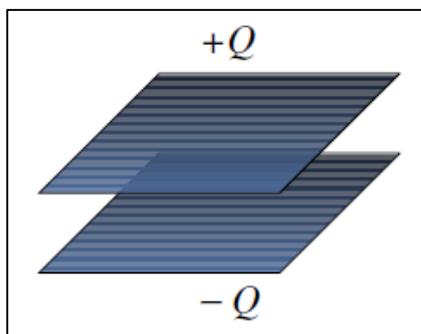
$$C = \frac{KA}{4\pi kd} \quad (1)$$

onde:

- C = capacitância do capacitor, em Farads;
- K = constante dielétrica;
- A = área das placas, em m²;
- k = constante de Coulomb (8,98 x 10⁹ Nm²/C²);
- d = distância entre as placas, em m.

A figura 2 mostra a forma construtiva de um capacitor eletrostático ou plano. Duas placas são separadas por um material isolante, sendo uma positiva e outra negativa.

Figura 2 - Forma construtiva do capacitor plano, com as placas metálicas separadas por um dielétrico



Fonte: [8], página 58

A figura 3 mostra um capacitor variável comercial, composto por placas metálicas separadas pelo ar. Este capacitor, com capacitância na ordem de nanoFarads é usado, geralmente, nos circuitos de sintonia de recepção de radiofrequência [11].

Figura 3 - Capacitor variável plano usado na sintonia de ondas de rádio



Fonte: <https://pt.wikipedia.org/wiki/Capacitor>

E, na figura 4, tem-se o capacitor cerâmico, também comercial, onde se aplica a mesma técnica dos capacitores planos. A faixa de valores disponíveis para este tipo de capacitor vai de algumas 1pF (picoFarads) até unidades de microFarads (μF) [12].

Figura 4 - Capacitores planos comerciais que utilizam cerâmica como dielétrico



Fonte: Do Autor, 2016

Ao utilizar um capacitor é necessário determinar a máxima tensão que o dielétrico do mesmo suporta. Esta tensão é dada pela característica do material isolante usado na composição do componente. A tensão máxima suportada pelo capacitor, sem danificá-lo, é dada pela equação 2 [8].

$$\Delta V_{máx} = \Delta E_{máx} d \quad (2)$$

onde:

- $\Delta V_{máx}$ = tensão máxima suportada pelo componente, em Volts;
- $\Delta E_{máx}$ = rigidez dielétrica do material usado como isolante, em Volts por mm;
- d = espessura do dielétrico, em mm.

Quando a tensão aplicada sobre o capacitor é maior que a especificada, os átomos do dielétrico são ionizados e assim a carga pode se mover pelo material estabelecendo assim a corrente elétrica [8]. Em geral esse efeito ocorre promovendo um excessivo aquecimento do material e assim o dielétrico tem suas propriedades alteradas, provocando, assim, a destruição do componente. A tabela 1 mostra as características dielétricas de alguns materiais.

Tabela 1 - Constante e Rigidez de alguns dielétricos

Material	Constante dielétrica, K	Rigidez, $E_{máx}$ (V/mm)
Água (20°C)	80	-
Ar seco	1,00059	3.000
Óleo	2,24	12.000
Papel	3,7	16.000
Acrílico	3,4	40.000
Vidro pirex	5,6	14.000
Porcelana	7	5.700
Poliéster	2,55	24.000
Parafina	2,1 – 2,5	10.000

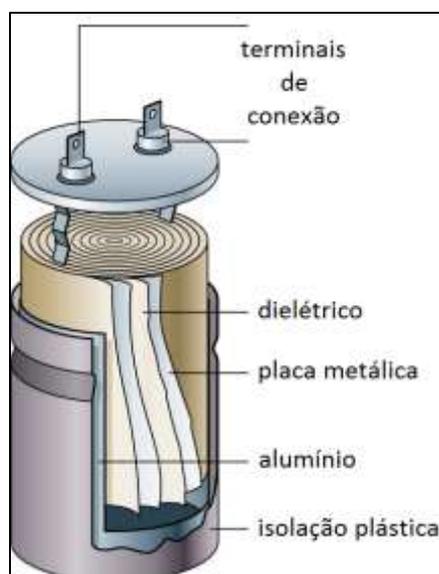
Fonte: [8] página 57.

3.1.2 Capacitores eletrolíticos

Os capacitores eletrolíticos possuem estruturas físicas similares aos eletrostáticos. O que altera em sua construção é a existência de um sal eletrolítico condutor em contato com os eletrodos de metal. Como exemplo, os capacitores eletrolíticos de alumínio, que são construídos a partir de duas folhas de alumínio isoladas por uma camada de óxido e separadas por um papel embebido em uma solução eletrolítica. A camada de óxido se comporta como dielétrico e é muito fina, o que possibilita obter grandes capacitâncias por volume, em relação aos capacitores planos [12]. Outro fator interessante sobre o capacitor eletrolítico é a existência de polaridade para o seu uso, devido as características do óxido isolador. Dessa forma, existe um terminal positivo e outro negativo que não podem ser invertidos. Caso isto ocorra, o óxido é destruído e o capacitor torna-se um curto-circuito, permitindo a circulação de uma corrente elevada, o que provoca o aquecimento e a liberação de gases no componente e, conseqüentemente, sua explosão [12]. Normalmente, os capacitores eletrolíticos possuem um chanfro, em forma de cruz, a parte superior do cilindro que permite a liberação de gases gerados internamente, quando há inversão de polaridade ou aplicação de tensão superior ao valor nominal.

A figura 5 mostra a forma construtiva do capacitor eletrolítico e detalha os componentes internos do capacitor.

Figura 5 – Construção do capacitor eletrolítico com identificação dos componentes internos e externos



Fonte: <http://www.portaleletricista.com.br/capacitores-e-suas-aplicacoes/>

Na figura 6 têm-se alguns capacitores eletrolíticos comerciais. No corpo de cada componente estão especificados a capacitância, a tensão de trabalho e a polaridade dos pinos de conexão.

Figura 6 – Capacitores eletrolíticos comerciais

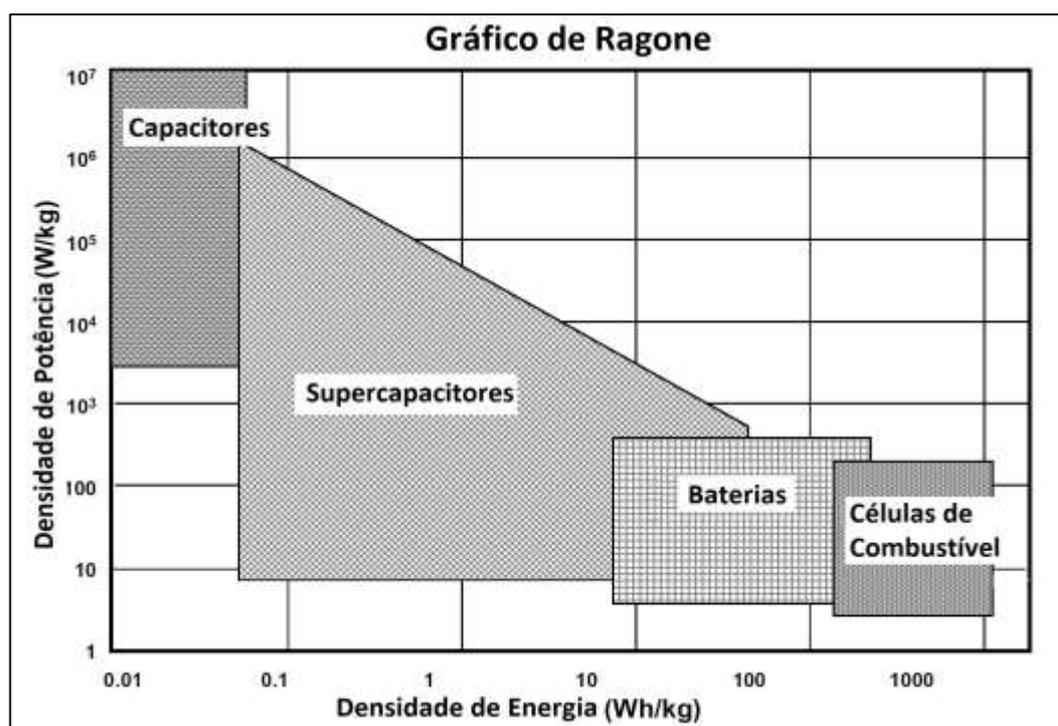


Fonte: Do Autor, 2016

3.1.3 Capacitores eletroquímicos

Os capacitores eletroquímicos ou super-capacitores foram desenvolvidos tendo em mente a substituição das baterias recarregáveis [4]. No entanto, para que isso seja possível, é necessária uma alta capacidade de armazenamento de cargas elétricas. Para tanto, emprega-se material poroso como eletrodos, imersos em uma solução eletrolítica [13]. A figura 7 mostra o gráfico comparativo de vários dispositivos de armazenamento de energia [13].

Figura 7 – Comparação entre os diversos dispositivos de armazenamento de energia em função da densidade de potência e densidade de energia.



Fonte: Adaptado de: Electrochimica Acta (2000) 2483, vol. 45,15

As vantagens do uso do capacitor no lugar das baterias são:

- Número ilimitados de ciclos de carga e descarga pois como não há reação química no processo, não há desgaste dos materiais envolvidos na construção do componente nem liberação de gases nocivos [1];
- O tempo de carga dos capacitores é menor que o das baterias.

Ainda não foi criado um capacitor que possa substituir, de maneira completa, uma bateria recarregável mas existem inúmeras pesquisas e até algumas aplicações práticas que usam os super-capacitores como armazenamento de energia [1, 4, 8, 13]. Uma das aplicações utiliza células de combustíveis baseadas em hidrogênio para acionamento de veículos elétricos. Nesta aplicação, os super-capacitores armazenam a energia fornecidas pela célula de combustível disponibilizando energia instantânea para os momentos de picos de consumo [8]. A figura 8 mostra um ônibus experimental, usado na cidade de Porto, Portugal, que utiliza esta tecnologia de super capacitores.

Figura 8 – Ônibus experimental a hidrogênio – Porto, Portugal



Fonte: [8] página 61

Já existe uma grande diversidade de super-capacitores comerciais. A tabela 2 mostra alguns dos fabricantes envolvidos no fornecimento deste tipo de componente [10].

Tabela 2 – Atuais fabricantes de capacitores eletroquímicos

Empresa	Nome do componente	País	Tensão de trabalho (V)	Capacitância (F)
AVX	Bestcap	EUA	3,5 – 12	0,022 – 0,56
Cap XX	Super Capacitor	Austrália	1,25 – 4,5	0,09 – 2,8
Cooper	Power Stor	EUA	2,5 – 5,0	0,47 – 50
ELNA	Dyna Cap	EUA	2,5 – 6,8	0,033 – 100
ESMA	Capacitor modules	Rússia	12 – 52	100 – 8000
EPCOS	Ultra-capacitor	EUA	2,3 – 2,5	5 – 5000
Evans	Capattery	EUA	5,5 – 11	0,01 – 1,5
Kold Ban	Kapower	EUA	12	1000
Maxwell	Boostcap	EUA	2,5	1,6 – 2600
NEC	Super capacitor	Japão	3,5 – 12	0,01 – 6,5
Nesscap	EDLC	Coréia do Sul	2,7	10 – 5000
Panasonic	Golden capacitor	Japão	2,3 – 5,5	0,1 – 2000

Fonte: [10]

Desta forma, é fácil perceber que, em um futuro não muito distante, as baterias recarregáveis tendem a ser substituídas pelos super-capacitores. Entretanto, uma das desvantagens a ser contornada é o tamanho físico do super-capacitor que ainda faz com que a sua aplicação fique restrita [10]. Na figura 9 pode-se visualizar alguns super-capacitores comerciais

Figura 9 – Super-capacitores comerciais



Fonte: [8] página 60

3.2 MEDIDAS DE CAPACITÂNCIA

A medição das características de um capacitor pode ser feita, basicamente, de duas formas, através de tensão contínua ou alternada. Além de conhecer a capacitância do capacitor é necessário modelá-lo e, também, saber as características resistivas e indutivas do componente [10, 14, 15].

Neste trabalho, optou-se pelo método que usa tensão alternada pois deseja-se conhecer a característica de impedância do componente, o que só é possível através da aplicação de tensão senoidal sobre o capacitor.

Na próxima seção são citados os dois métodos e os dados que podem ser obtidos através deles.

3.2.1 Método de tensão contínua

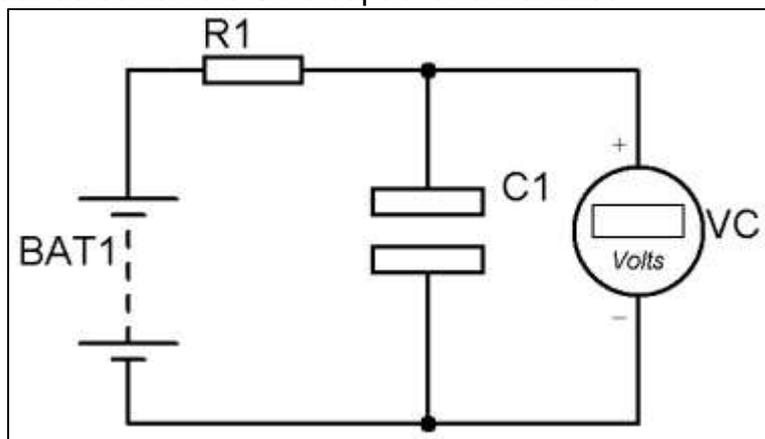
Quando se usa a tensão contínua nos testes de capacitores é possível obter os seguintes dados [10]:

- Tempo de carga e descarga;
- Corrente de fuga (resistência equivalente em paralelo);
- Resistência equivalente em série.

3.2.1.1 *Tempos de carga e descarga*

O teste para determinar o tempo de carga no capacitor consiste em aplicar uma tensão conhecida no componente, através de um resistor limitador de corrente e monitorar a variação de tensão e corrente no componente [10]. Um circuito de teste típico é mostrado na figura 10. Neste circuito é possível obter a curva de carga do capacitor e também a corrente de fuga pela medida e registro da tensão e corrente.

Figura 10 – Circuito de carga do capacitor em tensão contínua, sendo R1 o resistor limitador de corrente e C1 o capacitor em análise



Fonte: Do Autor, 2016

O valor instantâneo da tensão de carga do capacitor é dado pela exponencial inversa da relação entre o tempo que a tensão permanece aplicada sobre o circuito pelo produto dos valores nominais do resistor e do capacitor como mostra a equação 3 [16].

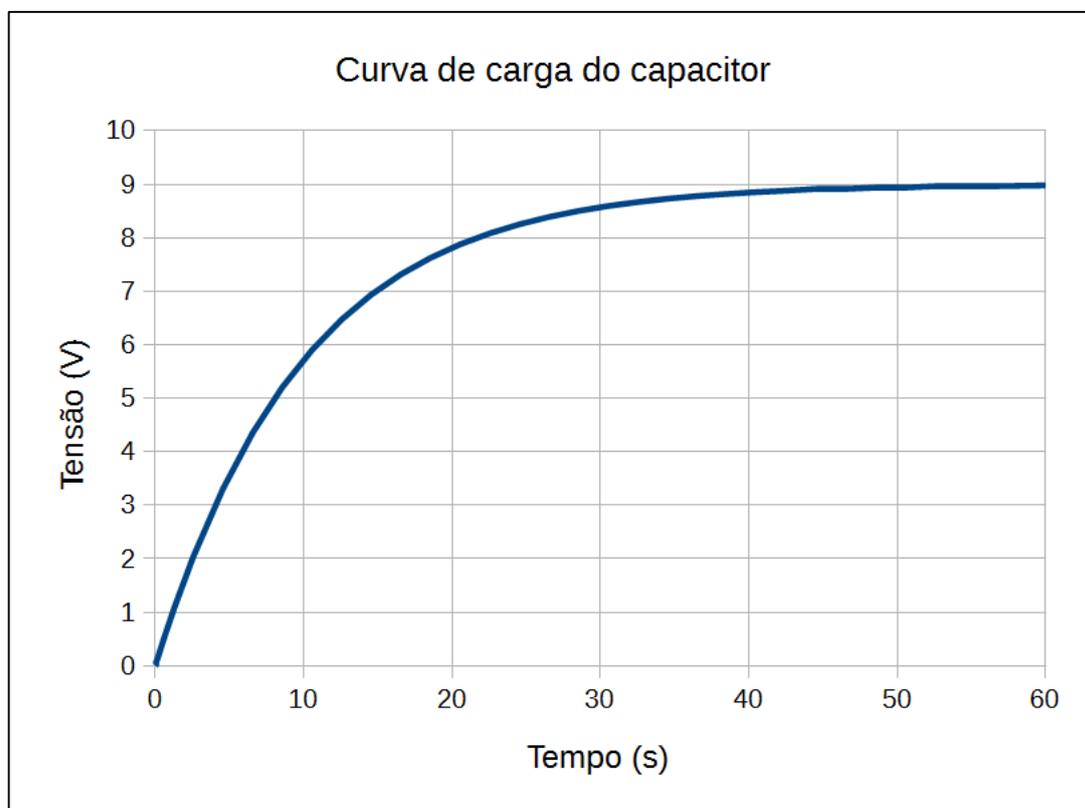
$$V_c(t) = BAT1(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (3)$$

onde:

- $V_c(t)$ = tensão instantânea em função do tempo em carga, em segundos;
- $BAT1$ = tensão aplicada ao circuito, em Volts;
- e = função exponencial, aproximadamente 2,718;
- t = tempo de carga, em segundos;
- R = resistência do resistor limitador de corrente, em Ohms;
- C = capacitância do capacitor em carga, em Farads.

O produto dos valores do resistor R e do capacitor C determina a constante de tempo do circuito, identificado pela letra grega τ (tau). Quanto maior o valor de τ , maior o tempo de carga. Como a constante de tempo é diretamente proporcional a R e a C , valores elevados de R ou C proporcionam tempo de carga elevados. A figura 11 mostra uma curva típica de carga de um circuito RC. O tempo total de carga do capacitor é de 50 segundos e a tensão máxima de carga é de 9V. A constante de tempo do circuito RC é de 10 segundos.

Figura 11 – Curva de carga do capacitor, com tensão final de 9V, carregado através do resistor R1, como mostrado no circuito da figura 10



Fonte: Do Autor, 2016

O tempo necessário para que a tensão sobre o capacitor atinja 63,2% do valor máximo equivale a uma constante de tempo, representada pela letra grega “ τ ”, que é igual ao produto de R e C, equação 4 [16]. De posse do tempo necessário para atingir este percentual encontra-se o valor do capacitor se, é claro, o valor do resistor R for conhecido.

$$\tau = RC \quad (4)$$

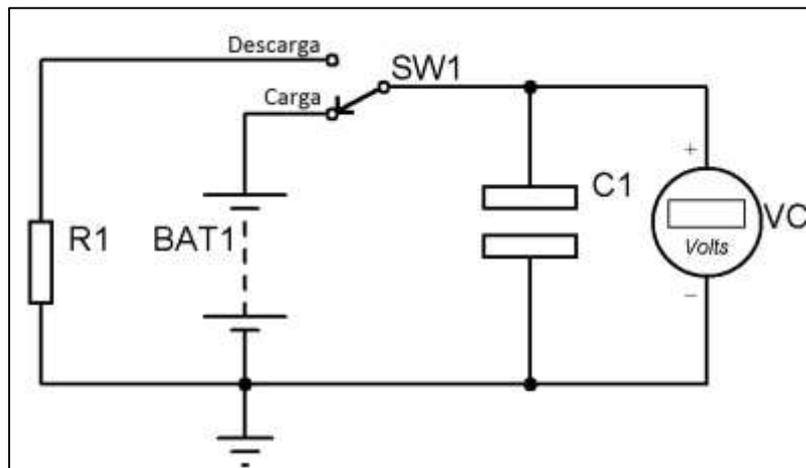
onde:

- τ = constante de tempo do circuito RC, em segundos;
- R = resistência do resistor limitador de corrente, em Ohms;
- C = capacitância do capacitor, em Farads.

Para obter o tempo de descarga, primeiramente, o capacitor é carregado com uma tensão de +5V, representada pela bateria BAT1, através da chave SW1 na posição “Carga”. Ao final da carga, a chave SW1 é comutada para a posição

“Descarga”. O capacitor é, então, descarregado através do resistor R1, conectado em paralelo com o capacitor em teste. O voltímetro V_C indica a tensão sobre o capacitor durante o processo de carga e de descarga. O circuito de descarga é mostrado na figura 12.

Figura 12 – Circuito de descarga do capacitor em tensão contínua, sendo R1 o resistor de carga e C1 o capacitor em análise



Fonte: Do Autor, 2016

A curva de descarga é representada por uma exponencial decrescente, onde, novamente, a constante de tempo é dada pelo circuito RC, a taxa de decaimento da tensão obedece ao percentual de 63,2% do total a cada intervalo de tempo dado pela constante de tempo. A curva de descarga é dada pela equação 5 [8].

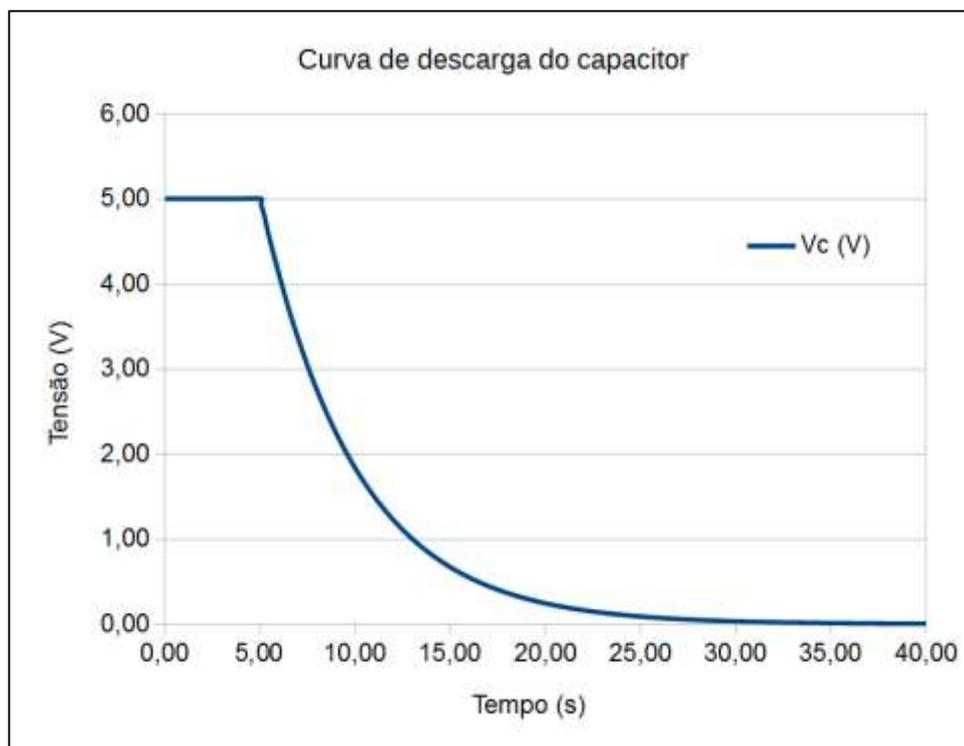
$$V_d(t) = V_o \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (5)$$

onde:

- $V_d(t)$ = tensão instantânea de descarga em função do tempo, em segundos;
- V_o = tensão de carga inicial do capacitor, em Volts;
- e = função exponencial, aproximadamente 2,718;
- t = tempo em descarga, em segundos;
- R = resistência do resistor limitador de corrente, em Ohms;
- C = capacitância do capacitor, em Farads.

É possível comprovar o valor do capacitor pois o mesmo perderá 63,2% da tensão inicial após uma constante de tempo RC (1τ). Nesta simulação, o capacitor foi carregado com 5V, a constante de tempo é de 5 segundos, o tempo total de descarga é de 25 segundos. A figura 13 mostra uma típica curva de descarga de um capacitor.

Figura 13 – Curva de descarga do capacitor, carregado com 5V, alimentando uma carga resistiva, conforme circuito da figura 12



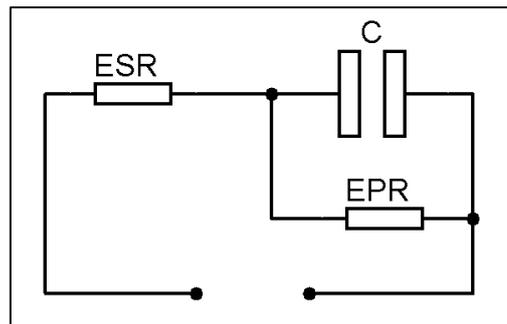
Fonte: Do Autor, 2016

3.2.1.2 Corrente de fuga

A corrente de fuga no capacitor é provocada pela EPR (resistência equivalente paralela), que existe em função da característica do material dielétrico não se comportar como um isolante perfeito. Esta resistência faz com que o capacitor perca carga mesmo em repouso.

Para calcular a corrente de fuga de um capacitor em corrente contínua é necessário carregá-lo com uma tensão conhecida e mantê-lo sem carga ligada aos seus terminais. Então, a tensão sobre ele deve ser monitorada continuamente. Há o decaimento da tensão de carga mesmo que nenhum elemento consumidor esteja conectado em paralelo ao capacitor. No circuito equivalente do capacitor, figura 14, é possível observar a EPR.

Figura 14 – Circuito equivalente do capacitor



Fonte: Do Autor, 2016

A resistência do resistor equivalente paralelo, EPR, é calculado em função do decaimento da tensão nos terminais do capacitor, como mostra a equação 6 [10]. Vale lembrar que o decaimento é uma exponencial decrescente e se comporta da mesma forma que o processo de descarga convencional do capacitor, quando há uma carga conectada nos seus terminais.

$$EPR = - \frac{t}{\left(\ln \left(\frac{V2}{V1} \right) C \right)} \quad (6)$$

onde:

- EPR = resistência do resistor equivalente paralelo (EPR), em Ohms;
- t = tempo do teste, em segundos;
- \ln = função logarítmica;
- $V1$ = tensão inicial do teste, em Volts;
- $V2$ = tensão final do teste, em Volts;
- C = capacitância do capacitor, em Farads.

Na realização do teste de descarga deve-se considerar o equipamento usado para medir tensão pois este tipo de medidor consome uma pequena corrente do capacitor; esta corrente deve ser levada em conta no cálculo da corrente de fuga ou deve-se usar um voltímetro com alta impedância de entrada para não interferir no teste.

3.2.1.3 Resistência equivalente em série

A resistência equivalente série (ESR), mostrada no circuito equivalente da figura 14, tende a limitar a corrente de carga e descarga no capacitor, o que aumenta o tempo de carga e limita os picos de potência que podem ser fornecidos para a carga. O valor ôhmico da ESR pode ser obtido através da equação 7 [10], e envolve a variação da tensão e da corrente durante o processo de carga.

$$ESR = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (7)$$

onde:

- ESR = resistência do resistor equivalente série (ESR), em Ohms;
- ΔV = variação de tensão durante a carga, em Volts;
- ΔI = variação de corrente durante a carga, em Amperes.

3.2.2 Método de tensão alternada

Para determinar a capacitância através da tensão alternada é necessário conhecer a reatância capacitiva do capacitor e frequência da senoide aplicada sobre ele, como mostrado na equação 8 [16].

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \quad (8)$$

onde:

- C = capacitância do capacitor, em Farads;
- f = frequência da tensão senoidal aplicada ao capacitor, em Hz;

- X_C = reatância do capacitor, em Ohms.

O valor da reatância capacitiva é determinado pela equação 9 [8]. Desta forma, se a tensão, a corrente e a frequência da onda senoidal forem conhecidas pode-se calcular o valor da capacitância.

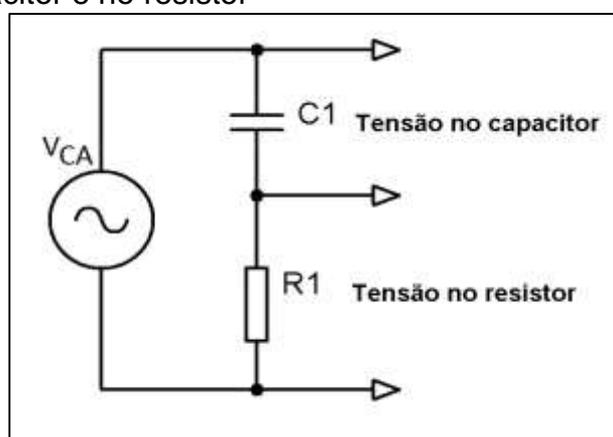
$$X_C = \frac{V_{CA}}{I_{CA}} \quad (9)$$

onde:

- X_C = reatância capacitiva do capacitor, em Ohms;
- V_{CA} = tensão senoidal aplicada ao capacitor, em Volts RMS;
- I_{CA} = corrente senoidal pelo capacitor, em Amperes RMS.

Para medir a corrente, usa-se um circuito formado por um resistor e um capacitor em série. A medida da corrente é indireta, ou seja, é feita através da queda de tensão sobre o resistor, cujo valor ôhmico é conhecido. O circuito de teste é mostrado na figura 15.

Figura 15 – Circuito série de teste do capacitor em CA onde são medidas as tensões no capacitor e no resistor



Fonte: Do Autor, 2016

Para determinar a corrente pelo circuito série usa-se Lei de Ohm, como mostra a equação 10 [16]. O resistor é usado como referência no cálculo da corrente devido ao fato da corrente e a da tensão estarem em fase sobre o ele.

$$I_{CA} = \frac{V_{CA}}{R} \quad (10)$$

onde:

- I_{CA} = corrente senoidal pelo resistor, em Amperes RMS;
- V_{CA} = tensão senoidal medida sobre o resistor, em Volts RMS;
- R = valor ôhmico do resistor referência, em Ohms.

O ângulo entre a tensão sobre o capacitor e o resistor é de 90° se o capacitor for ideal, com o EPR (resistor equivalente paralelo) igual a infinito e ESR (resistor equivalente série) igual a zero e, desde que, não exista nenhuma indutância parasita no componente. Partindo desta afirmação, pode-se analisar o ângulo de defasagem entre as tensões sobre o resistor e o capacitor e determinar a existência de componentes parasitas no componente, formando, assim, o modelo real do componente. A queda de tensão instantânea sobre o resistor R1 no circuito da figura 15 é dado pela equação 11 [15].

$$V_R = Ri = RI \cos \omega t \quad (11)$$

onde:

- V_R = tensão instantânea sobre o resistor, em Volts;
- R = valor ôhmico do resistor referência, em Ohms;
- i = corrente instantânea sobre o resistor, em Amperes;
- I = corrente de pico sobre o resistor, em Amperes;
- ω = deslocamento angular, $2\pi f$, da onda senoidal, em radianos;
- t = instante da medida, em segundos.

Já a queda de tensão de tensão sobre o capacitor pode ser calculada através da equação 12 [15], onde considera-se o deslocamento angular de 90° , atrasada.

$$V_C = \frac{q}{C} = \left(\frac{1}{\omega C}\right) I \sin \omega t = \left(\frac{1}{\omega C}\right) I \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (12)$$

onde:

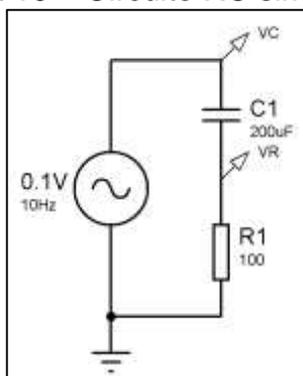
- V_C = tensão instantânea sobre o capacitor, em Volts;
- q = carga elétrica, em Coulombs;
- C = capacitância, em Farads;
- I = corrente de pico sobre o resistor, em Amperes;
- ω = deslocamento angular, $2\pi f$, da onda senoidal, em radianos;
- t = instante da medida, em segundos.

A tensão total instantânea aplicada ao circuito é dada pela soma algébrica das equações 11 e 12, obtendo-se, assim, a equação 13.

$$V = RI \cos \omega t + \left(\frac{1}{\omega C}\right) I \sin \omega t \quad (13)$$

A figura 16 mostra um circuito teste, com um resistor e um capacitor em paralelo, onde se mede a tensão sobre cada um dos componentes. Aplica-se ao circuito uma onda senoidal com amplitude de pico de 0,1V e com frequência de 10Hz.

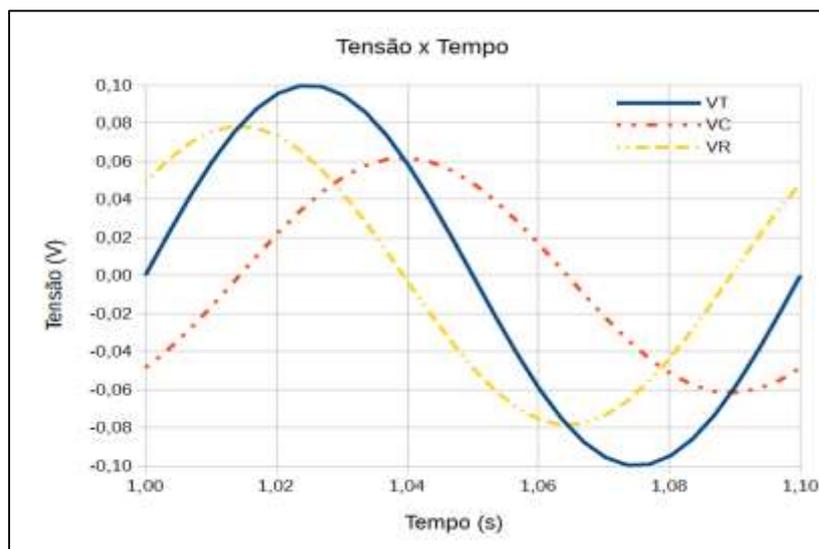
Figura 16 – Circuito RC simulado



Fonte: Do Autor, 2016

O gráfico da figura 17 mostra a tensão aplicada, a tensão sobre o resistor e sobre o capacitor. Pode-se observar a defasagem de 90° entre as tensões. O circuito foi simulado pelo programa PROTEUS (ISIS).

Figura 17 – Gráfico das tensões no circuito



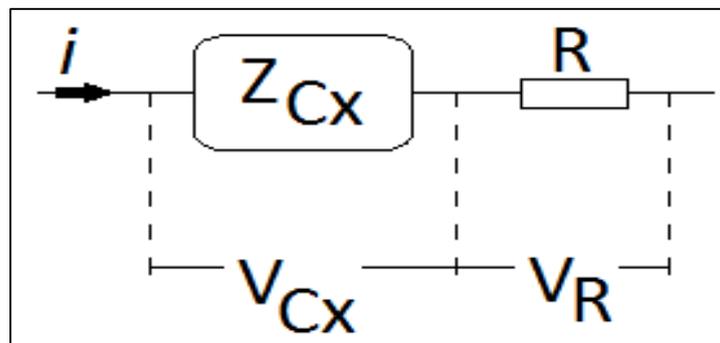
Fonte: Do Autor, 2016

A senoide em azul representa a tensão total no circuito, em amarelo tem-se a tensão sobre o resistor e em vermelho a queda de tensão no capacitor. Verifica-se o ângulo de defasagem entre as três ondas senoidais. A tensão no resistor adianta-se e a do capacitor atrasa-se em relação à tensão da fonte.

Como mencionado anteriormente, se o resistor e o capacitor forem ideais, o ângulo de defasagem da tensão entre eles é de 90° . Porém, este ângulo pode variar se houverem resistências parasitas no capacitor e podem ser detectados através da análise angular das duas ondas.

A detecção do ângulo de defasagem entre os componentes é feita através da medição das tensões sobre cada um dos elementos do circuito a partir da aplicação de tensões senoidais de frequências distintas, dentro de um espectro conhecido. A aplicação de senoides de diferentes frequências demonstra o comportamento do capacitor e, a partir da análise deste comportamento, é possível determinar a capacitância e, também, a existência ou não de resistências parasitas no componente. O diagrama de teste para o capacitor é mostrado na figura 18.

Figura 18 – Circuito de teste de capacitor em tensão alternada



Fonte: Do Autor, 2016

O bloco Z_{CX} representa o capacitor em teste e está em série com resistor R . Este resistor é usado como referência para medida da corrente que circula pelo circuito. O cálculo da impedância complexa da Caixa Z_{CX} é dado pela equação 14 [15].

$$Z_{CX}^* = Z_{CX} \exp j \phi = \frac{V_{CX}}{I} (\cos \phi + j \operatorname{sen} \phi) \quad (14)$$

$$j = \sqrt{-1}$$

Como mostrado anteriormente, na equação 8, a reatância capacitiva sofre variações em função da frequência da onda senoidal aplicada ao capacitor em teste. Então, é possível conhecer o comportamento do capacitor dentro de uma faixa de frequência especificada. A análise da reatância e, conseqüentemente, da impedância de um circuito capacitivo feita através da varredura de frequência é chamada de espectrometria de impedância e é detalhada na próxima seção.

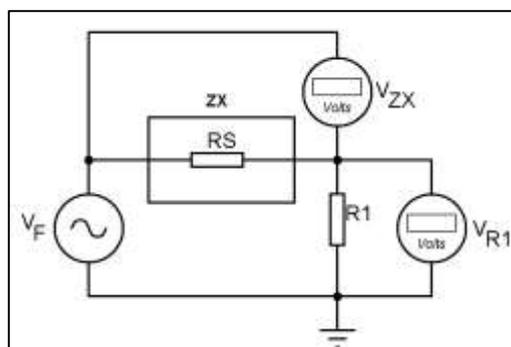
3.2.3 Análise de impedância por espectrometria

Ao analisar um circuito RC por varredura de frequência obtêm-se, num mesmo gráfico, a parte real e a parte imaginária da impedância desconhecida. Considerando que a impedância desconhecida é formada pela associação de um capacitor, com as resistências parasitas, é possível determinar a parte real, resistiva, e a parte imaginária, capacitância [17].

A impedância desconhecida gera, através da espectrometria, gráficos distintos que identificam o tipo característico de circuito em análise. Para compreender e ilustrar os resultados da análise de espectrometria de impedância, serão mostradas, a seguir, as simulações de situações distintas de impedâncias desconhecidas: apenas resistiva, apenas capacitiva, resistiva e capacitiva em série, resistiva e capacitiva em paralelo e em associação mista entre dois resistores e um capacitor.

3.2.3.1 Circuito puramente resistivo

O circuito teste puramente resistivo, figura 19, tem-se a impedância Z_x representado pelo resistor R_x e o resistor referência R_1 . A situação apresentada demonstrará o comportamento de uma impedância com características resistiva.

Figura 19 – Circuito em teste - Z_X : resistiva

Fonte: Do Autor, 2016

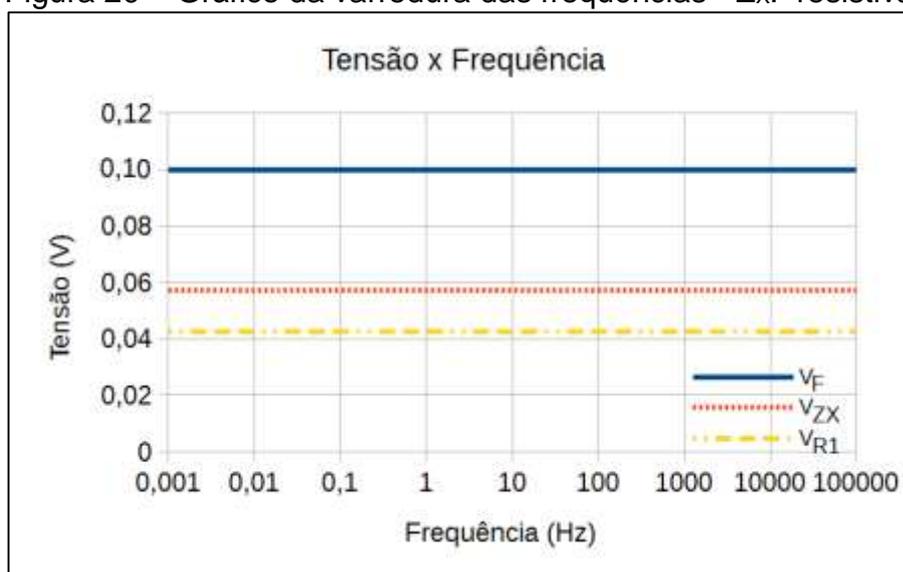
Emprega-se a Lei de Ohm para encontrar a corrente circulante, como mostra a equação 15 [16].

$$I_{ZX} = \frac{V_{ZX}}{R_1} \quad (15)$$

O valor da impedância desconhecida, Z_X , por ser puramente resistiva, pode ser determinada, também, pela Lei de Ohm, equação 16 [16].

$$Z_X = R_X = \frac{(V_F - V_{R1})}{I_{ZX}} \quad (16)$$

Na simulação do circuito, com a varredura de frequência de 1mHz a 100kHz, faixa definida para o equipamento em desenvolvimento, obtém-se o gráfico da figura 20 que representa a queda de tensão sobre a impedância em teste, Z_X , e sobre o resistor de referência, R_1 .

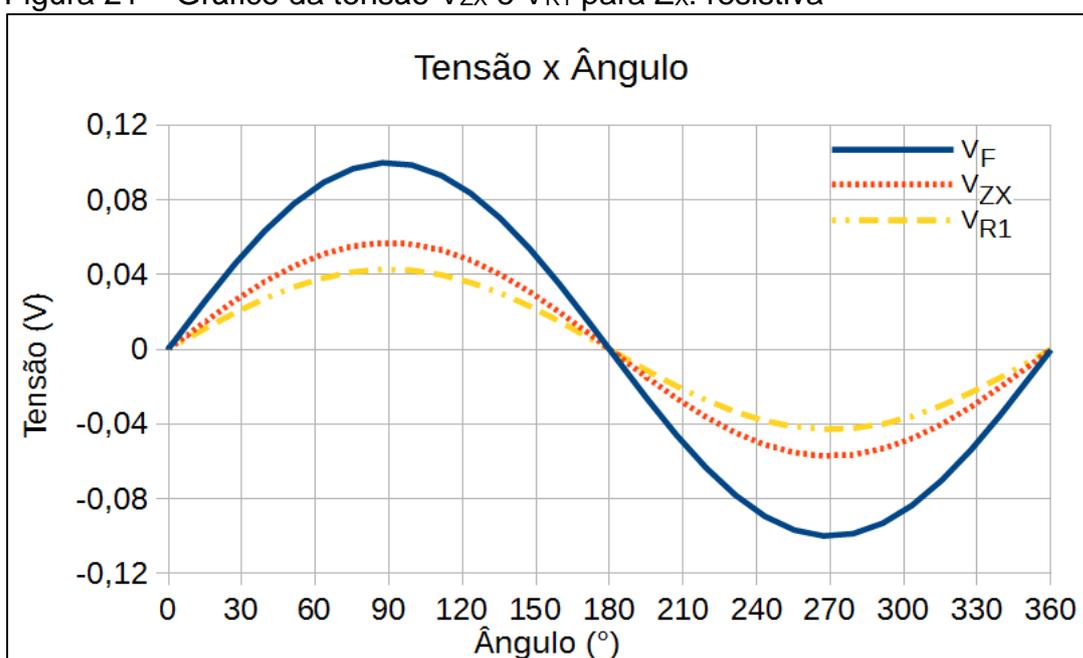
Figura 20 – Gráfico da varredura das frequências - Z_X : resistiva

Fonte: Do Autor, 2016

Observa-se que as tensões sobre Z_X e R_1 são constantes para todo o espectro de frequências, demonstrando que a impedância não sofre variações, independentemente da frequência aplicada sobre ela.

Outro fator importante a ser considerado é o defasamento entre as tensões sobre cada um dos componentes do circuito da figura 19 que, neste caso, estão em fase, como mostrado na figura 21.

Figura 21 – Gráfico da tensão V_{ZX} e V_{R1} para Z_X : resistiva



Fonte: Do Autor, 2016

3.2.3.2 Circuito puramente capacitivo

O comportamento da tensão, em uma carga puramente capacitiva, durante uma varredura de frequência é determinado pela equação 17[16].

$$V_{ZX} = I_{ZX} \cdot Z_X \quad (17)$$

Como o circuito é puramente capacitivo não há parte real, apenas a imaginária. Logo, Z_X é igual a reatância capacitiva, X_C , que pode ser encontrada pela equação 18[16].

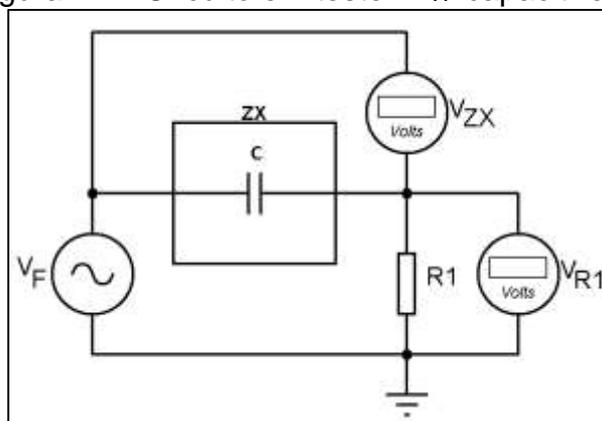
$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (18)$$

Como o objetivo é determinar o valor da capacitância do componente em teste, mede-se os valores de V_{ZX} e I_{ZX} e manipulando-se as duas equações 17 e 18, e obtém-se a equação 19.

$$C = \frac{I_{ZX}}{2\pi f V_{ZX}} \quad (19)$$

A figura 22 mostra o circuito de teste com impedância puramente capacitiva. O resistor R_1 é usado como referencial no cálculo da corrente que circula no circuito, através da Lei de Ohm.

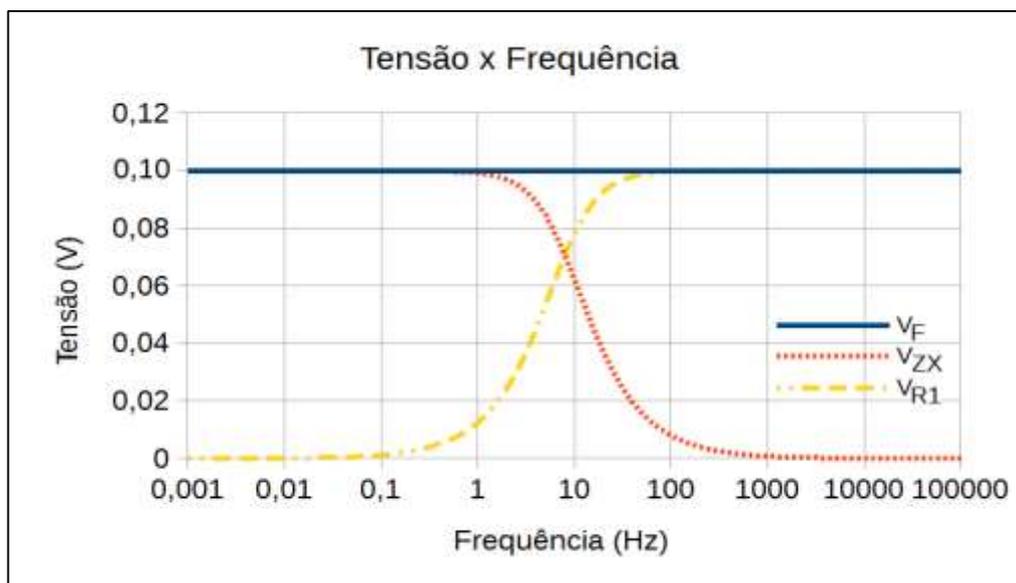
Figura 22 – Circuito em teste - Z_x : capacitiva



Fonte: Do Autor, 2016

O gráfico das quedas de tensão sobre a impedância Z_x e R_1 é mostrado na figura 23.

Figura 23 – Gráfico da varredura das frequências – Z_x : capacitiva

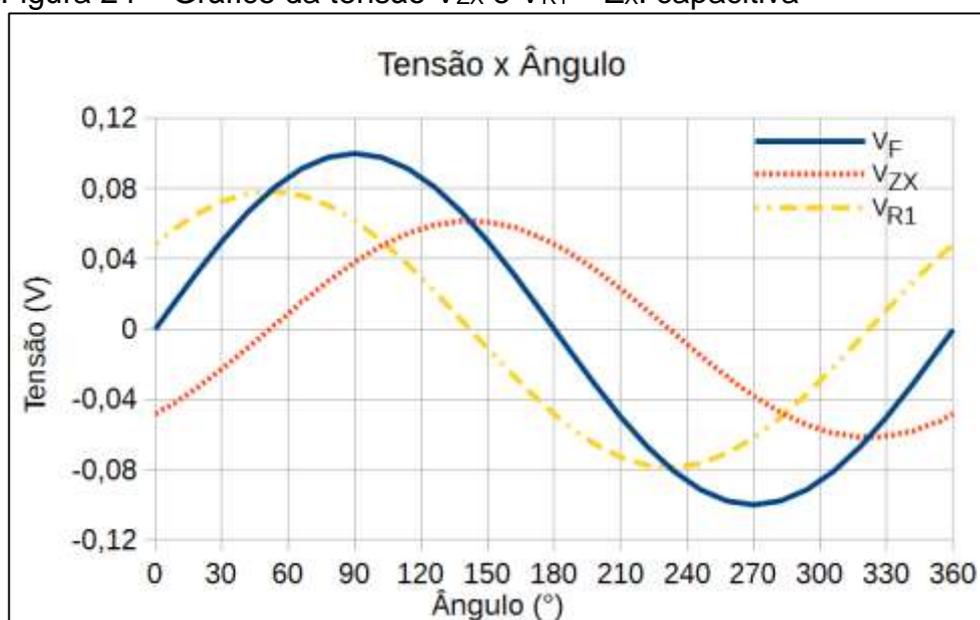


Fonte: Do Autor, 2016

Pode-se observar que a tensão sobre a impedância Z_x varia do valor máximo aplicado até 0V para as frequências mais elevadas, demonstrando a variação da reatância capacitiva em função da frequência. A tensão sobre o resistor de referência, R_1 , tem comportamento inverso ao da impedância em teste.

O defasamento entre as quedas de tensão são ilustradas no gráfico da figura 24. É possível observar que a tensão no capacitor, circuito em teste, está atrasada de 90° entre relação à tensão no resistor. Este atraso de 90° só ocorre se o componente testado for puramente capacitivo.

Figura 24 – Gráfico da tensão V_{Zx} e $V_{R1} - Z_x$: capacitiva



Fonte: Do Autor, 2016

3.2.3.3 Circuito série – resistor e capacitor

Quando há uma impedância composta por um resistor e um capacitor em série existe, neste caso, uma parte real, R , e uma imaginária, C , no componente em teste. Novamente, o comportamento é alterado em função da varredura de frequências. A tensão sobre a associação é dada pela equação 20 [15].

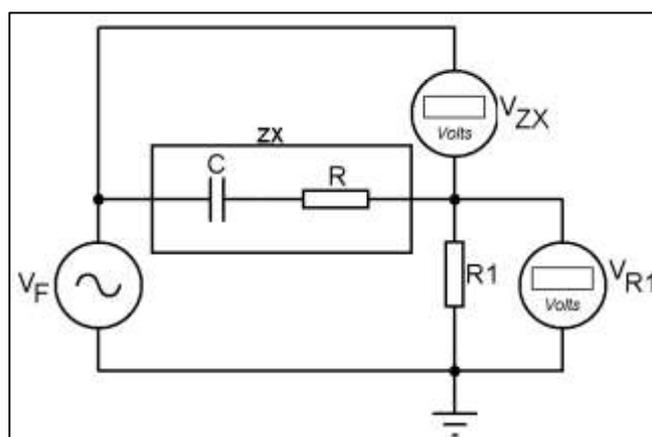
$$V_{Zx} = V_R + V_C j \quad (20)$$

A impedância é calculada pela equação 21 [15], onde utiliza-se números complexos, a parte real representa o resistor e a parte imaginária o capacitor.

$$Z = R - X_C j \quad (21)$$

A figura 25 mostra o circuito de teste com impedância complexa Z_X . A impedância Z_X , é representada pela associação série de um resistor, R, e o do capacitor C.

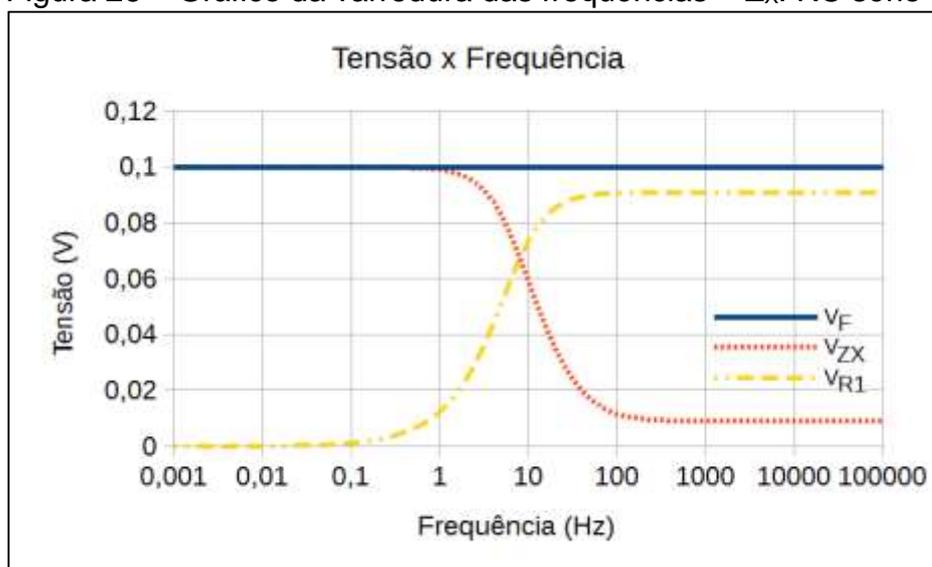
Figura 25 – Circuito em teste – Z_X : RC série



Fonte: Do Autor, 2016

O gráfico, apresentado na figura 26, mostra a queda de tensão sobre a impedância desconhecida, Z_X , e sobre o resistor de referência, R1, em função da frequência aplicada ao circuito.

Figura 26 – Gráfico da varredura das frequências – Z_X : RC série

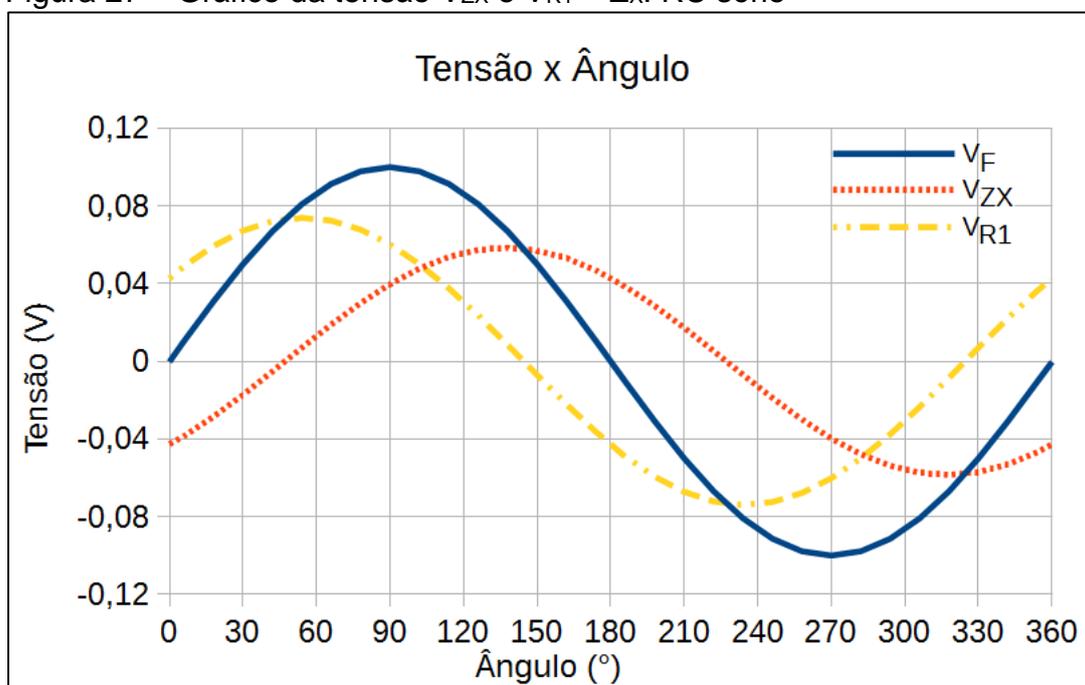


Fonte: Do Autor, 2016

Percebe-se a existência de parte resistiva na composição da impedância pois a tensão sobre a impedância Z_X não atinge o 0V. O valor da tensão mínima nas altas frequências representa a parte real na composição da impedância do capacitor em teste. A amplitude desta tensão, em relação ao resistor referência, permite calcular o valor ôhmico da resistência ESR.

A existência de uma resistência série na composição da impedância em teste faz com que o defasamento entre as quedas de tensão torne-se menor que 90° , como pode ser visualizado no gráfico da figura 27.

Figura 27 – Gráfico da tensão V_{ZX} e $V_{R1} - Z_X$: RC série



Fonte: Do Autor, 2016

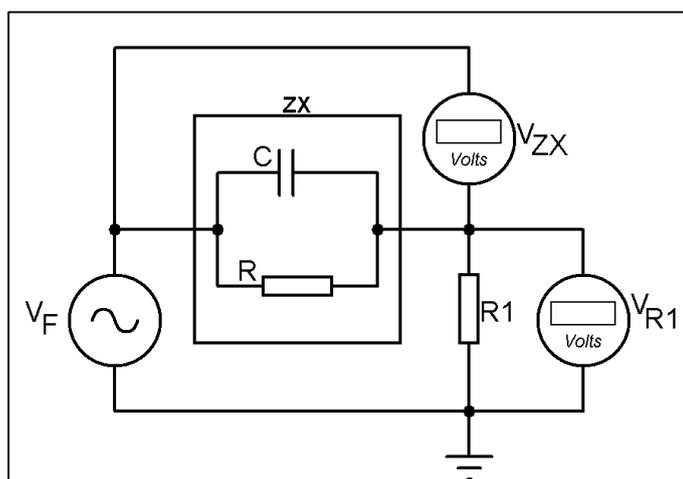
3.2.3.4 Circuito paralelo – resistor e capacitor

Para a associação RC paralelo, o cálculo de impedância é obtido através da equação 22 [7].

$$Z = \frac{R(1-j\omega RC)}{1+ (\omega RC)^2} \quad (22)$$

O circuito de teste de uma impedância complexa, composta por um capacitor, C , o resistor, R , em paralelo e em série com o resistor de referência é mostrado na figura 28.

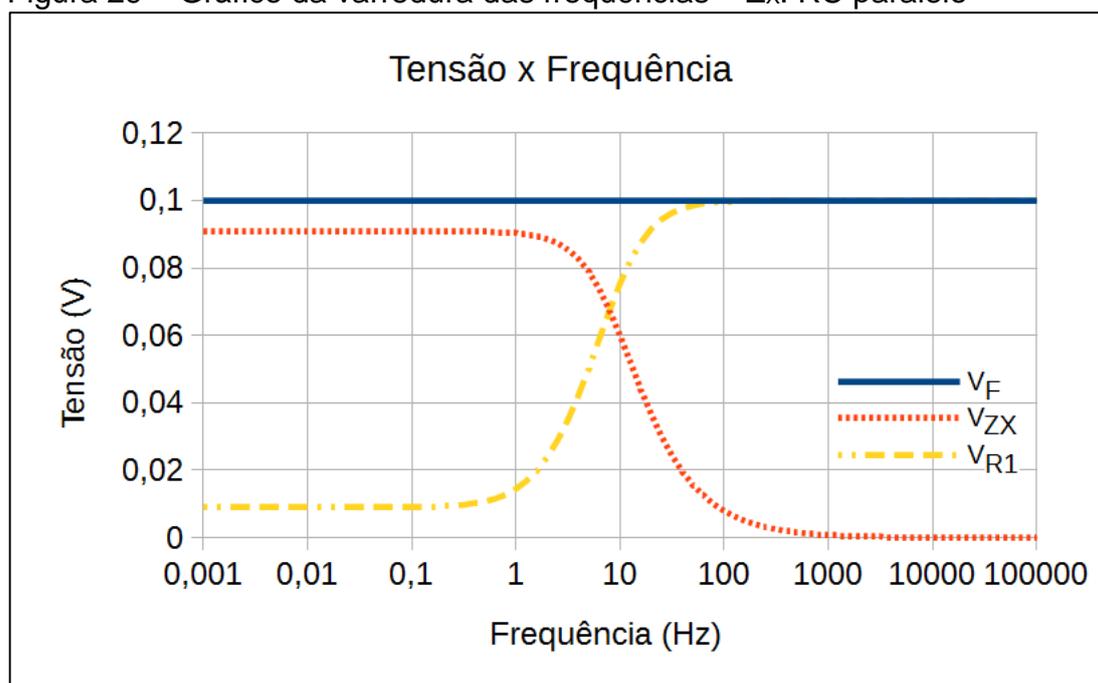
Figura 28 – Circuito em teste – Z_x : RC paralelo



Fonte: Do Autor, 2016

O gráfico das quedas de tensão sobre Z_x e R_1 é mostrado na figura 29. Se comparado com o gráfico do circuito puramente capacitivo, percebe-se uma que a tensão no capacitor não atinge 100% do valor da fonte de tensão, o que indica a existência de uma resistência em paralelo.

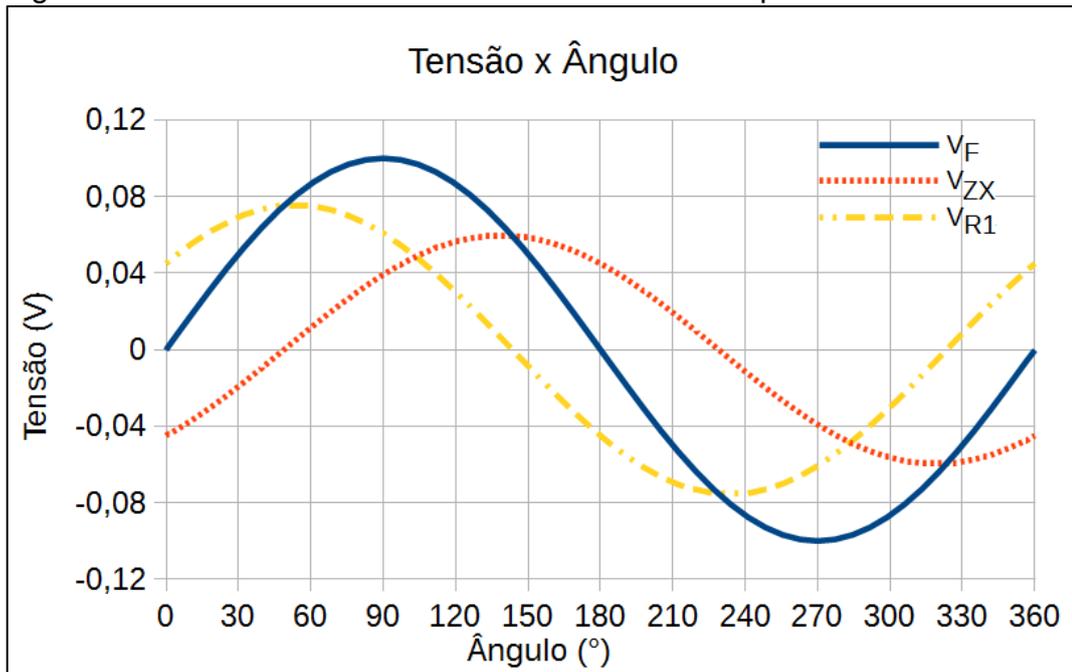
Figura 29 – Gráfico da varredura das frequências – Z_x : RC paralelo



Fonte: Do Autor, 2016

A redução de tensão, quando comparada com o resistor de referência, permite o cálculo da resistência paralela (EPR) que compõe a impedância complexa do componente. Esta associação também altera o defasamento entre as quedas de tensão na impedância em teste, Z_X , e a do resistor de referência, R_1 , como pode ser visualizado na figura 30. O defasamento, assim como na associação série, torna-se menor que 90° .

Figura 30 – Gráfico da tensão de V_{ZX} e $V_{R1} - Z_X$: RC paralelo



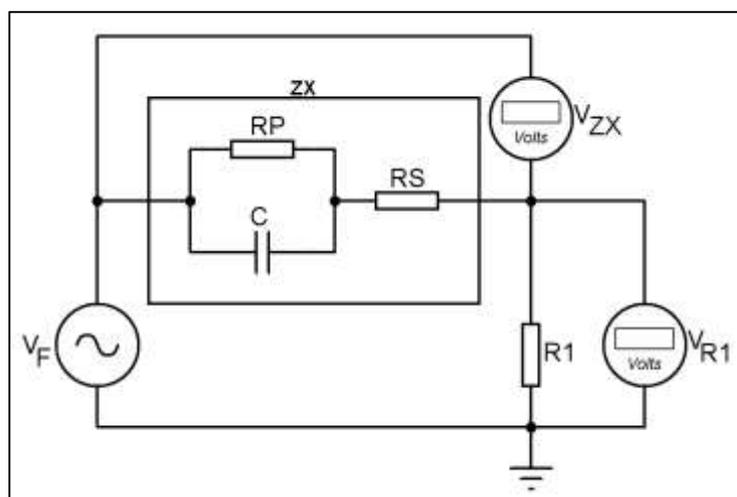
Fonte: Do Autor, 2016

3.2.3.5 Circuito misto – resistor e capacitor

No circuito misto, considera-se que há uma resistência de baixo valor em série com o capacitor e outra, de valor elevado, em paralelo, com mostrado no circuito de teste da figura 31. A impedância é calculada pela equação 23.

$$Z = R_S + \frac{R_P}{1 + (\omega R_S P C)^2} - \frac{\omega R_P^2 C}{1 + (\omega R_P C)^2} j \quad (23)$$

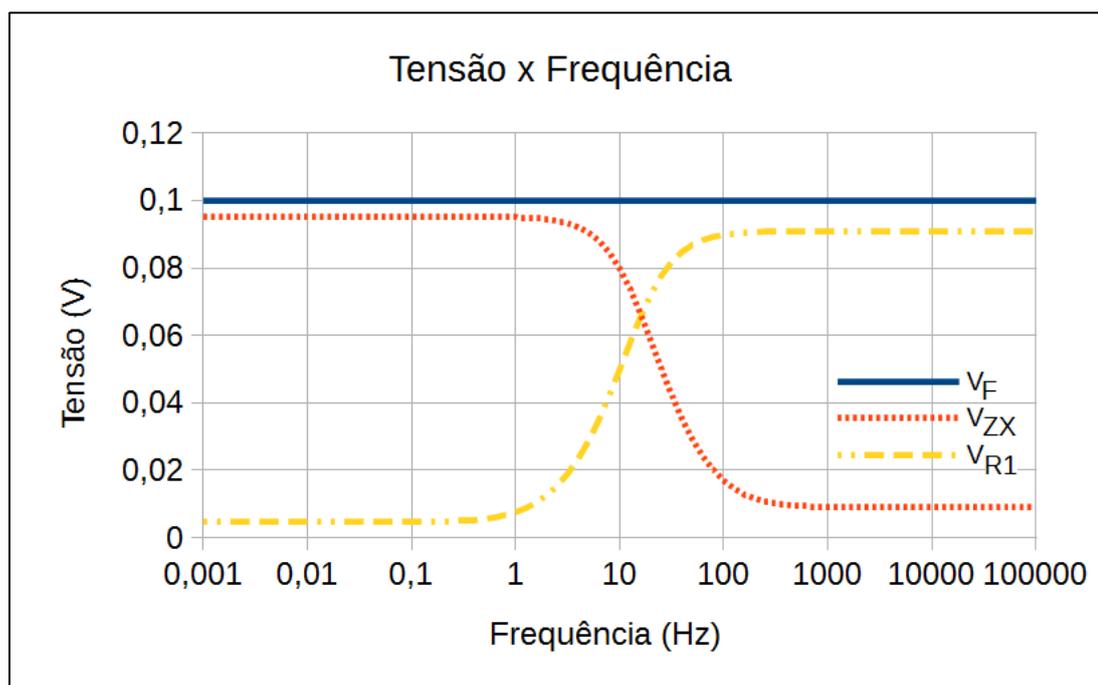
Figura 32 – Circuito em teste – Z_X : RC misto



Fonte: Do Autor, 2016

A figura 32 mostra o comportamento da tensão sobre o circuito em teste. No gráfico, é possível observar que os dois efeitos presentes na associação série e paralelo, ou seja, a tensão máxima sobre o capacitor não atinge 100% da tensão da fonte e, quando a frequência aplicada ao capacitor é elevada, a tensão não chega a 0V. Os dois efeitos indicam a presença de ESR (resistência série) e EPR (resistência paralela) na composição da impedância complexa do capacitor.

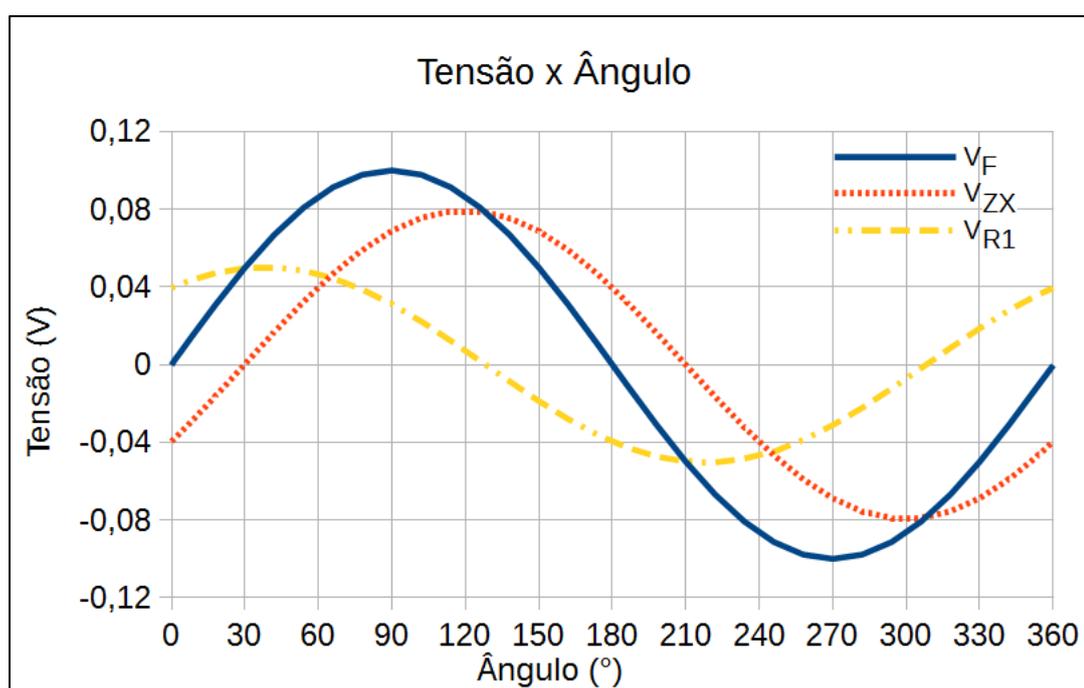
Figura 31 – Gráfico da varredura das frequências – Z_X : RC misto



Fonte: Do Autor, 2016

O gráfico da figura 33 apresenta o defasamento entre as quedas de tensão da impedância em teste e do resistor de referência, observa-se que a diferença angular entre as tensões é menor que 90° em função da existência das resistências parasitas ESR e EPR. A partir da análise dos coeficientes angulares e das atenuações das tensões sobre os componentes do circuito em teste obtém-se os valores de ESR e EPR.

Figura 33 – Gráfico da tensão de V_{ZX} e $V_{R1} - Z_X$: RC misto



Fonte: Do Autor

O método escolhido para a análise da impedância em teste, neste trabalho, foi a espectrometria por varredura de frequência. A variação de frequência pode ser selecionada de 0,001Hz a 100kHz. A tensão aplicada ao sistema é de, aproximadamente $0,1V_{RMS}$. A faixa de frequência foi definida em função da capacidade de medida da capacitância a ser testada, que pode variar de 100nF a 50F e, a tensão, foi determinada de modo que a corrente fosse suficiente para a realização dos testes sem que houvesse grande dissipação de energia pelo resistor de referência, que pode variar de 1Ω a $100k\Omega$. Com o método escolhido pode-se conhecer, como demonstrado nas simulações anteriores, o comportamento do capacitor confeccionado no LFFPP, permitindo, assim, conhecer as propriedades elétricas dos materiais empregados na sua composição.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Tendo em vista que a melhor opção para a medição de capacitância é por espectrometria de impedância, optou-se pelo desenvolvimento de um equipamento de baixo valor, visto que os equipamentos disponíveis no mercado têm custo elevado em função do grande número de funcionalidades disponibilizadas. Como exemplo, pode-se citar o equipamento fabricado pela Solartron, modelo 1260A, seminovo, cujo valor gira em torno de R\$ 55.000,00 [18]. Embora de baixo custo, o equipamento desenvolvido tem a capacidade de atender as necessidades atuais do laboratório que é determinar as características elétricas de capacitores eletroquímicos produzidos no LFFPP com grafeno e outras nanoestruturas. Como o que será necessário obter nas pesquisas do LFFPP é a capacitância específica (cujos valores podem ser de 1 a 1000 F/kg), a configuração projetada atende de forma satisfatória o que se espera medir.

O gerador de senoides tem grande importância no projeto pois tem ampla faixa de trabalho, de 1mH a 100kHz, e manter estável a frequência selecionada dentro de todo o espectro. O circuito selecionado para esta tarefa é um DDS - Sintetizador Digital Direto [18]. Entretanto, a onda senoidal gerada por este componente não é simétrica no eixo Y, ou seja, não possui semiciclo positivo e negativo com potencial igual em módulo. A correção de simetria foi obtida através de circuitos compostos por amplificadores operacionais.

Uma vez gerada a senoide é necessário amostrá-la e convertê-la em sinal digital para o processamento. Este trabalho fica sob a responsabilidade de um microcontrolador, PIC24FJ64GA004, de 16 bits, que processa em, até, 16MIPS (milhões de instruções por segundo) com frequência de 32MHz [32].

Devido à grande quantidade de dados lidos pelo conversor analógico digital e cálculos necessários para determinar a frequência do DDS, o defasamento angular entre as tensões, a reatância e por consequência a capacitância, decidiu-se separar o processamento. O microcontrolador tem a função de ajustar as frequências geradas pelo DDS, controlar o intervalo de amostragem e captura de dados e de transmiti-los para um microcomputador via interface USB. No microcomputador, um programa dedicado recebe os dados, processa as informações e fornece o resultado do processamento: as características do capacitor em teste. O programa do

microcomputador também realiza os ajustes na interface de aquisição de dados e na partida e parada do processo de análise de impedância.

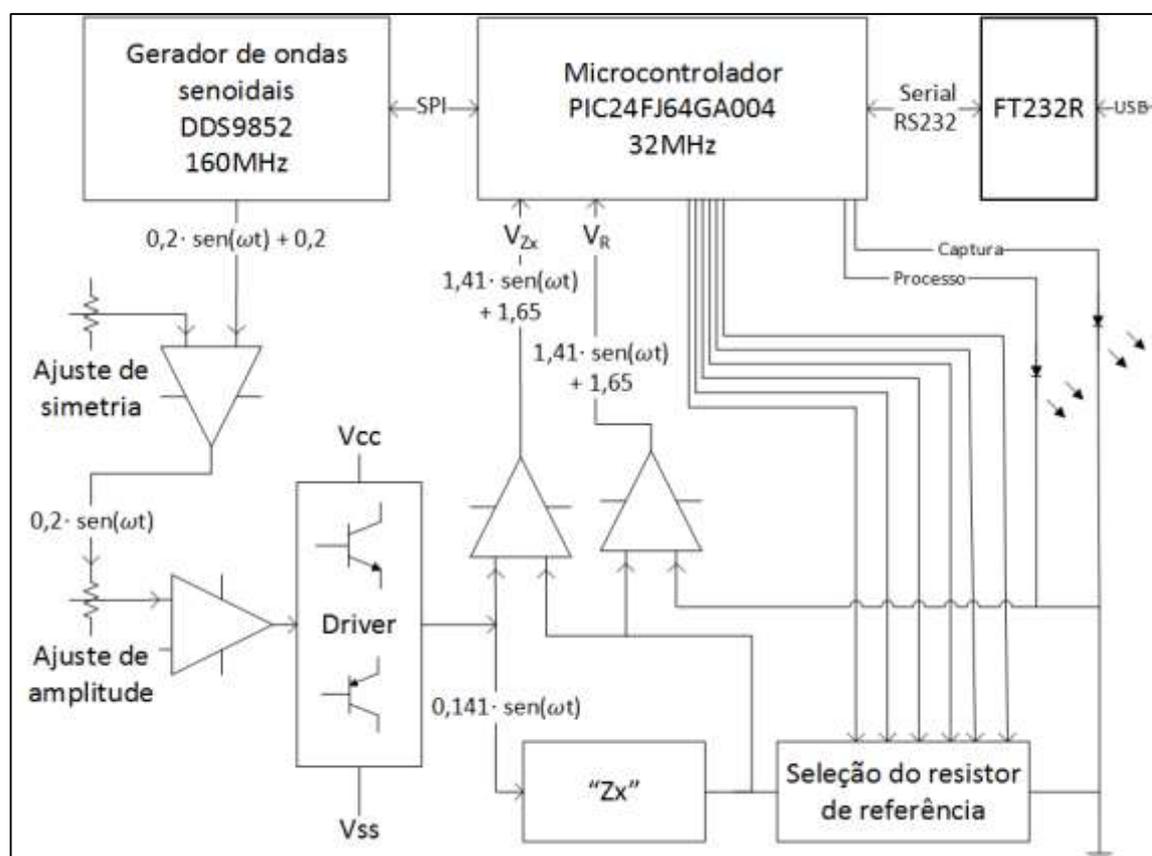
4.1 INTERFACE DE AQUISIÇÃO DE DADOS

O circuito para medição de capacitância por espectrometria de impedância foi desenvolvido para trabalhar com as seguintes especificações:

- Frequência de trabalho: de 1MHz a 100kHz;
- Faixa de medição: de 100nF a 50F;
- Tensão aplicada ao capacitor: 0,1V_{RMS}.

A figura 34 mostra o diagrama em blocos da interface de aquisição de dados desenvolvida, com a identificação dos elementos principais do espectrômetro de impedância.

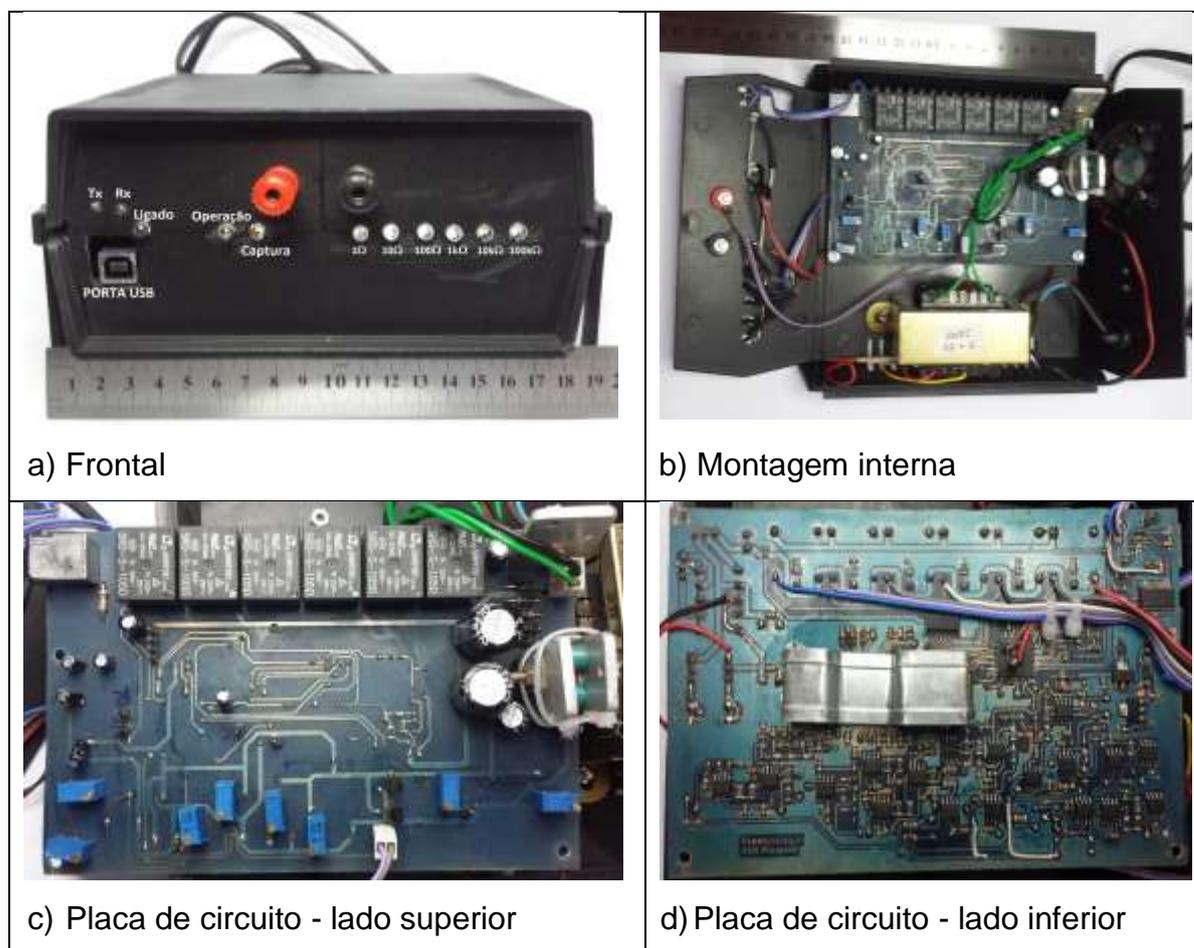
Figura 34 – Diagrama em blocos da interface física



Fonte: Do Autor, 2016

O equipamento montado é mostrado na figura 35. A foto 35a mostra o frontal do equipamento, com os indicadores visuais dos estados de operação, de seleção do resistor de referência e de comunicação. Na figura 35b tem-se a visualização da montagem interna é possível observar os componentes que compõem o medidor: placa de circuito e o transformador de alimentação. A placa de circuito é do tipo de dupla face, onde são montados componentes dos dois lados. O lado superior é mostrado na figura 35c, onde estão os componentes PTH (*pin through hole*), ou seja, componentes montados através de furos de fixação e na figura 35d tem-se o lado inferior da placa, onde foram montados os componentes SMD (*surface mounted device*), ou seja, componentes montados diretamente na superfície da placa.

Figura 35 – Fotos do equipamento



Fonte: Do Autor, 2016

Para melhor compreensão do funcionamento do equipamento, cada bloco da interface de aquisição de dados será detalhado nas próximas seções, bem como os programas do microcontrolador e do microcomputador.

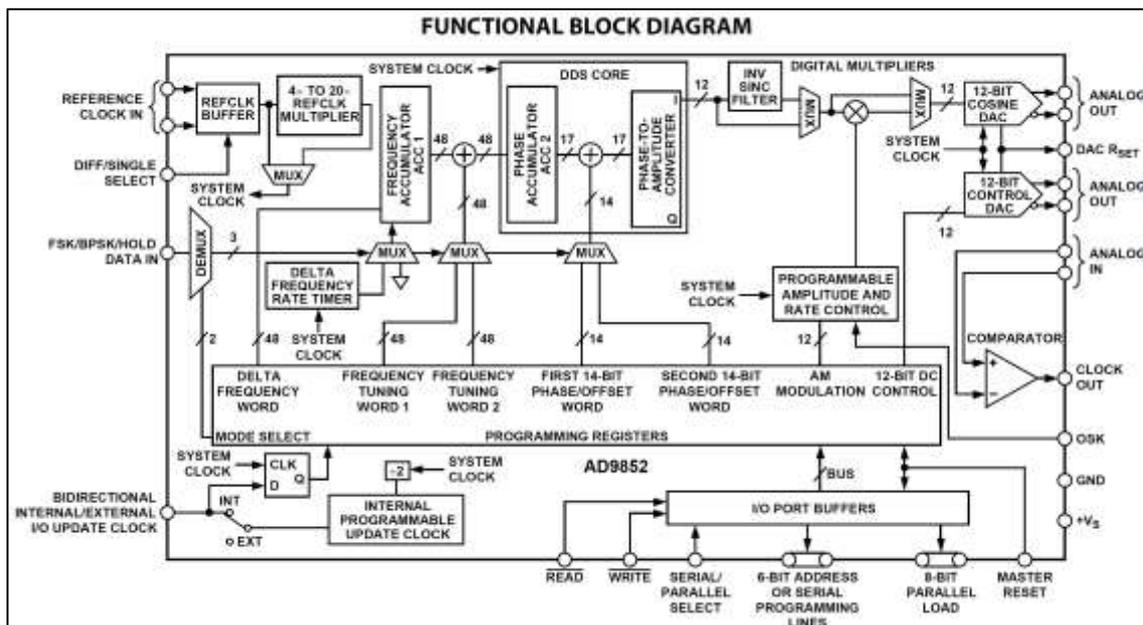
4.1.1 DDS AD9852 – Sintetizador digital sinais

O circuito integrado AD9852 é fabricado pela Analog Devices e é um sintetizador digital de sinal com ampla faixa de utilização. Segundo sua folha de dados (*datasheet*) [19], fornecida pelo fabricante, as aplicações indicadas são:

- Sintetizador de frequência;
- Gerador de pulsos programável;
- Pulsador FM (modulação em frequência) para sistemas de varredura e radar;
- Equipamentos de teste e medição;
- Excitador de RF (radiofrequência) amador e comercial.

A figura 36 mostra o diagrama de blocos funcional do dispositivo e pode-se perceber a complexidade do AD9852 pela quantidade de blocos internos.

Figura 36 – Diagrama em blocos do AD9852



Fonte: [19]

De acordo com o fabricante, as funções básicas do AD9852 são [19]:

- Gerar onda senoidal, triangular ou quadrada;
- Operar em AM (modulação em amplitude), PSK (modulação por chaveamento de fase), BPSK (modulação por chaveamento binária de fase), chirp (pulsador FM – modulação em frequência) ou FSK (modulação por chaveamento de frequência).

A figura 37 mostra o encapsulamento TQFP do AD9852. O circuito integrado possui 80 pinos e têm as seguintes dimensões físicas: 14,0 x 16,0 x 1,6 mm (largura, comprimento e altura).

Figura 37 – Encapsulamento TQFP do AD9852



Fonte: https://wiki.electroniciens.cnrs.fr/index.php/Le_groupe_DDS

O AD9852 pode gerar frequências que variam de 1μHz até 150MHz. A tecnologia usada é DDS – *Direct Digital Synthesizer*, acoplada com conversor digital analógico de alta velocidade. A frequência da onda gerada é obtida através da equação 24 [19].

$$FTW = \frac{(FSD \times 2^{48})}{SYSCLK} \quad (24)$$

onde:

- FTW = palavra de sintonia de frequência, número decimal inteiro;
- FSD = frequência de saída desejada, em Hz;
- SYSCLK = frequência de operação do sistema, em Hz (máximo 300MHz);

Neste trabalho, optou-se por usar SYSCLK com frequência de 160MHz, pois já é suficiente para atingir a faixa de frequências desejadas e, também, para evitar o uso de encapsulamento especial, devido a elevada dissipação térmica do componente. O AD9852 pode operar em cinco modos diferentes [19]:

- Frequência única;
- Modulação por deslocamento de frequência (FSK);

- Modulação por deslocamento de frequência com rampa (Ramped FSK);
- FM pulsado (chirp);
- Modulação por deslocamento de fase binária (BPSK).

O modo de operação selecionado para o equipamento desenvolvido é o de “frequência única”. Neste modo a frequência de saída é constante para o valor definido, e pode ser alterado mediante o envio de novos parâmetros de operação.

Para alterar a frequência, o microcontrolador deve enviar ao AD9852 uma série de comandos para reescrever os registros internos de configuração. A comunicação do microcontrolador com o AD9852, que faz a atualização dos registros internos, é feita por via serial SPI, a 3 fios. O sinal de saída do AD9852 pode ser ajustado para onda senoidal, triangular ou quadrada. A opção selecionada foi a senoidal, porém, o sinal é deslocado no eixo Y, ou seja, está acima de 0V, possui apenas tensão positiva. A amplitude máxima deste sinal é de $0,4V_{PP}$ e é definido pelo fabricante conforme a equação 25 [19].

$$V(t) = 0,2 \cdot \sin(\omega t) + 0,2 \quad (25)$$

onde:

- $V(t)$ = tensão instantânea, em Volts;
- ω = frequência angular ($2\pi f$);
- t = tempo, em segundos;

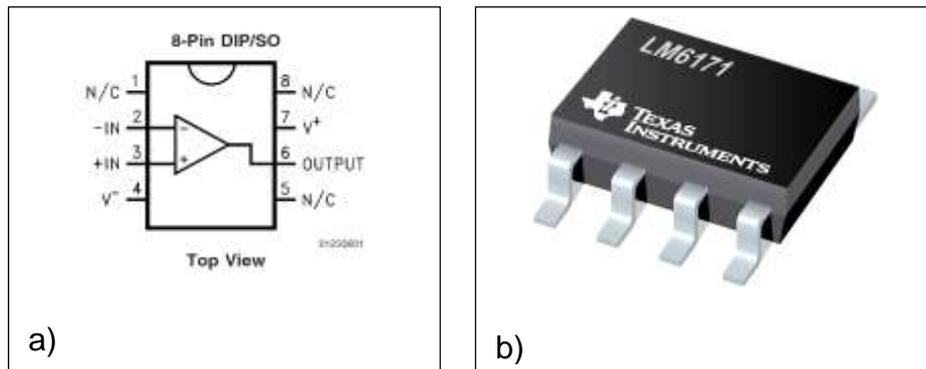
A faixa de frequências selecionadas para o espectrômetro vai de 1mHz a 100kHz, o que permite analisar a impedância de capacitores de 100nF a 50F.

4.1.2 Ajuste de simetria

Como citado na seção anterior, o sinal proveniente do DDS está deslocado para no eixo Y em 0,2V, então, têm-se apenas tensão positiva na sua saída. Para ajustar a simetria da onda senoidal e obter o semiciclo positivo de mesma amplitude que o negativo foi necessário o uso de amplificadores operacionais. O amplificador operacional utilizado tem banda passante elevada, da ordem de 100MHz para evitar perdas nas altas frequências. A banda passante determina a frequência onde o

amplificador tem ganho unitário, ou seja, a tensão de saída tem mesma amplitude da tensão de entrada. No equipamento desenvolvido é necessário amplificar sinais com frequência de 1mHz até 100kHz e com ganho maiores que o unitário, o que resulta na escolha de um amplificador operacional de elevada banda passante e o modelo escolhido foi o LM6171. A figura 38 mostra o diagrama de conexão e o encapsulamento do componente.

Figura 38 – Diagrama de conexão e encapsulamento do LM6171



Fonte: folha de dados (datasheet) do fabricante [12]

- a) Diagrama de conexão
- b) Encapsulamento (SO-08)

O circuito de simetria executa a equação 26 para o ajuste da onda senoidal. O valor de referência, V_{REF} , deve ser a metade do valor de pico da senoide fornecida pelo DDS. Porém, podem ocorrer pequenas variações devido a tolerância dos componentes eletrônicos. Estas variações podem ser corrigidas manualmente através de um ajuste fino feito por um resistor ajustável (*trimpot*) instalado no circuito eletrônico.

$$V_s(t) = V_{DDS}(t) - V_{REF} \quad (26)$$

onde:

- $V_s(t)$ = tensão de saída do corretor de simetria, em Volts;
- $V_{DDS}(t)$ = tensão de saída do gerador de onda senoidal, em Volts;
- V_{REF} = tensão de referência para correção de simetria, em Volts.

A tensão de referência, V_{REF} , deve ter estabilidade, independente das variações de temperatura, pois isto afetaria a simetria da onda senoidal. Para manter a tensão estável usou-se um regulador de precisão, LM336-2V5, mostrado na figura 39.

Figura 39 – Diagrama de conexão e encapsulamento do LM336-2V5

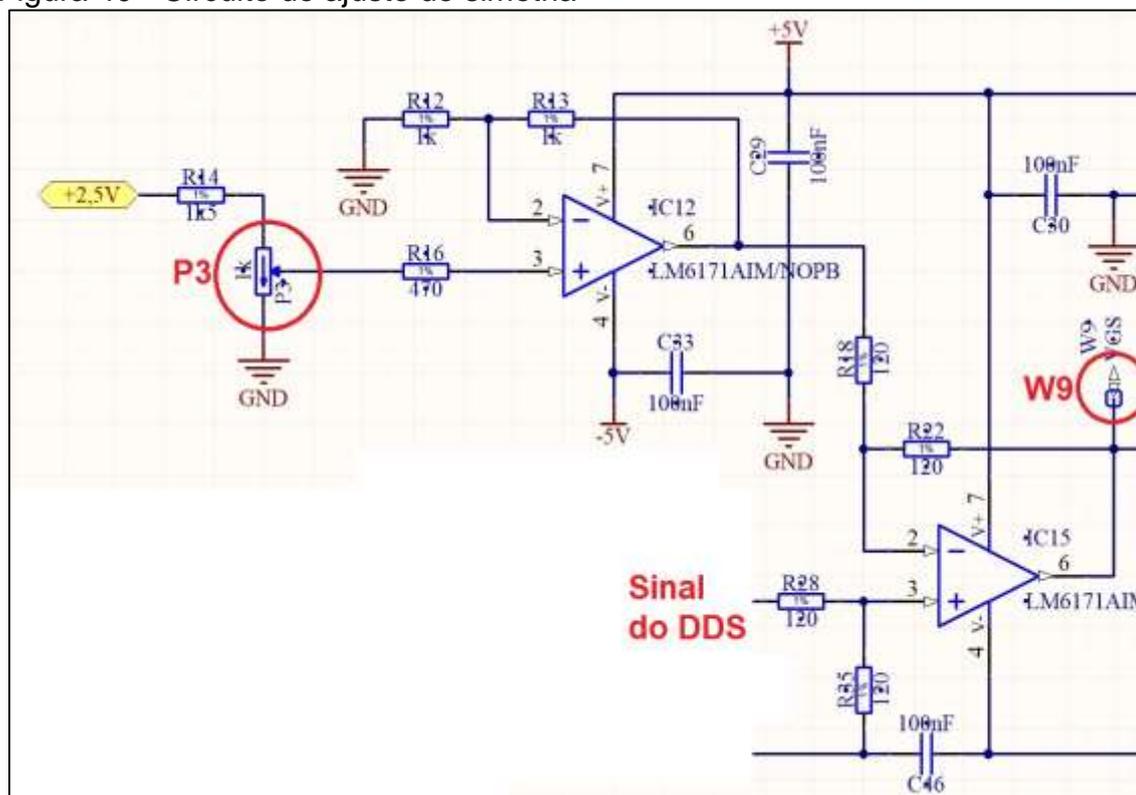


Fonte: folha de dados (datasheet) do fabricante [22]

- a) Diagrama de conexão
- b) Encapsulamento (SO-08)

Este componente mantém a tensão estável em 2,5V sobre os seus terminais a partir de uma fonte de tensão contínua de valor maior. Segundo a folha de dados [22] a variação de tensão é da ordem de 3,0mV em torno da tensão nominal de saída. O circuito final de correção de simetria é mostrado na figura 40.

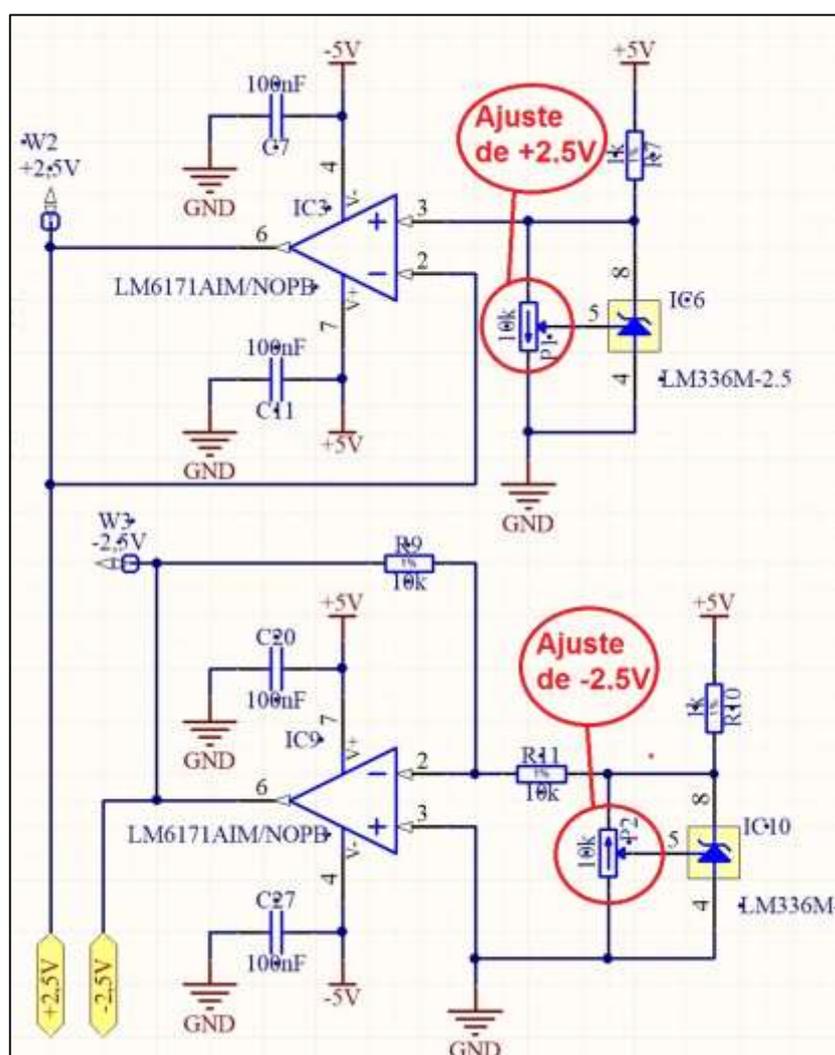
Figura 40 - Circuito de ajuste de simetria



Fonte: Do Autor, 2016

A onda senoidal proveniente do DDS é aplicada no IC15 e o ajuste de simetria é feito no resistor ajustável (*trimpot*) P3. O sinal de saída, já corrigido, é obtido no ponto de teste W9. A tensão de +2,5V é fornecida pelo regulador LM336-2V5 como mostrado na figura 41.

Figura 41 - Circuito regulador de precisão



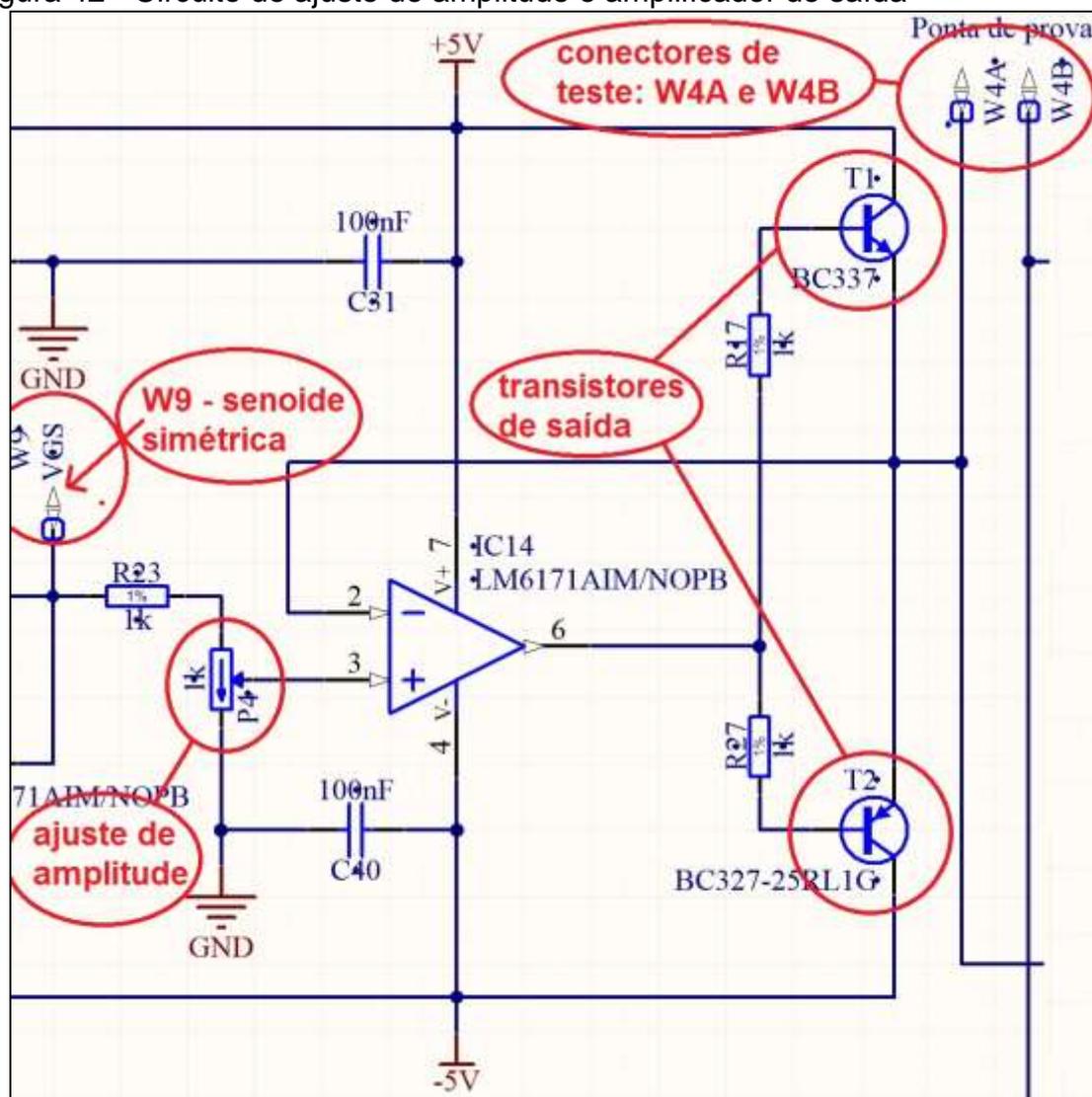
Fonte: Do Autor, 2016

4.1.3 Ajuste de amplitude e amplificador (driver) de saída

A corrente e a tensão fornecidas pelo circuito de ajuste de simetria não são suficientes para alimentar a impedância em teste, cujos valores que podem chegar a picos de 150mA. Então, torna-se necessário amplificar o sinal e o responsável por esta tarefa é o circuito de amplificação de saída, composto por um amplificador

operacional e um par de transistores complementares. Incluiu-se, também, um ajuste de amplitude na entrada do circuito amplificador e, assim, obter um ajuste fino no valor da tensão desejada, $100\text{mV}_{\text{RMS}}$. O circuito de ajuste de amplitude e amplificador de saída é mostrado na figura 42.

Figura 42 - Circuito de ajuste de amplitude e amplificador de saída



Fonte: Do Autor, 2016

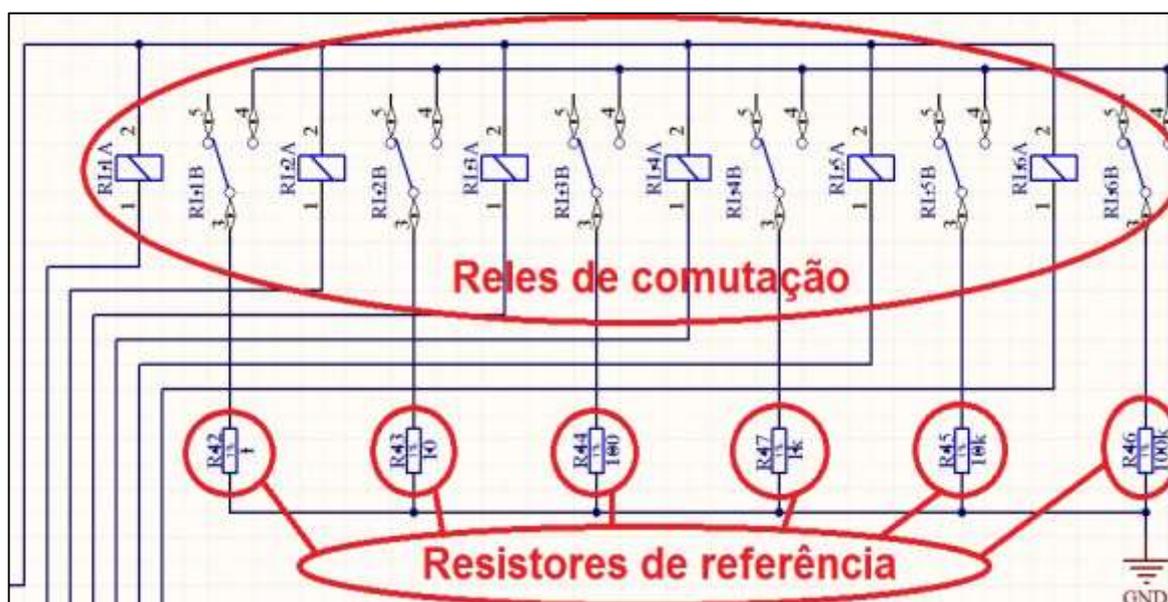
O sinal do ajuste de simetria, ponto W9, é aplicado no amplificador através do potenciômetro de ajuste de amplitude. A onda senoidal, aplicada na impedância em teste, é fornecida pelo par de transistores complementares T1 e T2. Os pontos W4A e W4B são os pontos onde o capacitor em teste deve ser conectado. No ponto de teste W4A é possível medir a tensão total aplicada ao componente em teste.

4.1.4 Seleção de resistência de referência

Para realizar o teste com o capacitor desconhecido é necessário medir a corrente que circula no circuito. A medição de corrente ocorre de maneira indireta, através da queda de tensão em um resistor de referência, ligado em série com o capacitor. Devido a ampla faixa de capacitância que pode ser testada, tornou-se necessário o uso de diversos valores de resistências para a análise da corrente circulante. Os valores usados são: 1 Ω , 10 Ω , 100 Ω , 1k Ω , 10k Ω e 100k Ω .

Os resistores são selecionados através da comutação de seis relés eletromecânicos. A opção do uso dos relés se deu pelo fato da resistência ôhmica de contato ser extremamente baixa, da ordem de 100m Ω , segundo a folha de dados do fabricante [23], e não introduzir nenhuma oposição à passagem da corrente alternada. O microcontrolador é responsável pelo acionamento do relé quando um comando é enviado pelo programa instalado no microcomputador, fica a cargo do usuário selecionar o melhor relé para o teste em execução. A figura 43 mostra o circuito de acionamento dos relés.

Figura 43 - Circuito de seleção das resistências



Fonte: Do Autor, 2016

4.1.5 Amplificador da tensão do capacitor e do resistor de referência

As tensões medidas sobre o capacitor e o resistor de referência devem ser condicionadas para posterior leitura pelo microcontrolador, responsável pela aquisição dos dados. O amplificador usado para esta tarefa deve ter alta impedância de entrada para não interferir na medição das tensões.

A tensão sobre o capacitor é medida por um amplificador para instrumentação pois o capacitor não está conectado à referência 0V e é necessário medir tensões diferenciais entre os seus terminais. A maior queda de tensão sobre o capacitor é de, aproximadamente, 0,282V_{PP}. O ganho de tensão do amplificador para instrumentação é igual a 5, fazendo com que a faixa de tensão na sua saída seja de 1,41V_{PP}, fornecendo uma tensão máxima de +0,707Volts e a mínima de -0,707Volts.

Na saída do amplificador para instrumentação é realizada uma nova amplificação do sinal senoidal, com ganho igual a 2, totalizando um ganho total de 10 no sinal de tensão lido sobre o capacitor. Desta forma, obtém-se uma excursão final de 2,82V_{PP} na tensão lida sobre o capacitor, com pico positivo máximo de 1,41V e negativo de -1,41V. Para garantir a simetria na amplificação, adicionou-se um resistor ajustável para correção de erros de zero, chamado de ajuste de “*off-set*”. A faixa de variação de tensão, 2,82 V_{PP}, foi definida em função da faixa de leitura do conversor analógico digital do microcontrolador, que opera com variação de 3,3V[14]. Optou-se por trabalhar com um valor abaixo do máximo, 3,3V, para evitar saturação dos sinais lidos, desta forma, há uma banda de guarda de 0,48V (+0,24V e -0,24V) que não permite que o valor lido atinja os limites inferior e superior do conversor analógico digital.

Entretanto, o microcontrolador não aceita tensões negativas em sua entrada pois a faixa de tensão de trabalho é de 0 a 3,3V. Torna-se necessário condicionar o sinal simétrico para a variação de 0 a 3,3V. Outro grupo de amplificadores operacionais realiza a tarefa de deslocar a onda senoidal simétrica no eixo Y, posicionando o zero da senoide em 1,65V. O resultado é obtido através da equação 27, onde uma tensão de referência de -1,65 Volts, gerada a partir de uma tensão de 2,5V, é subtraída da senoide simétrica.

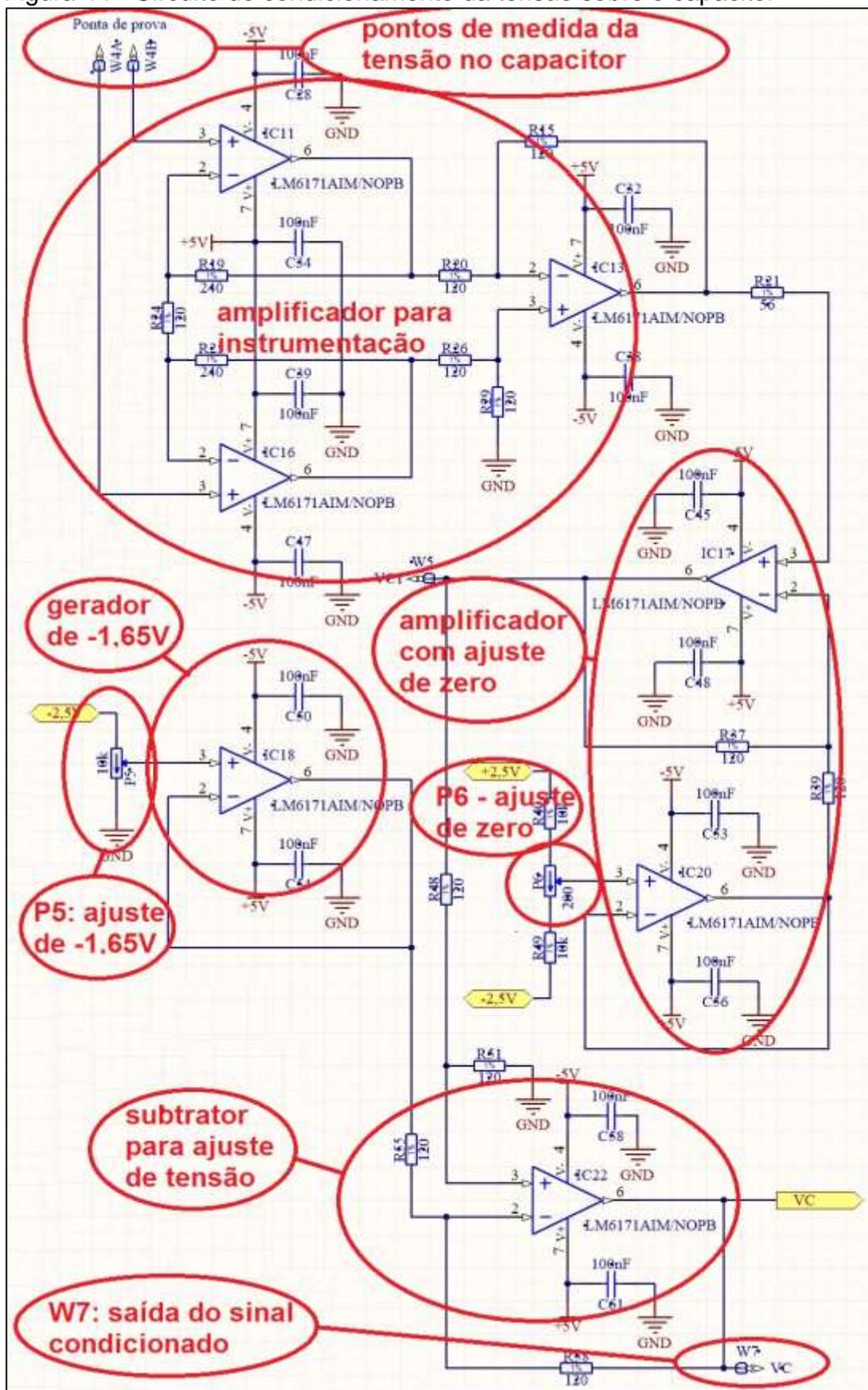
$$V_C(t) = 10V_{Cx}(t) - V_{REF} \quad (27)$$

onde:

- $V_C(t)$ = queda de tensão no capacitor corrigida para a faixa do microcontrolador, entre 0 a 3,3 Volts, em Volts;
- $V_{Cx}(t)$ = queda de tensão no capacitor, entre +0,141 e -0,141 Volts, em Volts;
- V_{REF} = tensão de referência para condicionamento do sinal para o microcontrolador, igual a -1,65 Volts e definido em função das características o microcontrolador.

A figura 44 mostra o circuito de condicionamento de tensão sobre o capacitor. Os pontos de medição da tensão no capacitor são W4A e W4B. A tensão medida é aplicada a um amplificador para instrumentação formado pelos amplificadores operacionais IC11, IC16 e IC13. O sinal de saída do amplificador para instrumentação é novamente amplificado por IC17, com correção de zero (“*off-set*”) feito por IC20 através do resistor ajustável P6. Finalmente, o sinal é deslocado no eixo Y com a subtração de -1,65V, para ajustá-lo na faixa de 0 a 3,3V com citado anteriormente, feito pelo circuito subtrator formado por IC22. O IC18 fornece a tensão de -1,65V, ajustável através do resistor P5. O sinal, já condicionado, pode ser medido no ponto de teste W7.

Figura 44 - Circuito de condicionamento da tensão sobre o capacitor



Fonte: Do Autor, 2016

4.1.6 Amplificador da tensão do resistor de referência

A medição da queda de tensão no resistor de referência é feita de modo similar ao do capacitor. Um amplificador, com alta impedância de entrada, mede a queda de tensão sobre o resistor. Neste caso, usou-se um amplificador não inversor pois um dos pontos de medida está conectado ao 0V, referência de tensão, não sendo necessário o uso do amplificador para instrumentação. O ganho do amplificador primário, IC19, é igual a 10, para manter a mesma relação de tensão entre os componentes. Similar ao que ocorre com a tensão do circuito do capacitor, a tensão sobre o resistor é deslocada no eixo Y para obter apenas valores positivos. O deslocamento é feito através da adição do valor referência de -1,65V, conforme mostrado na equação 28.

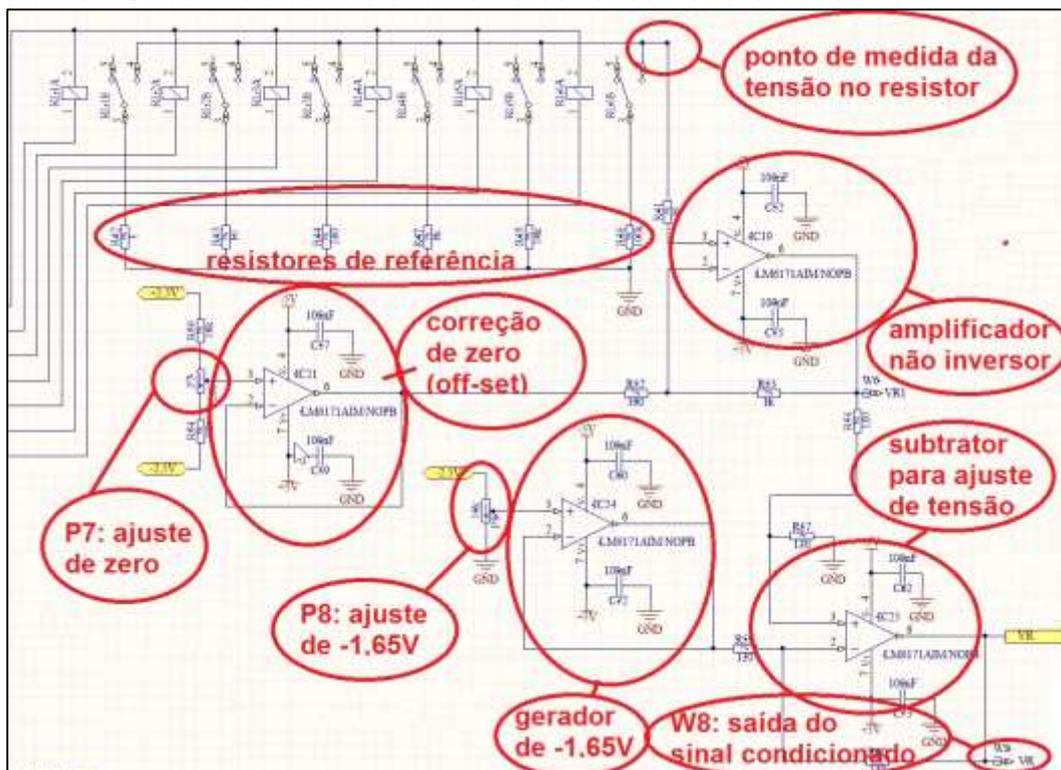
$$V_R(t) = 10V_{Rx}(t) - V_{REF} \quad (28)$$

onde:

- $V_R(t)$ = queda de tensão no resistor, em Volts;
- $V_{Rx}(t)$ = queda de tensão no resistor, entre +0,141 e -0,141 Volts, em Volts;
- V_{REF} = tensão de referência.

A figura 45 mostra o circuito de condicionamento de tensão sobre o resistor, onde estão destacados os blocos de cada circuito amplificador envolvido no condicionamento da tensão do resistor. Como os processos são semelhantes, existem dois ajustes no circuito de condicionamento da tensão medida sobre o resistor, P7 e P8. O resistor ajustável P7 é usado para garantir a simetria da tensão lida sobre o resistor, compensando eventuais erros de amplificação e o P8 é usado para deslocar a onda senoidal para o novo zero do eixo Y, 1,65V.

Figura 45 - Circuito de condicionamento da tensão sobre o resistor



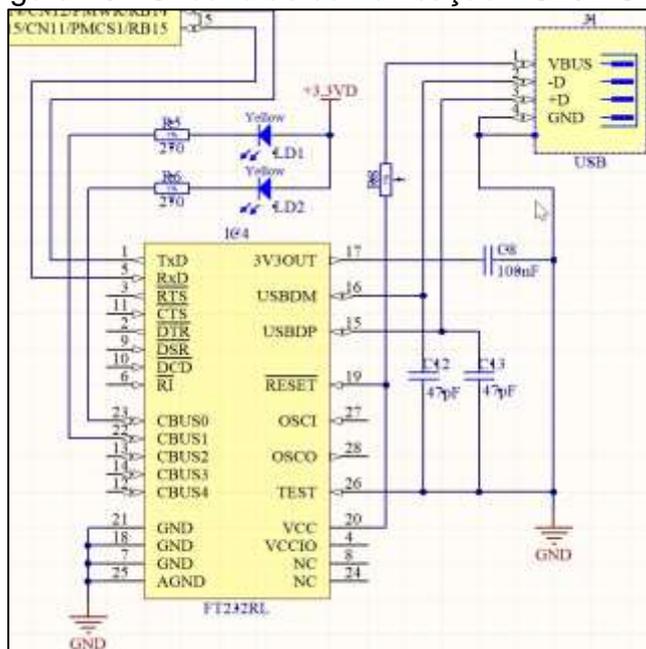
Fonte: Do Autor, 2016

4.1.7 Conversor RS232-USB

A comunicação entre o computador e a interface de aquisição de dados é feita via USB (Universal Serial Bus) com o uso do circuito de comunicação FT232R [24], que recebe sinal serial, padrão RS232, oriundo do microcontrolador, e converte em USB, porta usada no microcomputador. O componente foi escolhido em função da facilidade de uso e pela pequena quantidade de componentes externos.

A interface RS232-USB é mostrado na figura 46. O circuito base usado no projeto é dado pelo próprio fabricante do componente. O uso da interface é simplificado e é necessário instalar o programa apropriado no microcomputador para que a comunicação se estabeleça. O programa é disponibilizado no site do fabricante do componente: www.ftdichip.com.

Figura 46 - Circuito de comunicação RS232-USB



Fonte: Do Autor, 2016

4.1.8 Microcontrolador

O gerenciamento do gerador de ondas senoidais AD9852, a seleção da resistência de referência, a captura de dados e posterior transmissão para o programa do computador fica a cargo do microcontrolador PIC24FJ64GA004. Os comandos são enviados pelo microcomputador e executados pelo microcontrolador.

O microcontrolador PIC24FJ64GA004 é fabricado pela MICROCHIP (www.microchip.com) e foi escolhido para o projeto em função da velocidade de processamento, a capacidade de conversão analógica digital de alta velocidade. A figura 47 mostra o encapsulamento do microcontrolador.

Figura 47 – PIC24FJ64GA004



Fonte: www.microchip.com

As principais características do microcontrolador PIC24FJ64GA004 são [20]:

- processamento até 16MPIS (milhões de instruções por segundo) a 32MHz;
- memória de programa com capacidade de 64kBytes;
- memória de dados com capacidade de 8kBytes;
- 26 pinos de entrada/saída remapeáveis;
- 5 temporizadores de 16 bits;
- 5 entradas de captura de pulso;
- 5 saídas de modulação de largura de pulso;
- 2 portas de comunicação serial tipo UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*);
- 2 portas de comunicação serial tipo SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 2 portas de comunicação serial tipo I2C (*Inter-Integrated Circuit*);
- 13 canais de conversão analógica digital com resolução de 10 bits;
- 2 comparadores de tensão analógica;
- Gerador de pulsos (*clock*) para processador integrado ao dispositivo.

O circuito de aquisição de dados requer uma taxa elevada de processamento, então, optou-se pela frequência máxima de operação do microcontrolador, 32MHz, o que determina uma taxa de processamento de 16MIPS (milhões de instruções por segundo). Os pulsos de sincronização (*clock*), são gerados internamente por um circuito RC de alta velocidade. O microcontrolador também é responsável por fornecer os pulsos para operação do DDS, com frequência de 16MHz.

A conversão analógica digital dos sinais de tensão oriundos do capacitor e do resistor opera com o intervalo de 0 a 3,3V e a resolução do sinal é de 10 bits, ou seja, 1024 pontos na faixa de tensão definida. Desta forma, a relação de tensão é de, aproximadamente, 3mV por bit.

A frequência de amostragem é ajustada em função da frequência do sinal senoidal fornecida pelo DDS. Para frequências senoidais até 2kHz a frequência de amostragem é dada pela equação 29.

$$f_A = 100f_S \quad (29)$$

onde:

- f_A = frequência de amostragem, em Hertz;
- f_S = frequência do sinal gerado, em Hertz.

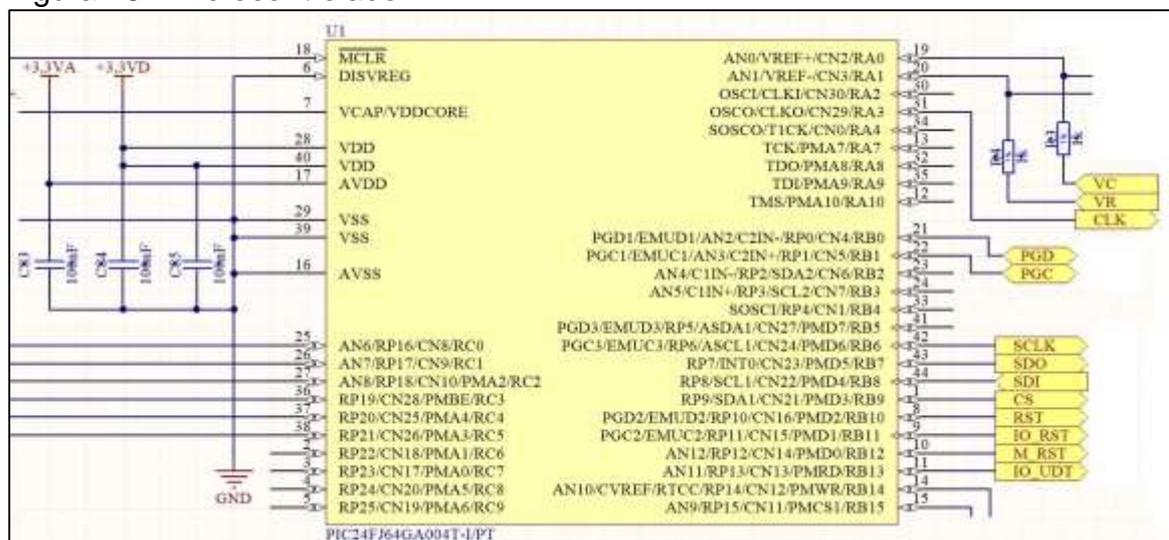
São amostrados 100 pontos por período da senoide. O grande número de amostras permite obter maiores detalhes da tensão medida, o que permite maior precisão na análise do deslocamento angular das senoídes e, conseqüentemente, resultados mais próximos do valor real. São coletados, no total, 500 amostras por análise, ou seja, 5 ciclos completos da senoide.

Quando a frequência gerada for superior a 2kHz a frequência de amostragem passa a ser o valor máximo que o microcontrolador consegue operar, 200kS/s (amostras por segundo). Com esta taxa de amostragem a uma redução no número de amostras por ciclo. No entanto, o número total de amostras continua em 500 o que permite analisar um maior número de ciclos das senoídes de frequências mais altas.

O programa embarcado na interface pode ser carregado diretamente na placa de controle através uma conexão denominada de ICSP – In Circuit Serial Programming – Programação serial no circuito, o que facilita a atualização do software [20].

A alimentação do microcontrolador é fornecida por duas tensões reguladas de 3,3V, uma alimenta a parte digital e a outra a analógica. A figura 48 mostra o microcontrolador no circuito da interface, com as devidas conexões.

Figura 48 - Microcontrolador



Fonte: Do Autor, 2016

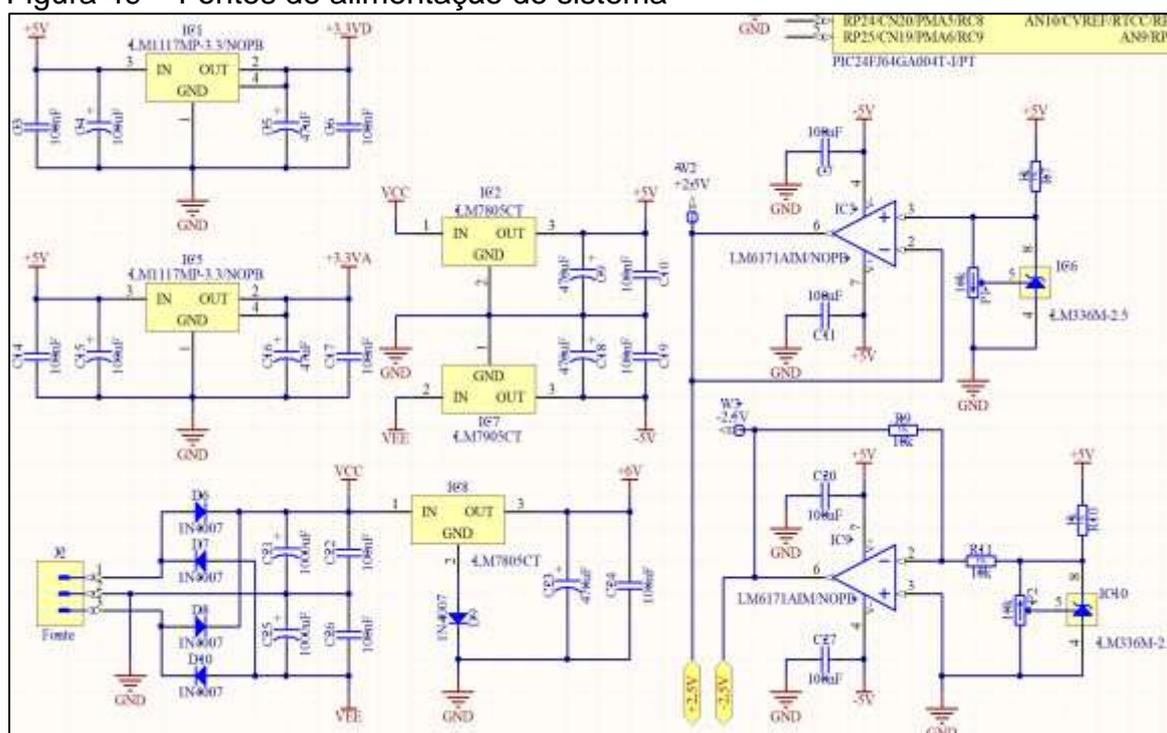
4.1.9 Fontes de alimentação

A interface trabalha com diversas fontes de tensão, todas elas originadas a partir da tensão alternada da rede elétrica. Para alimentar todo o sistema usou-se as seguintes fontes de tensão reguladas:

- +6V: alimentação dos relés de comutação de resistores;
- +5V e -5V: alimentação dos amplificadores operacionais;
- +3,3V: alimentação da parte digital do microcontrolador e do AD9852 (DDS);
- +3,3V: alimentação da parte analógica do microcontrolador e do AD9852(DDS);
- +2,5V e -2,5V: tensão de referência de precisão usada para calibrar os condicionadores de sinal.

A alimentação dos reguladores de tensão é obtida a partir de um transformador abaixador de 127/220V para 6+6V com capacidade de corrente de, até, 2A. O secundário do transformador é aplicado a um retificador de onda completa que converte a tensão alternada em contínua e, logo depois, há uma série de filtro para minimizar a ondulação da tensão retificada. A figura 49 mostra o circuito de retificação e os reguladores de tensão usado na interface.

Figura 49 – Fontes de alimentação do sistema



Fonte: Do Autor, 2016

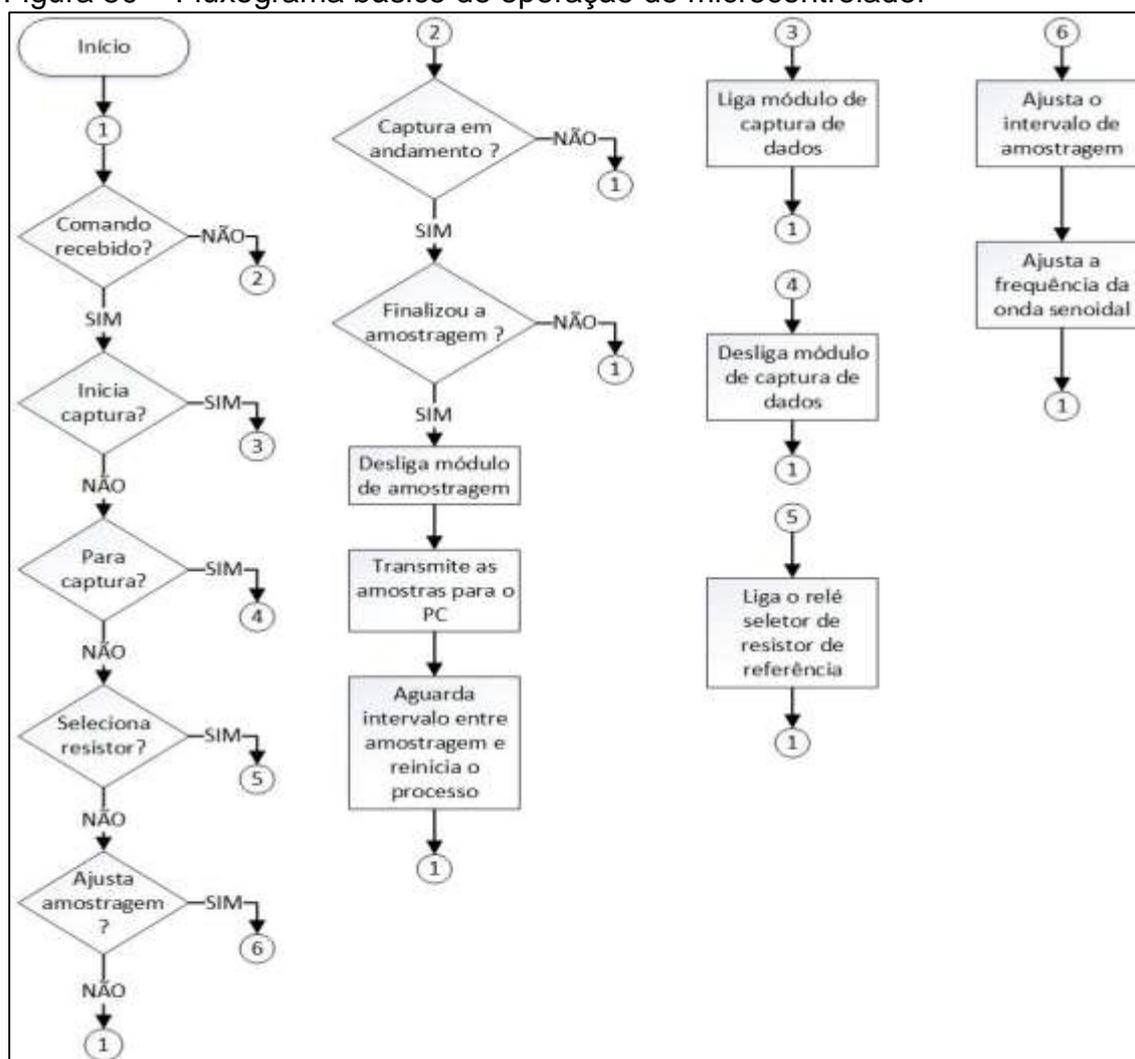
4.1.10 Programa do microcontrolador

O programa do microcontrolador foi escrito na Linguagem C e o compilador usado foi o MikroC PRO for dsPIC, versão 6.2. A função do programa consiste em receber os comandos do microcomputador e executá-los, objetivando a captura de dados, tensão no capacitor e no resistor, e transmiti-los para posterior análise.

A captura de dados tem intervalos diferenciados, em função da frequência da onda senoidal aplicada sobre o circuito em teste e pode variar de 10s a 5 μ s. O controle de intervalo de amostragem é feito através dos temporizadores TIMER2 e TIMER3. A cada momento de captura são coletadas 500 amostras de cada uma das variáveis de entrada: tensão no capacitor e no resistor. Estes valores são armazenados no microcontrolador e, ao final da amostragem, transmitidas ao PC. A quantidade de amostras é suficiente para analisar os parâmetros do capacitor em teste.

Após a captura do pacote de dados, o microcontrolador repete o processo, caso não seja recebido nenhum comando para alteração de frequência. Dessa forma, a interface de captura de dados opera com dispositivo escravo e, necessita dos comandos enviados pelo microcomputador para a continuidade do processo de análise de espectrometria. O fluxograma da figura 50 demonstra, resumidamente, o funcionamento do programa do microcontrolador.

Figura 50 – Fluxograma básico de operação do microcontrolador



Fonte: Do Autor, 2016

4.1.11 Programa do microcomputador

A análise dos dados e o cálculo das características do capacitor ficou sob a responsabilidade do programa instalado no microcomputador. Esta decisão foi tomada com a intenção de reduzir o processamento no microcontrolador.

O programa do microcomputador foi escrito em Linguagem C++ e utilizou-se Borland C++ Builder, versão 6. A interface gráfica permite fácil manuseio e automatiza todo o processo de análise do capacitor em teste. O sistema pode ser usado em qualquer computador que possua porta USB e tenha, como sistema operacional, o

Windows, a partir da versão XP. Também é necessário instalar o driver da interface USB – Porta Serial Virtual (VCP) – fornecido pela FTDI [24].

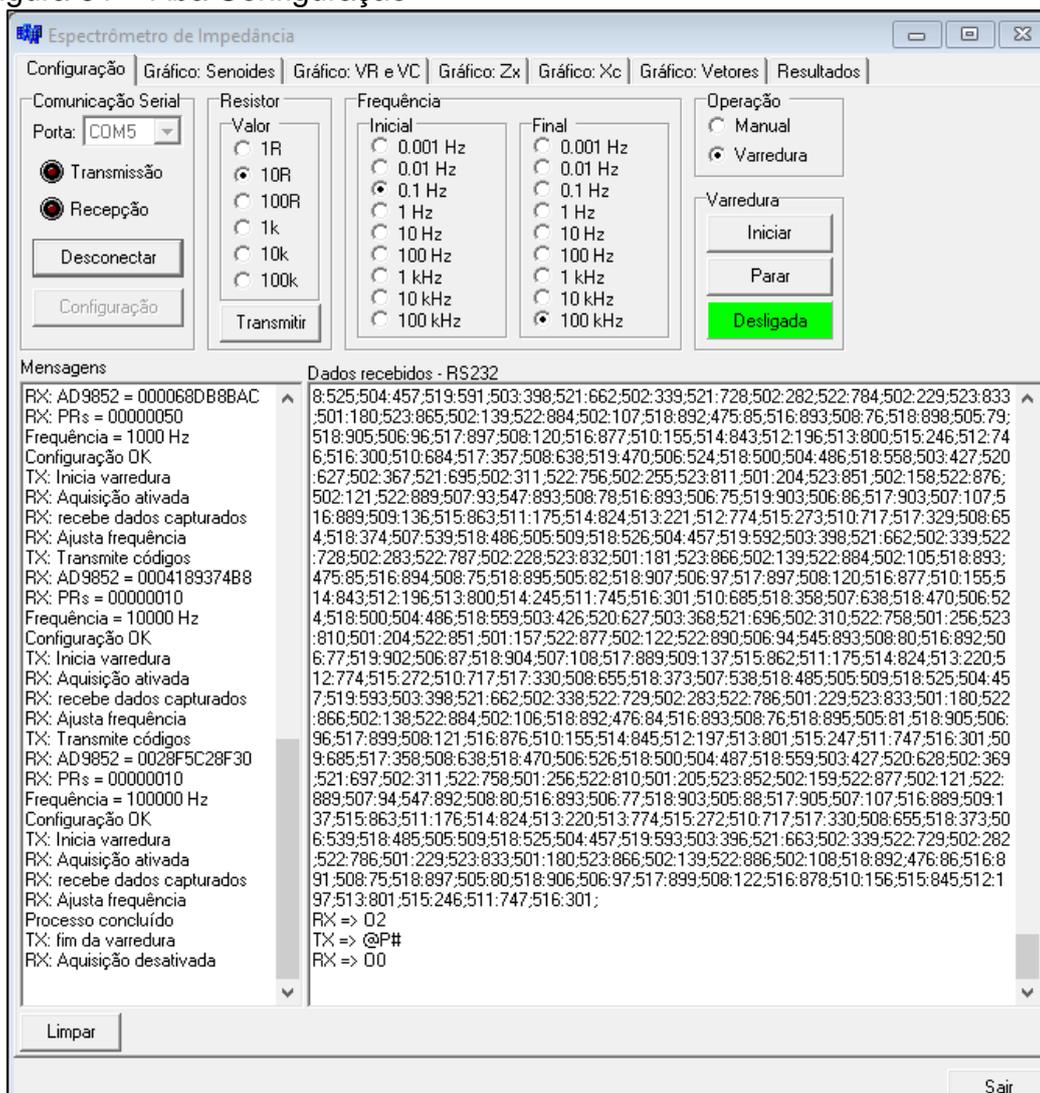
A interface foi dividida em várias telas, selecionadas por abas posicionadas na parte superior da janela do programa. Cada aba possui uma funcionalidade distinta e pode ser selecionada pelo operador/usuário. A seguir é descrito a funcionalidade de cada aba.

4.1.11.1 Aba Configuração

A aba Configuração, figura 51, permite ao usuário configurar a comunicação do computador com a interface de aquisição de dados e, também, definir o método de trabalho além das frequências de trabalho. A seguir tem-se a lista de todos os itens disponíveis nesta aba:

- Definir a velocidade de comunicação serial;
- Abrir ou fechar a porta de comunicação serial;
- Selecionar o resistor de referência e transmitir o comando para a interface de aquisição de dados;
- Selecionar o modo de operação do sistema, manual ou varredura;
- Selecionar a frequência a ser gerada, quando manual, ou a frequência inicial e final, se varredura;
- Transmitir os comandos para ajuste de frequência da senoide da interface de aquisição de dados;
- Iniciar ou parar o processo de captura de dados.
- Visualizar as mensagens do sistema de comunicação durante o processo;
- Visualizar os dados transmitidos/recebidos na comunicação com a interface.

Figura 51 – Aba Configuração



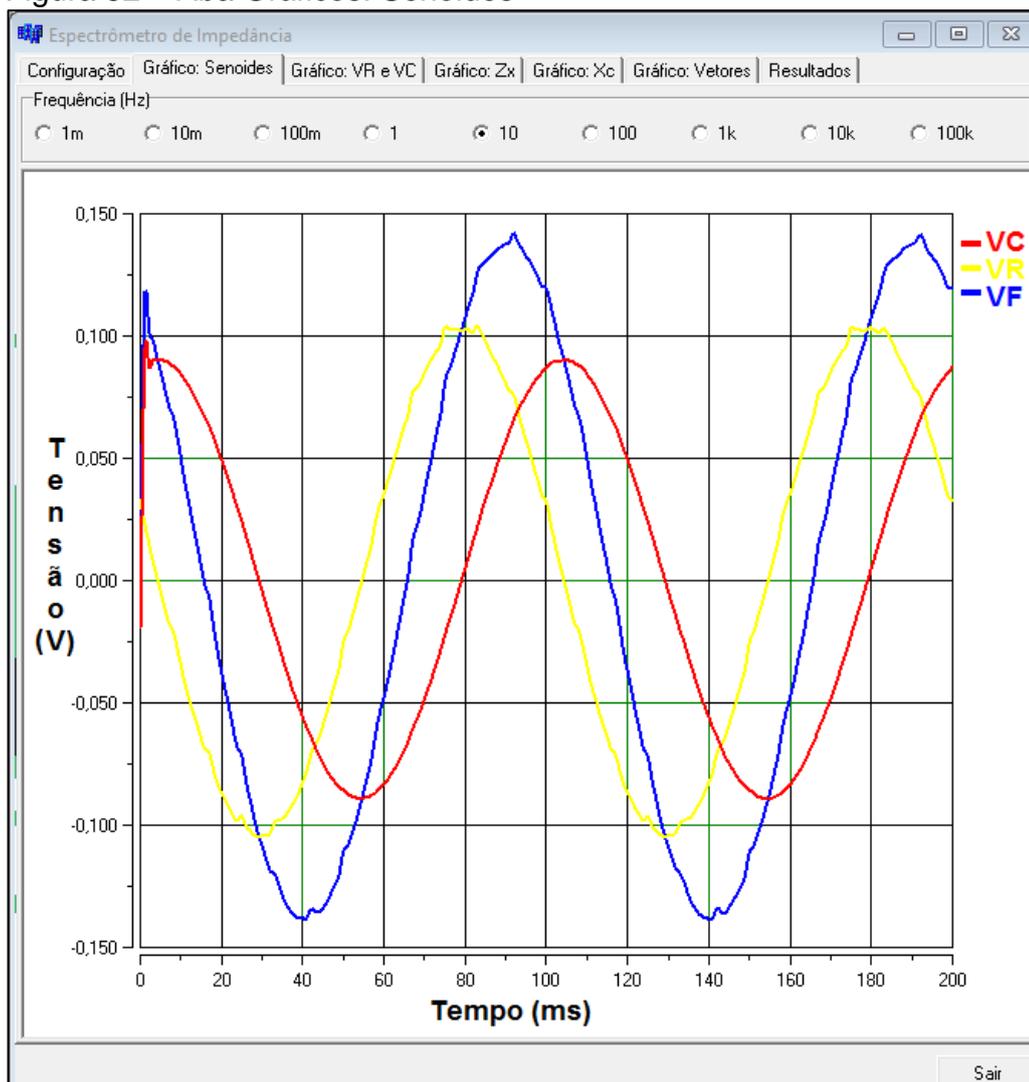
Fonte: Do Autor, 2016

Todo o processo é gerenciado e monitorado através desta aba, que deve ser ativada pelo usuário do programa e, também, monitorar troca de dados entre o programa instalado no PC com o microcontrolador.

4.1.10.2 Aba Gráfico: Senoides

A figura 52 mostra a aba Gráfico: Senoides. Nesta aba é possível ver as senoides lidas pela interface de aquisição de dados: tensão no capacitor e no resistor; bem como a tensão total aplicada ao circuito em teste.

Figura 52 – Aba Gráficos: Senoides



Fonte: Do Autor, 2016

Como o sistema transmite apenas a tensão no capacitor e no resistor, é necessário calcular a tensão aplicada ao circuito em teste. Esta tensão é dada pela soma aritmética dos valores instantâneos das duas quedas de tensão recebidas: a do capacitor e a do resistor, como mostrado na equação 30.

$$V_F(t) = V_R(t) + V_C(t) \quad (30)$$

onde:

- $V_F(t)$ = tensão instantânea fornecida pela fonte senoidal, em Volts;
- $V_R(t)$ = tensão instantânea lida sobre o resistor de referência, em Volts;
- $V_C(t)$ = tensão instantânea lida sobre o capacitor em teste, em Volts.

No alto da aba Gráfico: Senoides há um seletor de frequências que indica de 1mHz a 100kHz. Este seletor é usado para escolher a frequência da senoide que se deseja visualizar pois, durante a varredura, são recebidas 500 amostras de cada frequência de análise e todos os dados ficam armazenados na memória do computador até o início de um novo procedimento.

O eixo X do gráfico é graduado em segundos, milissegundos ou microssegundos, automaticamente, em função da frequência da senoide aplicada no circuito em teste. O eixo Y é ajustado para visualizar a faixa de tensão da senoide gerada, que tem $0,3V_{PP}$.

4.1.10.3 Aba Gráfico: V_C , V_R e V_F

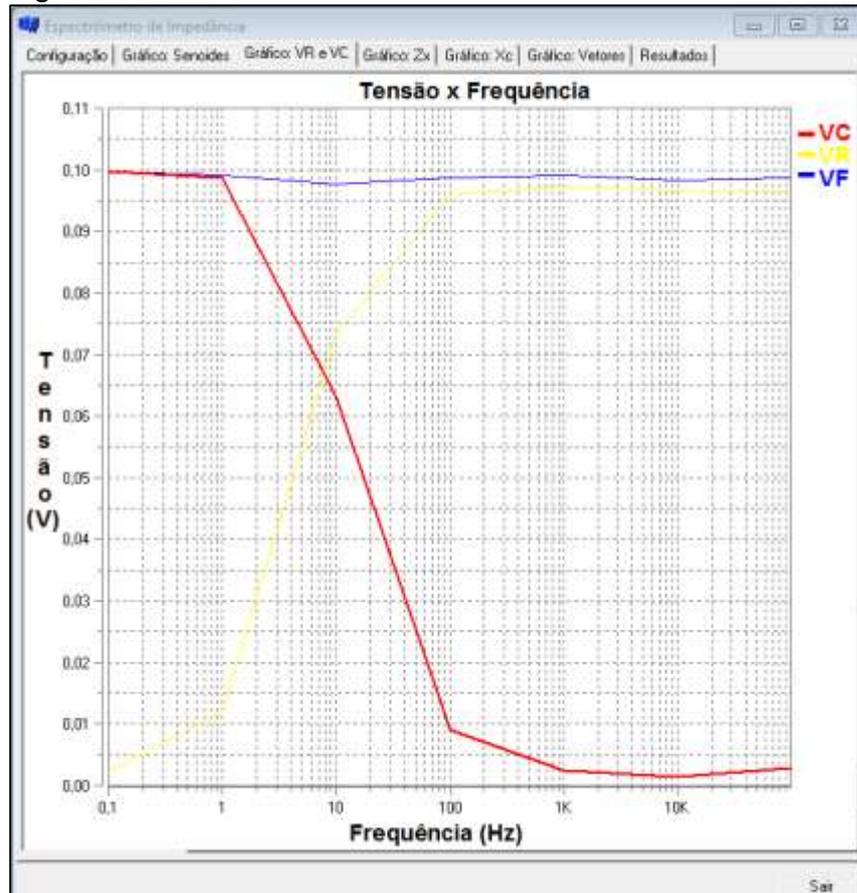
A visualização do comportamento do componente em teste é feita através das quedas de tensão sobre cada componente do circuito: capacitor em teste e resistor de referência. Porém, os valores obtidos pelo microcontrolador e transmitidos ao microcomputador são valores instantâneos e, para análise das quedas de tensão sobre os componentes são necessários os valores de tensão eficazes ou RMS (*root mean square*). O problema é solucionado através do cálculo das tensões eficazes de cada item através da média da raiz quadrada dos quadrados, como mostra a equação 31[8].

$$u_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2} \quad (31)$$

onde:

- u_{RMS} = tensão eficaz, em Volts;
- n = número de amostras;
- u = tensão instantânea, em Volts.

Após o cálculo dos valores RMS de cada tensão para cada frequência usada na varredura gera-se o gráfico de Tensão x Frequência, onde é possível visualizar o comportamento de cada componente do circuito em teste, como mostra a figura 53.

Figura 53 – Aba Gráficos: V_R e V_C 

Fonte: Do Autor, 2016

4.1.10.4 Aba Gráfico: Z_X – impedância total

A partir da tensão V_C , figura 53, e da corrente que circula pelo circuito em teste é possível calcular a impedância total do componente desconhecido através da equação 32.

$$Z_X = \frac{V_C}{I_T} \quad (32)$$

onde:

- Z_X = impedância total do circuito em teste, em Ohms;
- V_C = tensão sobre o capacitor em teste, em Volts RMS;
- I_T = corrente que circula através do circuito em teste, em Amperes RMS.

A tensão sobre o capacitor, V_C , é o valor instantâneo medido pela interface e convertido em valor eficaz e a corrente, I_T , é calculada a partir da queda de tensão no resistor de referência, também em valor eficaz. Para calcular a corrente usa-se Lei de Ohm, conforme mostra a equação 33.

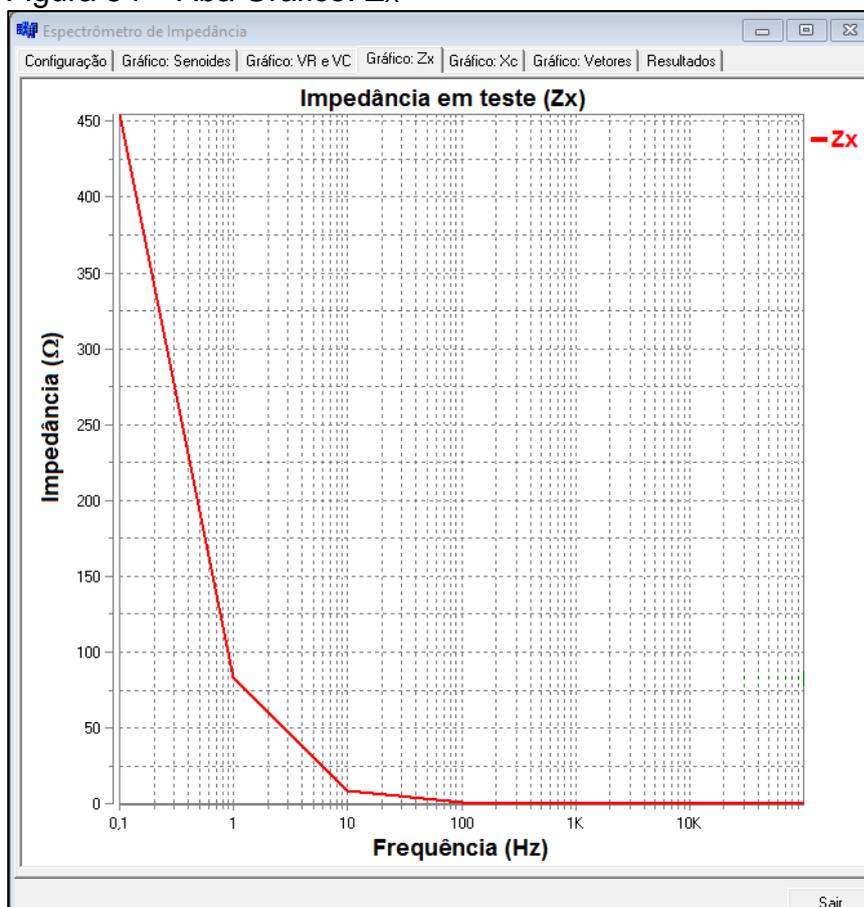
$$I_T = \frac{V_R}{R_{REF}} \quad (33)$$

onde:

- I_T = corrente total que circula pelo circuito em teste, em Amperes RMS;
- V_R = tensão medida sobre o resistor de referência, em Volts RMS;
- R_{REF} = resistor de referência, em Ohms.

Os valores obtidos são apresentados no gráfico da aba Gráfico: Z_x , mostrado na figura 54. A análise deste gráfico permite conhecer o comportamento do capacitor em função da frequência.

Figura 54 – Aba Gráfico: Z_x



Fonte: Do Autor, 2016

4.1.10.5 Aba Gráfico: X_C – reatância capacitiva

Os ângulos de defasagem entre o componente em teste e o resistor de referência permite determinar as características do capacitor. Primeiramente é necessário conhecer o defasamento angular entre a tensão do capacitor e do resistor. Empregou-se a Lei dos Paralelogramos para encontrar o defasamento angular entre as tensões, como mostra a equação 34 [16].

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{V_F^2 - V_R^2 - V_C^2}{2V_R V_C} \right) \quad (34)$$

onde:

- θ = ângulo entre V_R e V_C ; em radianos;
- V_T = tensão aplicada ao circuito série, capacitor em teste e resistor de referência, em Volts RMS;
- V_R = tensão sobre o resistor de referência, em Volts RMS;
- V_C = tensão sobre o resistor de referência, em Volts RMS.

A partir do valor do ângulo de defasamento entre as tensões do resistor e do capacitor considera-se que a tensão no resistor se encontra sobre o eixo X no plano cartesiano, por ser a parte real na associação, e usa-se o ângulo θ para projetar o valor da reatância capacitiva no eixo Y, parte imaginária, através da equação 35 [16].

$$X_C = Z_X \sin \theta \quad (35)$$

onde:

- X_C = reatância capacitiva, em Ohms;
- Z_X = impedância total do circuito em teste, em Ohms;
- θ = ângulo entre V_R e V_C ; em graus.

O defasamento entre as tensões também permite calcular a resistência série, R_X , ao projetar o vetor de impedância total no eixo X do plano cartesiano, como mostra a equação 36 [16].

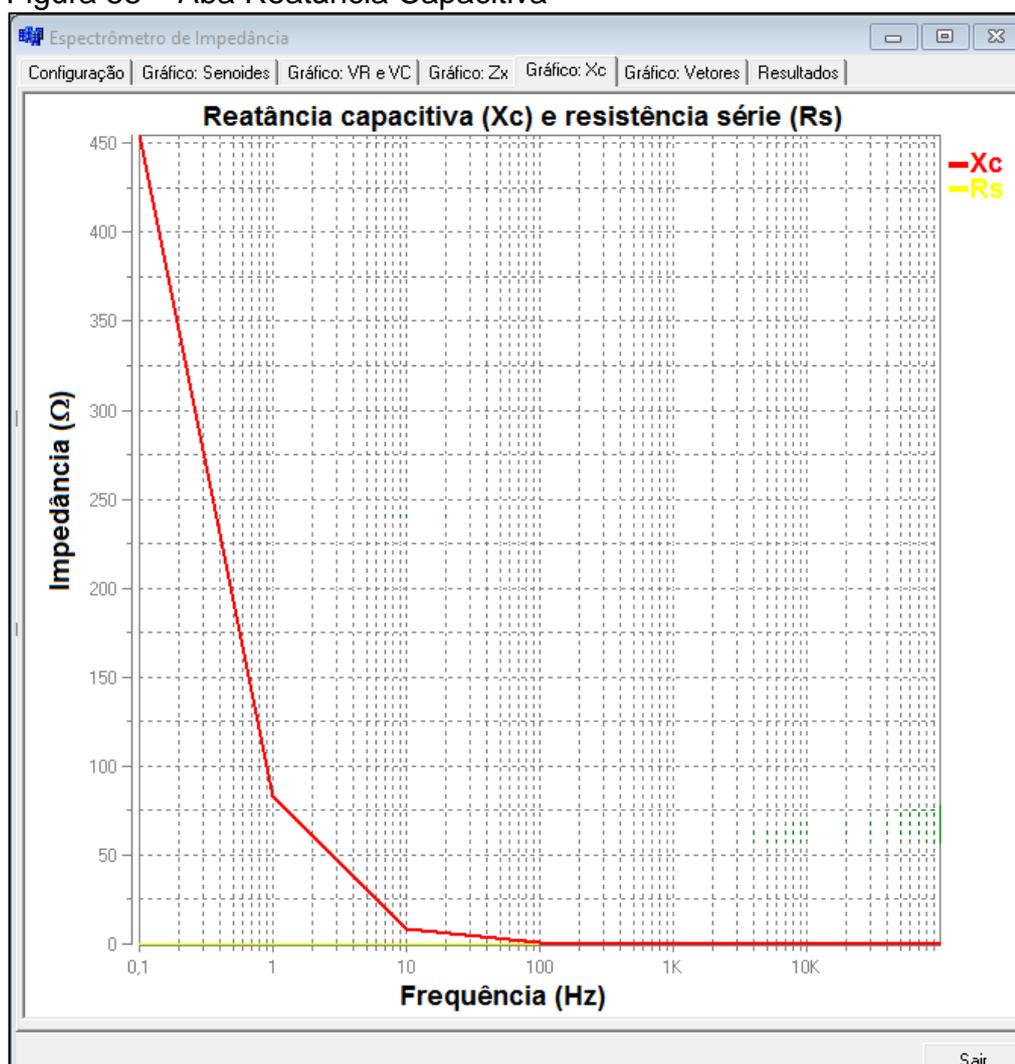
$$R_X = Z_X \cos \theta \quad (36)$$

onde:

- R_x = resistência parasita série, em Ohms;
- Z_x = impedância total do circuito em teste, em Ohms;
- θ = ângulo entre V_R e V_C ; em graus.

O cálculo da reatância capacitiva, X_C , e do resistor R_x são repetidos para cada valor de frequência amostrada, durante a varredura, e os valores são plotados no gráfico da aba Gráfico: X_C , mostrado na figura 55.

Figura 55 – Aba Reatância Capacitiva



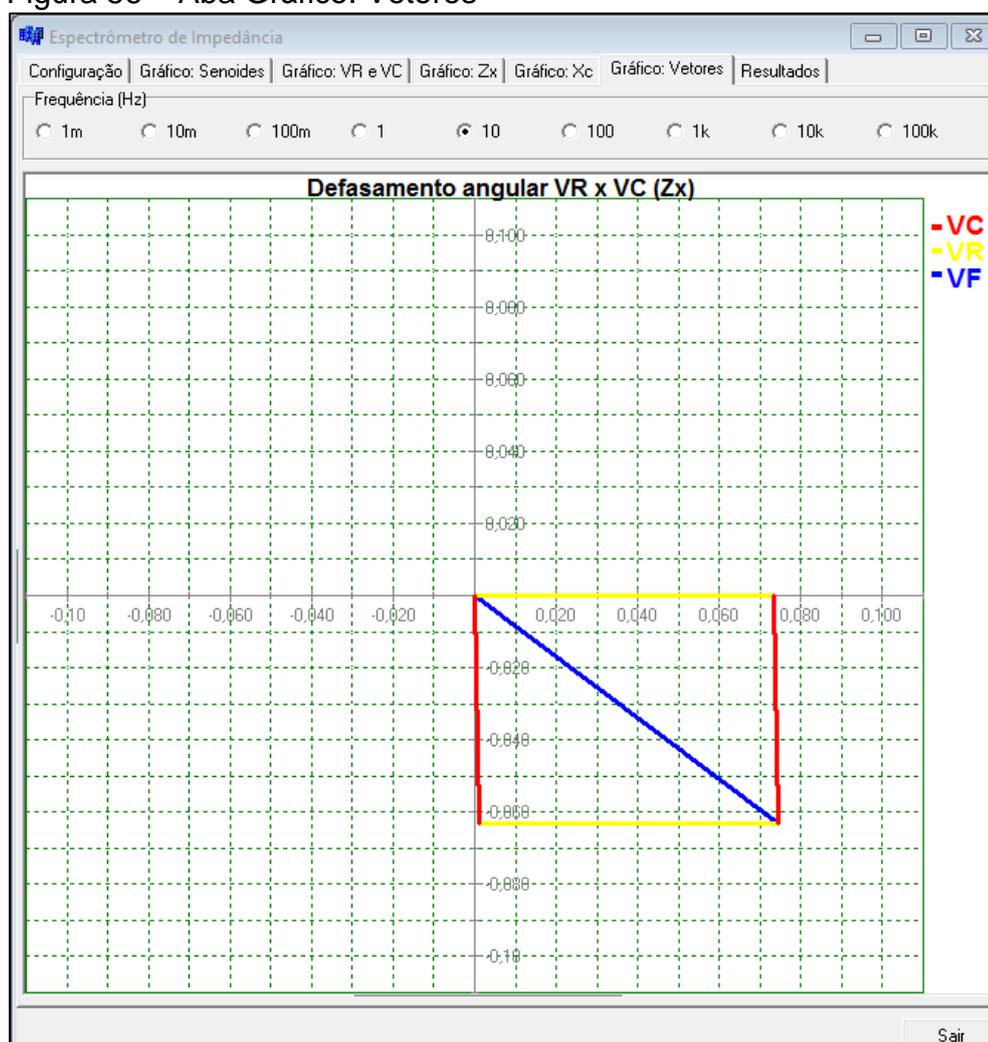
Fonte: Do Autor, 2016

É possível perceber, ao analisar o gráfico, a influência da frequência na variação da reatância capacitiva, bem como a existência ou não da resistência série na composição do capacitor.

4.1.10.6 Aba Gráfico: Vetores

No intuito de fornecer o maior número de informações sobre o processo, adicionou-se a aba Gráfico: Vetores que mostra, na forma de vetores no plano cartesiano, o defasamento e as amplitudes das quedas de tensão sobre o capacitor em teste e o resistor de referência. O gráfico é mostrado na figura 56.

Figura 56 – Aba Gráfico: Vetores



Fonte: Do Autor, 2016

Na parte superior da aba têm-se um seletor de frequência que permite escolher a condição de análise em função da frequência. Uma vez selecionada a frequência, o

programa monta os vetores V_R , V_C e V_F no plano cartesiano, ilustrando o defasamento entre eles.

4.1.10.7 Aba Resultados

Todos os resultados encontrados nos cálculos anteriores são mostrados na tabela existente na aba Resultados e, a partir destes valores, é calculado e apresentado na tela a capacitância e, quando existir, as resistências parasitas série e paralelo do componente em teste. A figura 57 mostra a aba Resultados.

Figura 57 – Aba Resultados

F (Hz)	VF (mV)	VR (mV)	VC (mV)	IF (mA)	Z< (Ohm)	θ (°)	>C (Ohm)	C (nF)
0,1	99,689	2,196	99,794	0,220	454,44	90,0	454,44	3,502193
1	99,180	11,260	99,667	1,186	63,13	91,0	63,13	1,313131
10	97,506	73,299	62,310	7,329	6,64	93,0	6,64	1,840364
100	96,493	95,953	9,104	9,995	0,99	75,7	0,93	1,700962
1000	95,065	97,274	2,429	9,727	0,25	43,0	0,17	0,935152
10000	96,181	96,680	1,537	9,668	0,16	12,5	0,03	0,463624
100000	96,667	96,725	2,912	9,673	0,30	46,8	0,23	0,007034

Capacitância: 0,0

Resistência série (ESR): 0,0

Resistência paralela (EPR): 0,0

Fonte: Do Autor, 2016

Os valores da tabela são atualizados no final da varredura de frequência sobre o componente em teste. O procedimento é automatizado e, a cada novo teste, a tabela é limpa e permanece neste estado até o final de todo o processo, onde é, então, preenchida com os valores calculados.

5 RESULTADOS

O teste de funcionamento do equipamento de espectrometria por impedância foi realizado com capacitores comerciais convencionais. Foram testados 5 capacitores comerciais, descritos abaixo:

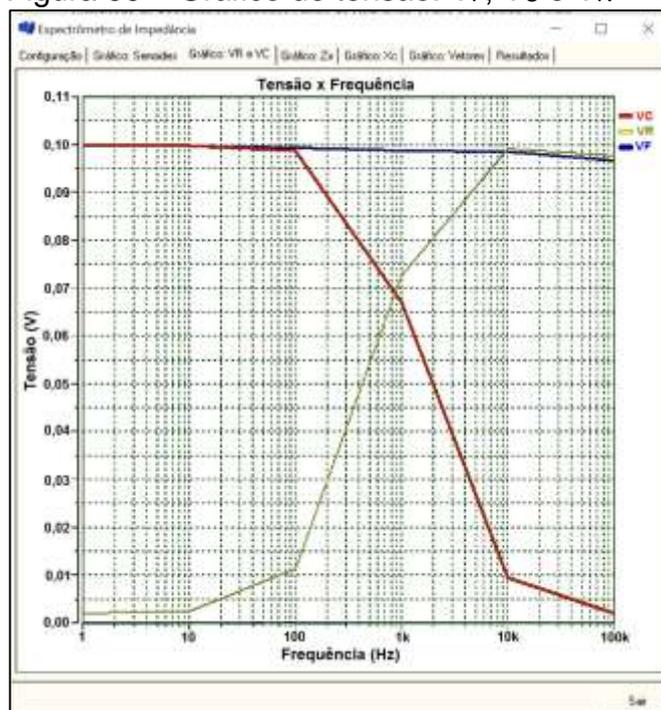
- Teste 1: capacitor de 200nF;
- Teste 2: capacitor de 2,2 μ F;
- Teste 3: capacitor de 235 μ F;
- Teste 4: capacitor de 1100 μ F;
- Teste 5: capacitor de 2200 μ F;

No primeiro teste usou-se um capacitor cerâmico próximo valor mínimo da escala de medição e, nos testes seguintes, selecionou-se capacitores de capacitâncias maiores de várias tecnologias, poliéster metalizado e eletrolítico.

5.1 TESTE 1

O teste foi efetuado com resistor de referência de 1k Ω , a varredura de frequência foi selecionada para iniciar em 1Hz e finalizar em 100kHz. A tolerância dos capacitores usados no teste é de 20%, conforme dados do fabricante. O capacitor cerâmico tem característica próxima do capacitor ideal, ou seja, não apresenta resistência ESR e EPR consideráveis.

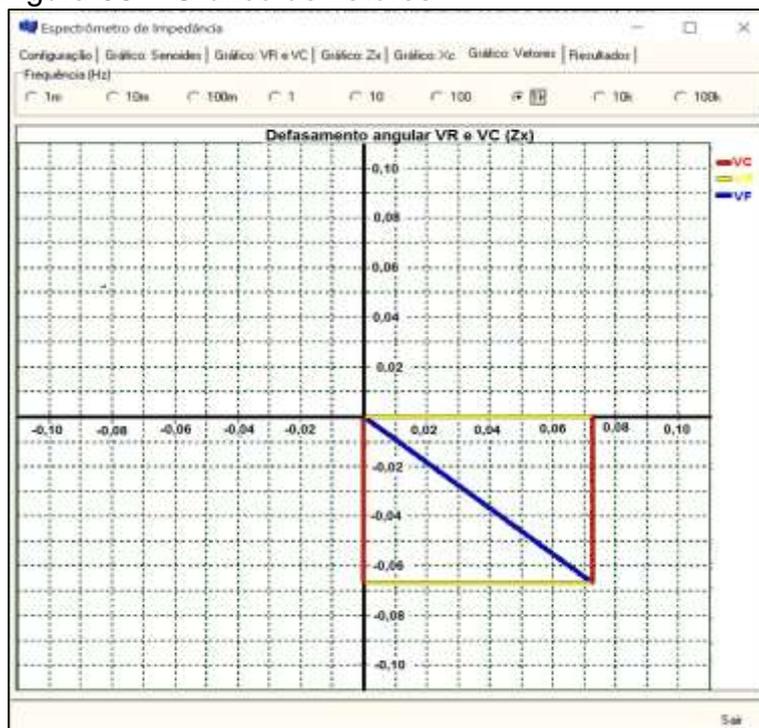
A figura 58 mostra o gráfico da tensão da fonte e das quedas de tensão sobre o capacitor em teste e o resistor de referência. Observa-se que o ponto de interseção entre as quedas de tensão sobre o capacitor e o resistor foi próximo da frequência de 1kHz. Este é o ponto onde os valores de tensão nos dois componentes foram próximos e por isso menos sujeitos a erros de leitura do sistema de captura. Considera-se, então, esta frequência como referência de leitura da capacitância do componente.

Figura 59 – Gráfico de tensão: V_F , V_C e V_R 

Fonte: Do Autor, 2016

No gráfico Vetores, figura 59, é fácil observar o defasamento entre a tensão sobre o capacitor e o resistor. O ângulo de defasamento entre a tensão no capacitor e a do resistor é de 90° e os vetores possuem aproximadamente a mesma amplitude.

Figura 58 – Gráfico de vetores



Fonte: Do Autor, 2016

No final do procedimento, o resultado é apresentado na aba Resultados, figura 60, onde está destacada a linha para a frequência de 1kHz, que representa o valor ideal para cálculo da capacitância, pois, para esta frequência, o valor de X_C é próximo do valor do resistor de referência, ou seja, os dois componentes estão próximos da ressonância.

Figura 60 – Resultados

F (Hz)	VF (mV)	VR (mV)	VC (mV)	IF (mA)	Z (Ohms)	θ(°)	X _C (Ohms)	C (mF)
1	99,775	2,090	99,821	0,002	47767,85	90,0	47767,85	0,003332
10	99,674	2,443	99,727	0,002	40821,45	90,0	40821,45	0,000390
100	99,277	11,384	98,740	0,011	8673,65	90,0	8673,65	0,000183
1000	98,715	72,643	65,967	0,073	921,87	90,0	921,87	0,000173
10000	98,469	99,055	9,551	0,099	96,42	90,0	96,42	0,000165
100000	96,689	97,617	2,033	0,098	20,83	90,0	20,83	0,000076

Fonte: Do Autor, 2016

No primeiro procedimento o valor da capacitância medida foi de 173nF. Considerando a tolerância de 20%, de acordo com o fabricante, o valor real do capacitor se situa entre 160 a 240nF.

Logo, o valor lido pelo espectrômetro de impedância determinou o valor dentro faixa de tolerância.

O mesmo procedimento foi repetido por 5 vezes e os valores encontrados são mostrados na tabela 3. Após os procedimentos, calculou-se a média dos valores para definir a capacitância medida.

Tabela 3 – Resultados do Teste 1: capacitor 200nF (cerâmico)

Procedimento	Reatância capacitiva a 1kHz (Ω)	Capacitância (nF)
1	921,9	173
2	930,3	171
3	925,2	172
4	910,9	175
5	925,9	172
Média	922,8	173

Fonte: Do Autor, 2016

A média dos 5 procedimentos de medida resultou em uma capacitância de 173nF, dentro da tolerância especificada pelo fabricante. Além disso, observou-se que a maior variação a partir da média é de, aproximadamente, 1,3%, o que demonstra uma boa precisão.

5.2 TESTE 2

Neste segundo teste usou-se um capacitor de poliéster metalizado, com capacitância de 2,2 μ F, com tolerância de 5%. A configuração para o teste foram:

- Frequência de varredura: 1Hz a 100kHz;
- Resistor de referência: 100 Ω .

Da mesma forma que o teste anterior, foram executados 5 procedimentos de medida e os resultados finais descritos na tabela 4.

Tabela 4 – Resultados do Teste 2: capacitor 2,2 μ F (poliéster metalizado)

Procedimento	Reatância capacitiva a 1kHz (Ω)	Capacitância (μ F)
1	73,16	2,18
2	73,62	2,16
3	73,51	2,16
4	73,24	2,17
5	73,30	2,17
Média	73,37	2,17

Fonte: Do Autor, 2016

A média das 5 medidas indicam uma capacitância de $2,17\mu\text{F}$, como a tolerância é de 5%, a faixa de valor dada pelo fabricante está entre $2,09$ a $2,31\mu\text{F}$. Desta forma, o valor medido se situa dentro da faixa de tolerância especificada.

5.3 TESTE 3

No terceiro teste usou-se capacitores eletrolíticos, que possuem polaridade para uso, então, associou-se 2 componentes em antisérie com o intuito de formar um capacitor despolarizado. Porém, a associação série faz com que a capacitância seja reduzida pela metade. Então, a capacitância final da associação é de $235\mu\text{F}$. Para os testes, usou-se a configuração abaixo:

- Frequência de varredura: 0,1Hz a 10kHz;
- Resistor de referência: 100Ω .

Foram executados 5 procedimentos de medida e os resultados finais descritos na tabela 5.

Tabela 5 – Resultados do Teste 3: capacitor $235\mu\text{F}$ (eletrolítico despolarizado)

Procedimento	Reatância capacitiva a 10Hz (Ω)	Capacitância (μF)
1	73,03	212
2	75,08	212
3	75,11	212
4	75,24	212
5	75,13	212
Média	74,72	212

Fonte: Do Autor, 2016

A média das 5 medidas indicam uma capacitância de $212\mu\text{F}$, como a tolerância é de 20%, a faixa de valor dada pelo fabricante está entre 188 a $282\mu\text{F}$. Desta forma, o valor medido se situa dentro da faixa de tolerância especificada.

5.4 TESTE 4

Novamente usou-se capacitores eletrolíticos de valores elevados e, da mesma forma, associou-se 2 componentes em antisérie e a capacitância final da associação é de 1100 μ F. Para os testes, usou-se a configuração abaixo:

- Frequência de varredura: 0,1Hz a 10kHz;
- Resistor de referência: 10 Ω .

Foram executados 5 procedimentos de medida e os resultados finais descritos na tabela 6.

Tabela 6 – Resultados do Teste 4: capacitor 1100 μ F (eletrolítico despolarizado)

Procedimento	Reatância capacitiva a 10Hz (Ω)	Capacitância (μ F)
1	17,34	918
2	17,35	917
3	17,33	918
4	17,34	918
5	17,36	917
Média	17,34	918

Fonte: Do Autor, 2016

A média das 5 medidas indicam uma capacitância de 918 μ F, como a tolerância é de 20%, a faixa de valor dada pelo fabricante está entre 880 a 1320 μ F. Desta forma, o valor medido se situa dentro da faixa de tolerância especificada.

5.5 TESTE 5

Com o objetivo de obter uma maior capacitância, associou-se 4 capacitores de 2.200 μ F, dois pares em antisérie e em paralelo, de modo a obter uma capacitância final de 2.200 μ F despolarizada. Repetiu-se então as 5 medidas com a configuração abaixo:

- Frequência de varredura: 0,1Hz a 10kHz;

- Resistor de referência: 10 Ω .

Os resultados das medidas estão na tabela 7.

Tabela 7 – Resultados do Teste 5: capacitor 2200 μ F (eletrolítico despolarizado)

Procedimento	Reatância capacitiva a 10Hz (Ω)	Capacitância (μ F)
1	8,63	1843
2	8,65	1841
3	8,65	1840
4	8,65	1841
5	8,64	1842
Média	8,64	1842

Fonte: Do Autor, 2016

A média das 5 medidas indicam uma capacitância de 1842 μ F, como a tolerância é de 20%, a faixa de valor dada pelo fabricante está entre 1760 a 2640 μ F. Desta forma, o valor medido se situa dentro da faixa de tolerância especificada.

6 CONCLUSÃO

O equipamento desenvolvido para medição de capacitância por espectrometria de impedância atende as especificações requeridas para análise laboratorial preliminar de super-capacitores, e é capaz de informar a capacitância bem como o comportamento do componente em teste para a faixa de frequência analisada. Todas as medidas efetuadas ficaram dentro da tolerância especificada, já que os capacitores usados nos testes são comerciais.

Várias informações sobre as propriedades elétricas dos circuitos RC podem ser extraídas com o equipamento desenvolvido, como por exemplo o valor ôhmico das resistências que compõem o circuito analisado, seja ela série ou paralela.

O equipamento será utilizado no LFFPP para pesquisas voltadas para a obtenção de super-capacitores eletroquímicos usando nanomateriais funcionalizados,

tais como grafeno, filmes de condutores orgânicos e óxidos diversos gerando muitos outros trabalhos na fronteira do conhecimento.

Fica, como sugestão para trabalhos futuros, o uso de conversores de maior resolução, 16 bits ao invés de 10, e com tempo de conversão menores, o que permite trabalhar com frequências de amostragem maiores, na casa de MHz, o que possibilita medir capacitâncias menores, na casa de picoFarads.

REFERÊNCIAS

- [1] WINTER, M. et al., *What Are Batteries, Fuel Cells, and Supercapacitors?*, *Chem. Rev.*, 2004, 104 (10), pp 4245-4270.
- [2] LOGERAIS, P. et al., *Study of Photovoltaic Energy Storage by Supercapacitors through Both Experimental and Modelling Approaches*, *Journal of Solar Energy*, Vol. 2013, Article ID 659014, 9 pages.
- [3] CHEN, T. et al., *Flexible supercapacitors based on carbon nanomaterials*, *Journal of Materials Chemistry A*, Issue 28, Feb/2014
- [4] LISOWSKA-OLEKSIK, A. et al., *Supercapacitors as energy storage devices*, *Przegląd Komunalny Journal*, Issue 8, 2008.
- [5] MALVINO, Albert Paul. *Eletrônica 1 – Volume*, 4ª Edição, Editora Pearson Education, São Paulo, SP.
- [6] FRACKOWIAK, Elzbieta; BÉGUIN, François. *Carbon materials for the electrochemical storage of energy in capacitors*. Carbon, 2001.
- [7] DEVILLERS, Nathalie; JEMEI, Samir; PÉRA, Marie-Cécile; BIENAIMÉ, Daniel; GUSTIN, Frédéric. *Review of characterization methods for supercapacitor modelling*. *Journal of Power Sources*, 2014, páginas 596-608.
- [8] VILLATE, Jaime E.. *Eletricidade, Magnetismo e Circuitos*, 7 de janeiro de 2014. ISBN: 978-97299396-2-4
- [9] https://pt.wikipedia.org/wiki/Garrafa_de_Leiden. Acessado em 01 de novembro de 2015.
- [10] SHARMA, Pawan; BHATTI, T.S.. *A review on electrochemical double-layer capacitors*. *Energy Conversion and Management*, 2010.
- [11] DOCA, Ricardo Helou; VILLAS BOAS, Newton; BISCOLA, Gualter José. *Tópicos de Física – Vol. 3 – Eletricidade, Física Moderna e Análise Dimensional – 18º Ed. 2012*. Editora Saraiva.
- [12] BOYLESTAD, Robert L. *Introdução de Análise de Circuitos – 10º Ed. 2004*. Pearson – Prentice Hall – São Paulo – SP - ISBN: 978-85-87918-18-5.

- [13] Halper, Marin S.; ELLENBOGEN, James C.. *Supercapacitors: A Brief Overview*. The MITRE Corporation, McLean, Virginia, USA, 2006.
- [14] DEVILLERS, Nathalie; JEMEI, Samir; PÉRA, Marie-Cécile; BIENAIMÉ, Daniel; GUSTIN, Frédéric. Review of characterization methods for supercapacitor modelling. *Journal of Power Sources*, 2014, páginas 596-608.
- [15] CHINAGLIA, D. L.; GOZZI, G.; ALFARO, R.A.M; HESSEL, R.. Espectroscopia de impedância no laboratório de ensino. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, publicado em 27/02/2009.
- [16] HALLIDAY, David. *Fundamentos de física, volume 3; eletromagnetismo*. Jean Walker; tradução e revisão técnica Ronaldo Sérgio de Biasi. – Rio de Janeiro: LTC. 2009.
- [17] BARSOUKOV, Evgenij; MACDONALD, J. Ross. *Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Applications – Second Edition*. Wiley-Interscience; 2 edition (March 17, 2005). **ISBN-13**: 978-0471647492.
- [18] <http://www.ebay.com/itm/Solartron-1260-Impedance-Gain-Phase-Analyzer/271388084246?_trksid=p2045573.c100033.m2042&_trkparms=aid%3D111001%26algo%3DREC.SEED%26ao%3D1%26asc%3D20131017132637%26meid%3D7cfe4bd6c63b43d1935568305851ffb1%26pid%3D100033%26rk%3D1%26rkt%3D1%26sd%3D271388084246>. Acesso em: 10 nov. 2015.
- [19] Folha de dados do fabricante (datasheet) – CMOS 300 MSPS Complete DDS - AD9852. Disponível no site do fabricante Analog Devices <www.analog.com>.
- [20] Folha de dados do fabricante (datasheet) – PIC24FJ64GA004 Family Data Sheet – 28/44-Pin General Purpose, 16-Bit Flash Microcontrollers. Disponível no site do fabricante Microchip <www.microchip.com>.
- [21] Folha de dados do fabricante (datasheet) – LM6171 Reference. Disponível no site do fabricante Texas Instrument <www.ti.com>.
- [22] Folha de dados do fabricante (datasheet) – LM136-2.5/LM336-2,5 – 2,5V Reference. Disponível no site do fabricante Linear Technology <www.linear.com>.

[23] Folha de dados do fabricante (datasheet) – Miniature Power Relay – SRD Series. Disponível no site do fabricante Sanyou Relays <www.sanyourelay.ca>.

[24] Folha de dados do fabricante (datasheet) – USB UART IC D FT232R, March, 2012. Disponível no site do fabricante FTDI Chip. <<http://www.ftdichip.com/FTPProducts.htm>>.