

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CORRENTES DE FOUCAULT:  
PROJETO PARA UMA CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA  
DE FILMES FINOS ORGÂNICOS LIVRES DE CONTATOS**

Danilo Lelin Li

Brasília, julho de 2019

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

FACULDADE DE TECNOLOGIA



UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CORRENTES DE FOUCAULT:  
PROJETO PARA UMA CARACTERIZAÇÃO ELÉTRICA  
DE FILMES FINOS ORGÂNICOS LIVRES DE CONTATOS**

**Danilo Lelin Li**

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia  
Elétrica como requisito parcial para obtenção  
do grau de Engenheiro Eletricista*

Banca Examinadora

Prof. Stefan Michael Blawid, ENE/UnB  
*Orientador*

\_\_\_\_\_

Prof. Artemis Marti Ceschin, ENE/UnB  
*Examinador interno*

\_\_\_\_\_

Prof. Plínio Ricardo Ganime Alves, ENE/UnB  
*Examinador interno*

\_\_\_\_\_

## **Dedicatória**

*Aos meus pais e amigos, sem os quais eu não teria os conhecimentos e maturidade que possuo, não seria quem eu sou, e não estaria onde eu estou.*

*Danilo Lelin Li*



## Agradecimentos

*Aos meus pais pelo amor e pelo apoio.*

*Aos meus amigos, que estiveram comigo quando precisei, me ajudaram e me empurraram nesta longa jornada.*

*E ao meu orientador Siefan, pela orientação, apoio e paciência.*

*Danilo Lelin Li*

---

## RESUMO

A eletrônica orgânica impressa promete fornecer circuitos eletrônicos verdes e de baixo custo em qualquer lugar sob demanda, em substratos mecanicamente flexíveis. O contato elétrico está presente em todos os dispositivos eletrônicos e, infelizmente a interface entre metais e semicondutores orgânicos é afetada por altas barreiras de potencial que dificultam a injeção de portadores de carga, resultando em elevadas resistências de contato. Assim, métodos de caracterização elétrica usuais podem se mostrar inefetivos por medir em grande parte as imperfeições da interface ao invés de apenas a resistividade intrínseca do material. Técnicas específicas, como o método de quatro pontas e o método de linha de transmissão, são projetadas para extrair a resistência intrínseca, mas não podem ser prontamente aplicadas a filmes orgânicos finos com alta resistividade e alta resistência de contato. No presente estudo, a indução de correntes de Foucault por um campo magnético variável é sugerida como uma possível técnica de caracterização elétrica sem contato para filmes finos orgânicos. Para a medição da resistência, as correntes de Foucault podem ser exploradas medindo a potência dissipada no circuito primário ou desequilibrando a ponte Maxwell Wien. A primeira abordagem permite determinar diretamente a resistividade intrínseca, enquanto a segunda permite uma comparação com uma referência calibrada. O princípio de funcionamento é explicado através de simulações de circuitos e aplicações experimentais preliminares. Com base na análise realizada, são fornecidas recomendações para configurar tanto um circuito oscilador marginal quanto uma ponte com duas bobinas, uma de referência e uma de sonda. Por fim, possíveis desafios para caracterizar eletricamente filmes finos orgânicos por correntes de Foucault causados por ingresso de oxigênio e contaminações de superfície também são abordados.

---

## ABSTRACT

Printed organic electronics hold the promise to deliver anywhere and on-demand low-cost green electronic circuits on mechanically flexible substrates. Part of any electronic device is the current-carrying contacts. Unfortunately, the interface between metals and organic semiconductors is plagued by large potential barriers that hamper the injection of charge carriers and lead to increased contact resistance values. Thus, current-voltage measurements rather characterize interface imperfections than intrinsic electronic properties. Specific techniques like four-probe and transmission line methods are designed to extract the intrinsic resistance but cannot be readily applied to thin organic films with both high resistivity and high contact resistance. In the present study, the induction of eddy currents by a changing magnetic field is suggested as a possible contact-free

electrical characterization technique for organic thin films. For the purpose of resistance extraction, eddy currents can be explored either by measuring the dissipated power in the primary circuit or by unbalancing a Maxwell Wien bridge. The former approach allows determining directly the intrinsic resistivity whereas the latter allows a comparison to a calibrated reference. The working principle is explained via circuit simulations and preliminary experimental applications. Based on the realized analysis recommendations are given for configuring both a probe-reference double coil bridge and a marginal oscillator circuit. Finally, possible challenges for electrically characterizing organic thin films by eddy currents caused by oxygen ingress and surface contaminations are also addressed.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização	1
1.2	Definição do problema	2
1.3	Objetivos do projeto	2
1.4	Apresentação do manuscrito	3
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>4</b>
2.1	Resistividade de contato e métodos para sua medição	4
2.2	Método de quatro pontas	6
2.3	Correntes de Foucault	7
2.4	Efeito pelicular	8
2.5	Método sem contato	9
2.5.1	Circuito LC	10
2.5.2	Detecção de falhas e rachaduras	12
2.5.3	Bobinas comerciais	16
<b>3</b>	<b>Materiais e métodos</b>	<b>19</b>
3.1	Materiais	19
3.1.1	P3HT	19
3.1.2	PEDOT:PSS	20
3.1.3	Prata	20
3.2	Caracterização elétrica	21
3.2.1	Eletrodos Interdigitados (IDE)	21
3.2.2	Bobinas	22
3.3	Equipamentos utilizados	22
3.4	Softwares utilizados	23
3.5	Aspectos técnicos	24
3.5.1	Método da linha de transmissão	24
3.5.2	Análise da corrente de Foucault	25
3.5.3	Estudos e adaptações dos circuitos com bobinas	26
3.6	Fluxograma	27
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>29</b>
4.1	Caracterização pelo método de quatro pontas	29

4.2	Análise pelo IDE e pelo método TLM .....	30
4.3	Medição das bobinas .....	34
4.4	Projeto de circuitos .....	35
4.4.1	Ponte de Maxwell-Wien .....	36
4.4.2	Ponte com duas bobinas .....	39
4.4.3	Oscilador marginal .....	42
4.5	Análise da condutividade variante em função da espessura.....	45
<b>5</b>	<b>Conclusões .....</b>	<b>51</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>54</b>
	<b>Anexos.....</b>	<b>55</b>
<b>I</b>	<b>Código para análise TLM em python.....</b>	<b>56</b>
<b>II</b>	<b>Análise da frequência .....</b>	<b>58</b>

# LISTA DE FIGURAS

2.1	Resistência de contato entre materiais orgânicos e o ouro. Figura adaptada de [5] ...	5
2.2	Figura ilustrativa do método de quatro pontas. Figura adaptada de [6].....	6
2.3	Circuito equivalente do método de quatro pontas. $R_W$ representa resistência do cabo. Figura adaptada de [7].....	7
2.4	Figura ilustrativa da densidade de corrente em função da profundidade. Figura adaptada de [8]. .....	8
2.5	Corrente de Foucault induzida a partir de uma bobina sobre o material. Figura adaptada de [9].....	9
2.6	Figura relativa ao circuito utilizado para o método sem contato. Figura adaptada de [10] .....	10
2.7	Modelo do circuito RLC. Figura adaptada de [11].....	11
2.8	Gráfico fonte dependente em função de $v_0$ . Figura adaptada de [11] .....	11
2.9	Modelo de transformador para o método sem contato. Figura adaptada de [9].....	13
2.10	Plano de impedância normalizado. a) Figura adaptada de [9] e b) plano simplificado.	15
2.11	Ponte de Maxwell Wien. Figura adaptada de [13] .....	16
2.12	Bobina para testes com corrente de Foucault da empresa Olympus. Figura adaptada de [14].....	17
2.13	Tabela com especificações de bobinas oferecidas pela empresa Olympus. Figura adaptada de [14] .....	17
3.1	Estrutura molecular do polímero P3HT (esquerda) e P3HT utilizado no laboratório (direita). .....	19
3.2	Estrutura molecular do polímero PEDOT:PSS (esquerda) e PEDOT:PSS utilizado no laboratório (direita).....	20
3.3	Prata utilizado no laboratório. ....	20
3.4	a) IDE utilizado para o experimento, b) Layout do substrato IDE utilizado, com dimensões em $\mu m$ e c) Foto ampliada do IDE. ....	21
3.5	Bobina utilizado para o experimento. ....	22
3.6	Equipamento Jandel RM3000 utilizado(esquerda) e as quatro pontas(direita).....	23
3.7	Suporte do substrato .....	23
3.8	Circuito referente ao oscilador marginal. Figura adaptada de [10] .....	26
3.9	Ponte utilizando duas bobinas.....	27
3.10	Fluxograma da primeira linha de trabalho realizado. ....	27
3.11	Fluxograma da segunda linha de trabalho realizado.....	28

3.12 Fluxograma da terceira linha de trabalho realizado. ....	28
4.1 Circuito simulado com o substrato IDA. ....	30
4.2 Gráfico tensão de fonte x corrente para PEDOT:PSS (esquerda) e P3HT (direita)...	30
4.3 Histograma da taxa de curto-circuito por campo.....	31
4.4 Resposta obtida da amostra 3 campo T80(esquerda) e da amostra 4 campo T120(direita) .....	31
4.5 Regressões lineares realizadas em cada campo para diferentes tensões de porta utilizada: a) campo T80, b) campo T160, c) campo T240.....	32
4.6 Análise da resistência de contato por TLM de cada tensão de porta:a) tensão de porta -0.5V, b) tensão de porta 0V, c) tensão de porta 0.5V. ....	33
4.7 Regressões realizadas por TLM para diferentes tensões de porta. Traço vermelho representa uma aproximação da intersecção das retas e traço roxo representa os valores obtidos para $L=0$ . ....	34
4.8 Medição do circuito equivalente da bobina considerando uma impedância: paralela (esquerda) e em série (direita).....	36
4.9 Simulação da ponte de Maxwell Wien, a ser realizado experimentalmente, com o LTSpice.....	37
4.10 Pontes balanceadas utilizando diferentes valores de componentes para a mesma bobina. ....	37
4.11 Balanceamento da ponte de Maxwell Wien para simulação de amostras com resistor em paralelo com a bobina: a) $R_5 = 100\Omega$ , b) $R_5 = 1\Omega$ , c) $R_5 = 0.1\Omega$ , d) $R_5 = 1m\Omega$ . ....	38
4.12 Experimento realizado da ponte de Maxwell Wien. Ponte balanceada (esquerda) e ponte desbalanceada causada por um filme de cobre posicionado em baixo da bobina (direita).....	39
4.13 Ponte utilizando duas bobinas. Gráfico vermelho ( $V(b)$ ) representa a tensão sobre a bobina 1, gráfico verde ( $V(a)$ ) representa a tensão sobre a bobina 2 e o gráfico azul representa a tensão de saída, ou melhor, a diferença de tensão das duas bobinas. ....	40
4.14 Análise de três resistências diferentes comparada com uma referência: a) resistência maior, b) resistência menor, c) resistência igual. ....	40
4.15 Simulação de detecção de falhas. ....	41
4.16 Resultados do experimento: a) bobina sobre plástico, b)bobina sobre cobre, c) bobina sobre plástico, d) bobina sobre tira de cobre de comprimento menor que o diâmetro da bobina.....	42
4.17 Simulação do circuito LC com o LTSpice.....	43
4.18 Simulação do circuito oscilador com o LTSpice, incluindo uma fonte de corrente dependente. ....	43
4.19 Análise do oscilador marginal com fonte de corrente de variação linear: a) fonte de valor 1.501, b) fonte de valor 1.51, c) fonte de valor 1.49. ....	44
4.20 Simulação simplificada do oscilador marginal. Ponto de estabilidade definido para uma fonte de corrente de valor 3.001. ....	45

4.21	Análise do oscilador marginal com variações nos valores das fontes de corrente e nas tensões de chaveamento em 0.4V. a) fontes de valores 2.901 e 3.101, b) fontes de valores 2.801 e 3.201. ....	46
4.22	Análise do oscilador marginal com variações nos valores das fontes de corrente e nas tensões de chaveamento em 0.04V. a) fontes de valores 2.901 e 3.101, b) fontes de valores 2.801 e 3.201. ....	47
4.23	Análise do oscilador marginal com resistência em paralelo para simular a caracterização de uma amostra. a) resistência de $10\Omega$ , b) resistência de $1\Omega$ . ....	48



# LISTA DE TABELAS

2.1	Efeito pelicular para um campo de 1MHz. Valores de resistividade do Silício, PE-DOT:PSS e P3HT obtidas em [16], [17] e [18] respectivamente. ....	18
2.2	Frequência necessária para obter um efeito pelicular de 1mm. ....	18
3.1	Geometria dos campos de teste. ....	22
4.1	Resultado de cada material obtido com o método de quatro pontas ....	29
4.2	Coefficiente angular calculado para cada campo para cada tensão de porta. ....	32
4.3	Valores de resistência de contato obtidos. ....	34
4.4	Tabela com medições das bobinas(diferenciadas pelas cores dos cabos, 1:vermelho-cinza e 2:vermelho-verde).....	36

# LISTA DE SÍMBOLOS

## Símbolos Latinos

$B$	Densidade de fluxo magnético	[Wb/m <sup>2</sup> ]
$D$	Campo de deslocamento elétrico	[C/m <sup>2</sup> ]
$E$	Campo elétrico	[N/C]
$L$	Comprimento da amostra	[m]
$H$	Intensidade de campo magnético	[A/m]
$h_z$	Espessura da amostra	[m]
$J$	Densidade de corrente elétrica	[A/m <sup>2</sup> ]
$R_c$	Resistência de contato	[ $\Omega$ ]
$R_i$	Resistência intrínseca	[ $\Omega$ ]
$R_s$	Resistência de folha	[ $\Omega/\square$ ]
$R_T$	Resistência total de medição	[ $\Omega$ ]
$W$	Largura da amostra	[m]

## Símbolos Gregos

$\delta$	Efeito de pele	[m]
$\mathcal{E}$	Força eletromotriz	[V]
$f$	Frequência	[Hz]
$\mu$	Permeabilidade magnética	[H/m]
$\omega$	Frequência angular	[rad/s]
$\Phi_B$	Fluxo magnético	[Wb]
$\sigma$	Condutividade elétrica	[1/ $\Omega\text{m}$ ]
$\rho$	Resistividade	[ $\Omega\text{m}$ ]

## Grupos Adimensionais

$N_{ch}$	Número de canais do IDE
$N$	Número de espiras da bobina

## Siglas

IDE	Eletrodos Interdigitados
TLM	Método da linha de transmissão

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Contextualização

Os aparelhos eletrônicos estão cada vez mais presentes no dia a dia do homem moderno, seja na forma de celulares, computadores, televisão entre outros. Naturalmente a demanda destes produtos aumenta cada vez mais, propulsionando a evolução dos equipamentos para que sejam melhores, menores e mais baratos.

Os transistores, componentes imprescindíveis da eletrônica, com a sua ampla funcionalidade são utilizados para tarefas como chaveamento, amplificador, buffer, regulador de tensão entre outros. Para se ter uma idéia da sua importância, em 2017, sua produção ultrapassou o valor de 20 trilhões por segundo[1]. Inclusive, a complexidade de um circuito integrado pode ser avaliado pela quantidade de transistores presentes no mesmo, por exemplo, o celular Apple A8X possui três trilhões de transistores em seu microprocessador [2].

O silício é o segundo material mais abundante na crosta terrestre e possui ótimas propriedades de semicondutor, se tornando um material ideal para a produção de transistores de alto desempenho. Em contrapartida, o processo de extração e de tratamento do silício é muito caro, pois é necessário uma pureza elevada para sua utilização em eletrônica. O Silício é obtido da natureza a partir do quartzito ( $\text{SiO}_2$ ) ou da areia, que passa por vários processos de deposição, destilação e aquecimento em altas temperaturas até chegar no Silício de pureza desejada, portanto um processo com alto gasto de energia e elevada quantidade de lixo químico[3].

Os transistores de material orgânico, *Organic field-effect Transistors*(OFETs), ainda estão longe de atingir a alta performance oferecida pelos transistores de silício, mas já abre novas possibilidades e oportunidades para soluções com baixos custos ou para quando se necessita de materiais flexíveis, como por exemplo cartões inteligentes e displays de telas de celular[4].

## 1.2 Definição do problema

Os OFETs ainda apresentam amplo espaço para melhoria, como por exemplo, ainda possuem problemas como baixa mobilidade dos portadores de carga e resistividade de contato muito elevadas [5]. Resultando na ampla necessidade de busca de materiais novos que contornem estes defeitos. Para permitir e facilitar o estudo de novos materiais orgânicos utilizáveis, é necessário que os métodos e equipamentos utilizados para realizar os testes sobre estas matérias sejam de baixo custo e acessíveis em todas as localidades.

Além disso, técnicas existentes de medições ainda enfrentam barreiras, como medições com resistividade de contato. Para este problema em específico, uma solução conhecida e prática é o método de quatro pontas. Porém, os equipamentos existentes para a medição de resistência com o método mencionado, incluso o equipamento presente no laboratório, são limitados por uma faixa de corrente. O limite superior desta corrente é irrelevante, já que é suficiente para caracterizar todos os materiais condutores. Já a corrente mínima é devida a dificuldade de se produzir uma corrente estável de valor muito baixo, que, mesmo sendo possível, necessita de uma tecnologia muito mais avançada e conseqüentemente um equipamento muito mais caro, o que vai de encontro com o objetivo do trabalho. Este fator impossibilita a medição de materiais com resistência muito alta, característica de uma grande parte dos materiais orgânicos (inclusive alguns semicondutores). Além disso, o método também é limitado pelo tamanho e resistência mecânica do substrato. Como é necessário um contato físico entre as pontas e o material para obtermos um resultado consistente, substratos muito finos podem ser danificados durante a medição, inviabilizando o método.

Um outro método conhecido que elimina a resistência de contato na medição é o método não-destrutivo utilizando correntes de Foucault. Método este que não precisa de contato com o material e é limitado apenas pela precisão dos multímetros disponíveis.

## 1.3 Objetivos do projeto

O objetivo deste trabalho é apresentar dificuldades enfrentadas nas análises de filmes finos orgânicos, analisar e avaliar a técnica de indução de corrente de Foucault para a caracterização de materiais.

Desta forma, visamos:

- Medir filmes orgânicos com o método de quatro pontas.

O método de quatro pontas elimina a resistência de contato corretamente, porém quando a resistência total é muito alta, não é possível realizar a medida;

- Realizar o método da linha de transmissão para medir a resistência de contato.

Este método permite medir a resistência de contato a partir de medições de um mesmo material variando o seu comprimento;

- Analisar duas formas de medição com o método sem contato.

O método pode ser realizado medindo a potência absorvida pela amostra ou pelo desbalançamento da ponte de Maxwell Wien quando a amostra alterar a impedância no circuito primário da bobina;

- Estudar a necessidade e a implementação de um circuito oscilador.

Para a realização da medição por potência, é necessário uma tensão de corrente alternada fixa. Idealmente, um circuito oscilador pode ser obtido com um circuito LC, mas por causa das perdas de potência, passa a ser necessário implementar uma fonte para manter a oscilação constante. Para isso, será estudado a implementação de um oscilador marginal;

- Estudar a ponte de Maxwell Wien.

Estudar e analisar o funcionamento de uma ponte de Maxwell Wien por meio de simulações computacionais e implementação experimental no laboratório. Estudar a possibilidade de uma ponte alternativa, utilizando duas bobinas, para caracterizar amostrar por meio da comparação com um material de propriedades conhecidas;

- Estudar os efeitos da corrente de Foucault sobre materiais com resistividade variante em relação à profundidade do mesmo.

Um material pode apresentar uma resistividade variante com a profundidade quando, por exemplo, a superfície apresenta contaminações, alterando a resistividade total da superfície comparada com camadas mais internas.

## 1.4 Apresentação do manuscrito

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema de estudo, explicando o método de quatro pontas, da linha de transmissão e sem contato. Serão apresentados dois estudos para o método sem contato que serão analisados posteriormente. Em seguida, no capítulo 3, será apresentado os materiais e softwares utilizados para as análises experimentais, e uma introdução das análises realizadas no trabalho. Os resultados experimentais serão demonstrados e discutidos no capítulo 4. O fechamento será realizado no capítulo 5, com as conclusões obtidas do trabalho. Os códigos computacionais utilizados estão disponíveis em anexo no apêndice.

## Capítulo 2

# Revisão Bibliográfica

### 2.1 Resistividade de contato e métodos para sua medição

Como é impossível evitar o contato de dois materiais diferentes nos dispositivos semicondutores, é importante estudar possíveis efeitos causados pelos mesmos, como por exemplo a resistência de contato.

Diferente da resistência intrínseca ( $R_i$ ), a resistência de contato ( $R_c$ ) é proveniente da interface entre os dois materiais, portanto varia de acordo com o material em contato. Assim, estará presente inclusive durante a caracterização de uma amostra, entre as pontas de medição e o material. Dificultando assim, não somente a caracterização da resistência de contato mas também a caracterização do material, pois quando se tenta medir a resistência do material a resistência total ( $R_T$ ) obtida é na verdade dada pela equação (2.1).

$$R_T = 2R_c + R_i \quad (2.1)$$

Infelizmente a resistência de contato entre materiais orgânicos e metais condutores ainda é muito alta, como podemos observar na figura 2.1, onde a resistência de contato é dada por quadrado, obtida da relação  $R_c = r_c/W$ , em que  $W$  é a largura do material. Porém esta característica não impossibilita a utilização dos mesmos, já que existem técnicas para amenizar o efeito, sendo necessário portanto a caracterização da resistência de contato também.

Métodos para medir somente a resistência intrínseca do material são os objetivos do trabalho e serão abordados nas seções 2.2, com o método de quatro pontas, 2.5 e ao longo do trabalho, com métodos sem contato. Já para caracterizar a resistência de contato, pode ser utilizado o método da modelagem por linha de transmissão (TLM).

Este método consiste em realizar a medida da resistência total de contatos metal-semicondutor com vários comprimentos diferentes. A partir destas medidas, construímos um gráfico de resistência total em função do comprimento da amostra, que deve apresentar uma função linear. Realizando uma regressão linear sobre o gráfico, o ponto de intersecção com o eixo  $y$  representará o dobro do valor aproximado da resistência de contato.


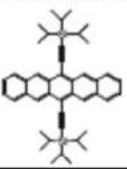
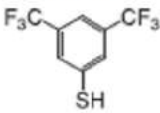

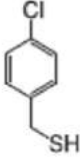
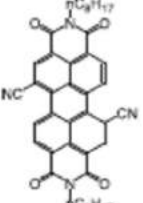

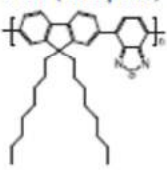
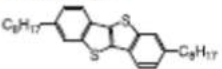
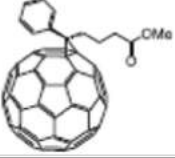
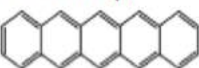
Engenharia de contatos	Materiais de contato	Semicondutor (tipo de portadores)	$\psi_m$ (Au)	Estrutura do dispositivo	$r_c$ (k $\Omega$ cm)
<b>SAM (tipo p)</b>	NOTP/Au 	TIPS-Pentacene (p) 	4.84 (4.75)	TGBC	291 (998)
<b>SAM (tipo p)</b>	BTFMBT/Au F <sub>3</sub> C-  -SH	P3HT (p) 	5.8 (5.0)	TGBC	180 (610)
<b>SAM (tipo n)</b>	4-Chlorobenzene-methanethiol/Au 	PDI-8CN2 (n) 	-	BGBC	32 (130)
<b>SAM (ambipolar)</b>	1DT/Au 	F8BT (ambipolar) 	4.0-4.2 (4.7-4.9)	TGBC	330 M $\Omega$ (560 M $\Omega$ ) (p)/670 M $\Omega$ (2050 M $\Omega$ ) (n)
<b>CIL (óxido metálico, tipo n)</b>	MoO <sub>3</sub> /Au	CB-BTBT (p) 	-	BGTC	10 (5000) <sup>a</sup>
<b>CIL (óxido metálico, tipo n)</b>	TiO <sub>x</sub> /Au	PC <sub>61</sub> BM (n) 	-	BGTC	300 (15,000)
<b>Baseado em carbono</b>	Grafeno	Pentacene (p) 	4.71 (4.46)	BGBC	560 (850)

Figura 2.1: Resistência de contato entre materiais orgânicos e o ouro. Figura adaptada de [5]



Para explicar este método, começaremos explicando a resistência de folha ( $R_s$ ). Sabendo que a resistência é proporcional à geometria da amostra, a resistência de folha é uma medida que depende apenas da espessura ( $h_z$ ) e da resistividade ( $\rho$ ), facilitando a comparação da propriedade entre materiais diferentes. O seu valor é dado pela equação (2.2).

$$R_s = \frac{\rho}{h_z}, R_i = R_s \frac{L}{W} \quad (2.2)$$

Em que L representa o comprimento da amostra. Substituindo a resistência de folha na equação 2.1, obtemos a equação (2.3).

$$R_T = 2R_c + R_s \frac{L}{W} \quad (2.3)$$

Portanto, uma relação linear entre a resistência total e o comprimento da amostra. Nesta equação é possível observar que o coeficiente linear é o dobro da resistência de contato, validando a aproximação pela regressão linear.

## 2.2 Método de quatro pontas

O método de quatro pontas (*four-point probe technique*) é utilizado para medir somente a resistividade intrínseca do material, eliminando a resistência de contato. Ajustando as 4 pontas em linha reta sobre o material e, com as pontas das extremidades, aplica-se uma corrente e com as do meio mede-se a tensão, como mostrada na figura 2.2.

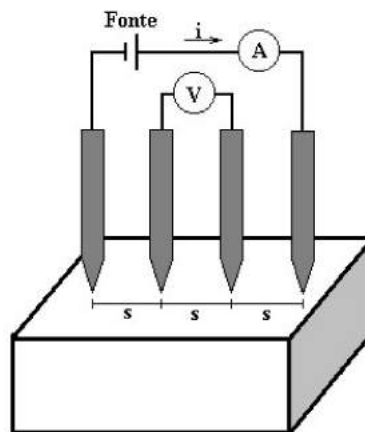


Figura 2.2: Figura ilustrativa do método de quatro pontas. Figura adaptada de [6]

Desta forma, como a resistência interna do voltímetro é idealmente infinita, não irá passar corrente entre os contatos, fazendo com que a medida da tensão pelo voltímetro seja proveniente apenas da resistência intrínseca do material pela corrente aplicada pela fonte, ilustrado na figura 2.3. Assim, conhecida a distância entre cada ponta, permitirá o cálculo da resistência de folha do material.

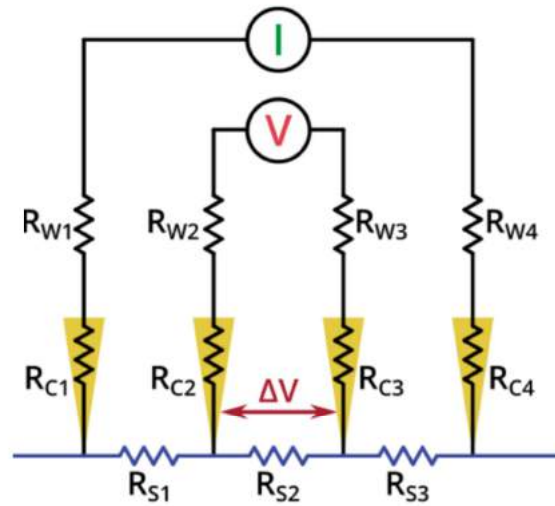


Figura 2.3: Circuito equivalente do método de quatro pontas.  $R_W$  representa resistência do cabo. Figura adaptada de [7]

## 2.3 Correntes de Foucault

A lei de Faraday determina que, quando induzido um campo magnético variado sobre um circuito fechado, uma força eletromotriz (FEM, representado por  $\mathcal{E}$ ) é criada sobre o mesmo, com intensidade determinada pela variação do fluxo magnético ( $\Phi_B$ ) seguindo a equação (2.4).

$$\mathcal{E} = -\frac{\partial \Phi_B}{\partial t} \quad (2.4)$$

O contrário também é válido: uma corrente sobre um circuito fechado gera um campo magnético da mesma forma. A partir deste efeito, foi possível a invenção de transformadores e motores elétricos, utilizando bobinas junto com campos magnéticos variantes. Mas é importante lembrar que a lei de Faraday não se limita apenas a bobinas, mas qualquer circuito fechado. Portanto a FEM é gerada sobre superfícies condutoras também, causando correntes circulares, chamadas de correntes de Foucault.

A motivação principal do estudo desta corrente é dada pelo fato de ser um fator difícil de se evitar e estará presente em qualquer superfície condutora sob o efeito de um campo magnético variado, causando uma dissipação de potência maior e um aquecimento indesejado da máquina ou do transformador. Por estas razões, a corrente de Foucault também é conhecida como corrente parasita. Porém, neste trabalho, a mesma corrente será utilizada para caracterizar amostras medindo sua resistividade, detectando rachaduras e falhas ou comparando características entre dois materiais diferentes, abordado na seção 2.5.

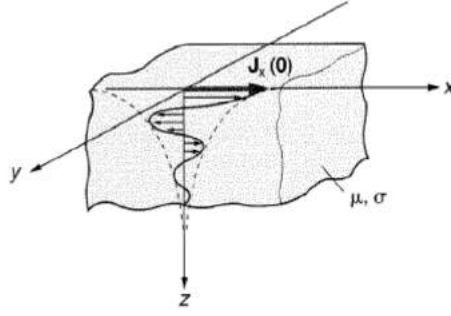


Figura 2.4: Figura ilustrativa da densidade de corrente em função da profundidade. Figura adaptada de [8].

## 2.4 Efeito pelicular

O Efeito pelicular, em inglês *skin effect*, é a magnitude de penetração das correntes de Foucault no material. Esta corrente não está limitada apenas na superfície, mas também não se mantém constante ao longo do material. O campo atuante decai e, conseqüentemente, a intensidade da corrente também decai ao longo do eixo  $z$ , como mostra a figura 2.4. Assim, a profundidade de penetração ( $\delta$ ) é definido como a distância em que a densidade da corrente atinge aproximadamente 27% da corrente na superfície.

Para se determinar este valor, será reproduzido a análise realizada em [8]. Começamos analisando as equações de Maxwell, na equação (2.5) na sua forma complexa de um campo magnético AC com frequência  $f_o$  (frequência angular  $\omega$ ) e um material de permeabilidade  $\mu$ , condutividade  $\sigma$  e resistividade  $\rho$ .

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega\mathbf{B} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J}\end{aligned}\tag{2.5}$$

Substituindo  $E = J/\sigma$  e  $H = B/\mu$  na equação e considerando que a densidade de corrente possui apenas um vetor no eixo  $x$  e que esta depende da profundidade em  $z$ , obtemos a equação (2.6).

$$\begin{aligned}\frac{\partial J_x}{\partial z} &= -j\sigma\omega B_y \\ -\frac{\partial B_y}{\partial z} &= \mu J_x\end{aligned}\tag{2.6}$$

Pela lei de Biot-Savart pode-se afirmar que só existe o componente na direção  $y$  do vetor  $\mathbf{B}$ . Substituindo as duas equações para eliminarmos  $B_y$ , temos a equação (2.7).

$$\frac{\partial^2 J_x}{\partial z^2} = j\omega\mu\sigma J_x\tag{2.7}$$

Chegamos então a uma equação diferencial de segunda ordem, com solução dada pela equação

(2.8).

$$J_x(z) = J_1 e^{Kz} = J_2 e^{-Kz} \quad (2.8)$$

Em que  $K = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = (1+j)k$ , com  $k = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$ .

Quando  $z$  tende a infinito, a densidade de corrente deve tender a zero, portanto,  $J_1$  deve valer zero também. E para  $z=0$ , a densidade de corrente é justamente a corrente da superfície ( $J_x(0)$ ), portanto obtemos a equação (2.9).

$$J_x(z) = J_x(0)e^{-kz}e^{jkz} \quad (2.9)$$

Da equação (2.9), podemos observar que a densidade de corrente decai exponencialmente e para que atinja  $1/e$  (27%) da corrente da superfície, a profundidade de penetração ( $\delta$ ) é dada pela equação (2.10).

$$\delta = \frac{1}{k} = \sqrt{\frac{1}{\pi f_o \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_o \mu}} \quad (2.10)$$

Portanto podemos observar que o efeito pelicular depende de 3 variáveis:

- Frequência do campo magnético ( $f_o$ );
- Resistividade do material ( $\rho$ );
- Permeabilidade do material ( $\mu$ ).

## 2.5 Método sem contato

Métodos sem contato consistem na aplicação de um campo magnético sobre o material, com o intuito de gerar a corrente de Foucault e, como esta corrente pode variar de acordo com a resistividade, permeabilidade e condições de superfície do material, podem ser realizadas diversas montagens com o intuito de medir uma destas características do material. A corrente de Foucault é induzida usualmente utilizando uma bobina, alimentada com uma corrente alternada, posicionada sobre o material estudado, como mostrado na figura 2.5.

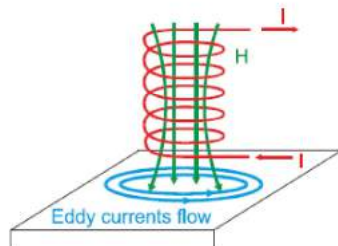


Figura 2.5: Corrente de Foucault induzida a partir de uma bobina sobre o material. Figura adaptada de [9]

A seguir, serão mencionadas duas montagens diferentes que utilizam a corrente de Foucault para medições de características diferentes.

### 2.5.1 Circuito LC

Este experimento foi adaptado pelo estudo realizado por [10]. Utilizando do princípio de que a corrente de Foucault sobre o material irá dissipar potência pelo efeito Joule e, como esta perda de corrente depende principalmente da resistividade do material, procura-se calcular a resistência do material medindo esta perda de potência.

O estudo será realizado utilizando um circuito oscilador LC. O indutor utilizado será uma bobina e o campo magnético gerado será aplicado sobre o material, induzido por ferrite, como ilustrado na figura 2.9, ou posicionando o material sob a bobina.

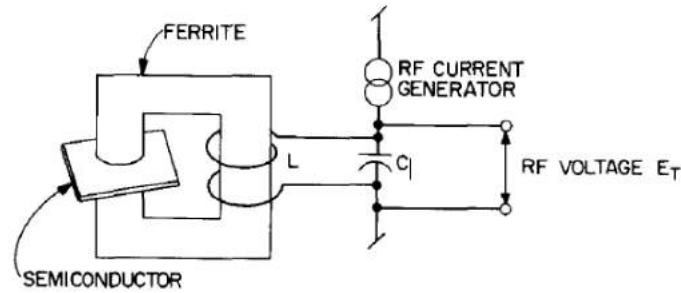


Figura 2.6: Figura relativa ao circuito utilizado para o método sem contato. Figura adaptada de [10]

Desta montagem, a perda de potencial ( $P_a$ ) proporcionado pelo material é dado pela equação (2.11).

$$P_a = K(v_T/N)^2 \int_0^{h_z} \sigma(z) dz \quad (2.11)$$

Em que K é o fator de correção que descreve o vazamento do fluxo pelo ferrite,  $v_T$  é a tensão aplicada sobre a bobina, N o número de espiras,  $h_z$  a profundidade do material e  $\sigma(z)$  a condutividade do material em função da profundidade.

Considerando a condutividade constante ao longo do material, a integral da equação 2.11 ( $h_z\sigma$ ), é inversamente proporcional à resistividade (basta substituírmos a relação entre a condutividade e resistividade  $\sigma = \frac{1}{\rho}$  na equação (2.2). Assim, obtemos a equação (2.12).

$$P_a = K(v_T/N)^2 \frac{1}{R_s} \quad (2.12)$$

Dado que a potência é dada como  $P_a = VI$  e mantida a tensão constante, temos que a corrente de Foucault é inversamente proporcional a resistência de folha do material, resultando na equação



(2.13).

$$I = K v_T (1/N)^2 \frac{1}{R_s} \quad (2.13)$$

É vantajosa a utilização de um circuito LC por ser mais sensível à variações de amplitude do sinal e por se adequar às frequências de ressonância da amostra. Porém, como o indutor representa a bobina utilizada, não é possível um circuito LC ideal pois é necessário levar em conta também a resistência associada. Assim, como efeito de simplificação, o modelo do circuito será representado como um circuito RLC em paralelo, representado na figura 2.7.

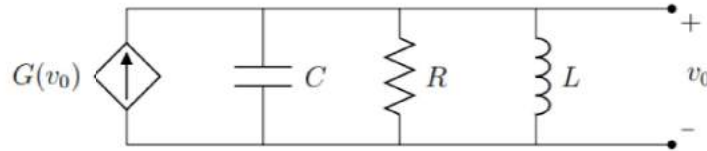


Figura 2.7: Modelo do circuito RLC. Figura adaptada de [11]

Esta representação permite simular a queda de tensão resultante da potência absorvida pela amostra como, de forma simplificada, uma queda de resistência em R. Esta queda de resistência causa um desequilíbrio no circuito que, se não ajustada pela fonte causará o decaimento exponencial da oscilação. Para resolver este problema, seria suficiente uma fonte de corrente dependente, variando linearmente em relação a tensão:  $G(v_0) = v_0/R$ . Infelizmente, na prática, não é possível atingir valores exatos de  $1/R$  e caso seja definido um valor maior, a oscilação tende a crescer até o limite do sistema, determinada pela alimentação do circuito, tornando-se independente da amostra a ser medida. Caso seja definido um valor menor, a oscilação decai para zero.

Para solucionar este problema, será utilizado um oscilador marginal, *marginal oscillator* [11], que utiliza uma fonte dependente não-linear, com resposta representada na figura 2.8.

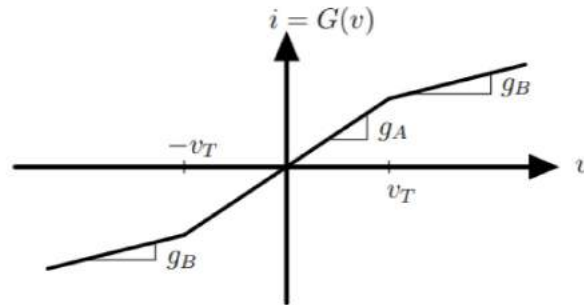


Figura 2.8: Gráfico fonte dependente em função de  $v_0$ . Figura adaptada de [11]

Ajustando para que  $g_B < 1/R < g_A$ , dessa forma é possível garantir que a oscilação seja mantida para um determinado  $v_T$ . Coincidentemente, este sistema também aumenta a sensibilidade do circuito.

Considerando a sensibilidade ( $S_R^A$ ) como uma relação entre a variação percentual de amplitude

e a variação percentual da resistência R, temos a equação (2.14).

$$S_R^A = \frac{\Delta A/A \times 100}{\Delta R/R \times 100} = \frac{R\Delta A}{A\Delta R} \quad (2.14)$$

Analisando o sistema como uma fonte de corrente independente com o valor dado pela equação (2.15).

$$i(t) = I_0 \cos(\omega_n t) \quad (2.15)$$

Com uma amplitude da corrente constante e a frequência em sintonia com os elementos do circuito RLC, o mesmo pode ser analisado como uma resistência, conseqüentemente a tensão será dada pela equação (2.16).

$$v(t) = RI_0 \cos(\omega_n t) \quad (2.16)$$

Para o calculo da sensibilidade, temos que a amplitude A é dada por  $RI_0$ . Assim, a sensibilidade para uma fonte independente linear é dada pela equação (2.17).

$$S_R^A = \frac{R}{RI_0} \frac{\partial(RI_0)}{\partial R} = 1 \quad (2.17)$$

Já para uma fonte de corrente dependente não-linear, Viswanathan [12] prova que a sensibilidade do sistema é dada pela equação (2.18).

$$S_R^A = \frac{\pi}{2(1 - \frac{g_B}{g_A})g_A R \text{sen}(2\theta)} \quad (2.18)$$

Onde  $\theta$  é dada pela equação (2.19).

$$\text{sen}(2\theta) + 2\theta = \frac{\pi}{(1 - \frac{g_B}{g_A})} \left( \frac{1}{g_A R} - \frac{g_B}{g_A} \right), \text{ com } \theta \in (0, \frac{\pi}{2}] \quad (2.19)$$

Assim, valores muito próximos de  $g_A$  e  $g_B$  fazem a sensibilidade do oscilador marginal tender ao infinito. Uma sensibilidade alta significa que para pequenas variações em R, teremos uma maior variação na amplitude. Esta característica é importante para a medição utilizando corrente de Foucault mencionada nessa seção, principalmente para materiais com alta resistividade, já que se espera baixas variações na impedância da bobina.

### 2.5.2 Detecção de falhas e rachaduras

Este experimento foi adaptado pelo estudo realizado por [9] e representa um método que permite examinar consistentemente a superfície do material devido a rachaduras. Ao invés de medir a perda de potência, mede-se a alteração na indutância da bobina decorrente das correntes de Foucault no material ou, alternativamente, medindo o campo magnético gerado por estas correntes.

Para um melhor entendimento da variação da indutância da bobina, pode ser utilizado um modelo de transformador para representar a bobina e a amostra da seguinte forma:

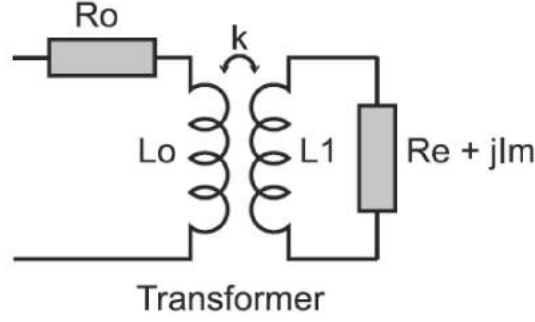


Figura 2.9: Modelo de transformador para o método sem contato. Figura adaptada de [9]

Neste modelo,  $R_o$  e  $L_o$  representam respectivamente a resistência e indutância da bobina,  $k$  é o fator de acoplamento, que é inversamente proporcional à distância entre bobina e a amostra,  $R_e$  e  $L_1$  a resistência e indutância da amostra respectivamente, e  $I_m$  a indutância de fuga do sistema que pode ser ignorado por apresentar pouca interferência com o sistema.

Aplicando a lei de Kirchoff em ambos os laços obtemos as equações (2.20) e (2.21).

$$R_0 I + j\omega L_0 I + j\omega k L_1 I_e = V \quad (2.20)$$

$$R_e I_e + j\omega L_1 I_e - j\omega k L_0 I = 0 \quad (2.21)$$

Em que  $V$  é a tensão aplicada sobre a bobina, de frequência angular  $\omega$  e  $k$  é o fator de acoplamento.

Quando não há nenhuma amostra sob a bobina, o fator de acoplamento é zero e a impedância da bobina é mantida em  $R_0 + j\omega L_0$ . Já com a presença de uma amostra, a impedância nova ( $Z_c$ ) pode ser calculada substituindo a equação 2.21 em 2.20, obtendo a equação (2.22).

$$Z_c = R_0 + j\omega L_0 + \frac{k^2 L_0 L_1 \omega^2}{R_e + jL_1 \omega} \quad (2.22)$$

Separando a parte real da imaginária da equação (2.22), obtemos as equações (2.23) e (2.24).

$$L_c = L_0 - \frac{(k\omega)^2 L_0 L_1^2}{R_e^2 + (\omega L_1)^2} \quad (2.23)$$

$$R_c = R_0 + \frac{(k\omega)^2 L_0 L_1 R_e}{R_e^2 + (\omega L_1)^2} \quad (2.24)$$

Podemos observar que as correntes de Foucault causam um decaimento na indutância e um aumento na resistência da bobina. Para uma melhor análise destes resultados, podemos normalizar as partes reais ( $R_{cn}$ ) e imaginárias ( $L_{cn}$  ou  $X_{cn}$ ) dados pelas equações (2.25) e (2.26).

$$R_{cn} = \frac{R_c - R_0}{L_0} \quad (2.25)$$



$$X_{cn} = \frac{L_c}{L_0} \quad (2.26)$$

Assim, quando não há nenhuma variação na impedância, ou melhor, quando não há nenhuma amostra sob a bobina,  $R_{cn} = 0$  e  $L_{cn} = 1$ . Portanto, normalizando as equações (2.24) e (2.23), obtemos as equações (2.27) e (2.28).

$$R_{cn} = \frac{(k\omega)^2 L_1 R_e}{R_e^2 + (\omega L_1)^2} \quad (2.27)$$

$$X_{cn} = 1 - \frac{(k\omega)^2 L_1^2}{R_e^2 + (\omega L_1)^2} = 1 - \frac{L_1}{R_e} R_{cn} \quad (2.28)$$

Analisando a equação acima, podemos observar que a variação da impedância depende de três aspectos e analisando os extremos de cada um, temos que:

- Frequência da fonte ( $\omega$ ):

$$X_{cn} = \begin{cases} 1, & \text{se } \omega \rightarrow 0 \\ 1 - k^2, & \text{se } \omega \rightarrow \infty \end{cases} \quad (2.29)$$

$$R_{cn} = \begin{cases} 0, & \text{se } \omega \rightarrow 0 \\ \frac{k^2 R_e}{L_1}, & \text{se } \omega \rightarrow \infty \end{cases} \quad (2.30)$$

É importante observar que é desejável uma maior variação da impedância para aumentar a sensibilidade da medição. Assim, é importante evitar os valores extremos para realizar o experimento. Analisando o circuito, a melhor frequência é dada quando  $R_e = L_1 \omega$ .

- Fator de acoplamento, *lift-off*, ( $k$ ), que pode ser traduzida como distância entre a bobina e a amostra:

$$X_{cn} = \begin{cases} 1, & \text{se } k \rightarrow 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

$$R_{cn} = \begin{cases} 0, & \text{se } k \rightarrow 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

Vale lembrar que o coeficiente diminui a medida que se afasta da amostra e quando a distância é zero, ela corresponde ao maior valor que o sistema atinge.

- Resistividade da amostra ( $R_e$ ):

$$X_{cn} = \begin{cases} 1 - k^2, & \text{se } R_e \rightarrow 0 \\ 1, & \text{se } R_e \rightarrow \infty \end{cases} \quad (2.33)$$

$$R_{cn} = \begin{cases} 0, & \text{se } R_e \rightarrow 0 \\ 0, & \text{se } R_e \rightarrow \infty \end{cases} \quad (2.34)$$

Para uma resistividade infinita, não haverá correntes de Foucault sobre o material, assim, é como se não houvesse nenhum material sob a bobina.

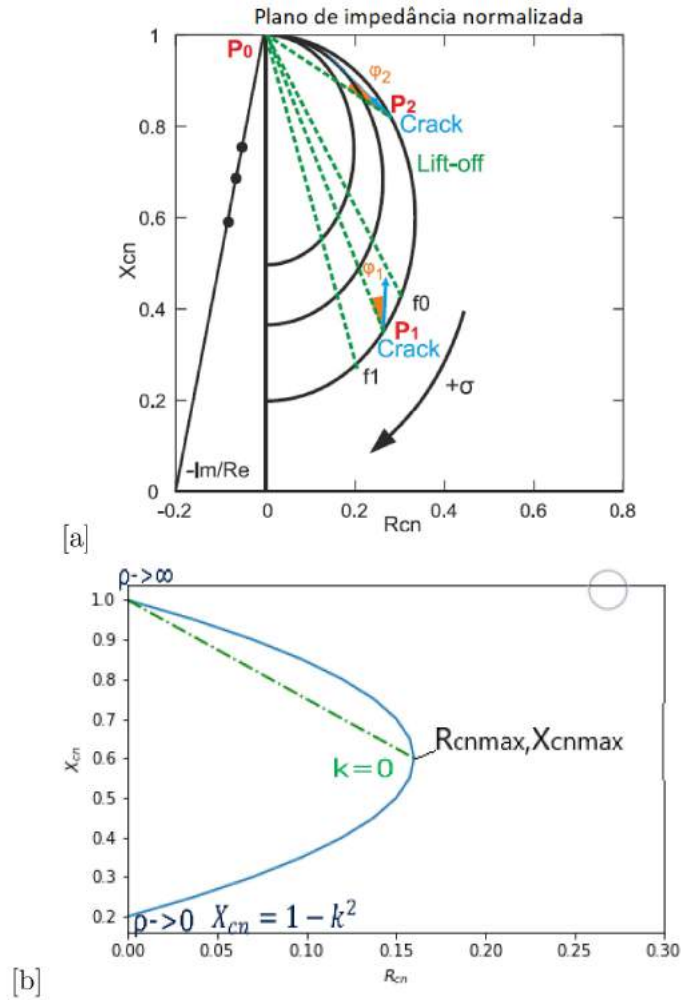


Figura 2.10: Plano de impedância normalizada. a) Figura adaptada de [9] e b) plano simplificado.

As variações causadas por cada uma destas três variáveis podem ser resumidas no gráfico sobre o plano de impedância normalizado, como mostra a figura 2.10[a]. Já na figura 2.10[b] temos uma simplificação do plano de impedância, com variações apenas da distância entre a bobina e a amostra, em verde, e sua resistividade, em azul. É importante observar nesta simplificação que a variação da impedância é máxima quanto menor a resistividade do material e quanto menor a distância de *lift-off*. Também na figura 2.10[b], foi marcado o ponto de maior variação da impedância  $(R_{cnmax}, X_{cnmax})$ , em que os pontos  $R_{cnmax}$  e  $X_{cnmax}$  são dados pela equação (2.35), quando é válida a relação  $R_e = L_1\omega$ .

$$\begin{aligned} R_{cnmax} &= \frac{k^2 R_e}{2L_1} \\ X_{cnmax} &= 1 - \frac{k^2}{2} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Sabendo que as variações de impedância do circuito da bobina são dependentes da resistividade da amostra, será possível detectar a superfície por falhas ou até comparar dois materiais diferentes medindo a alteração de indutância da bobina. Uma possível montagem que permite esta medição

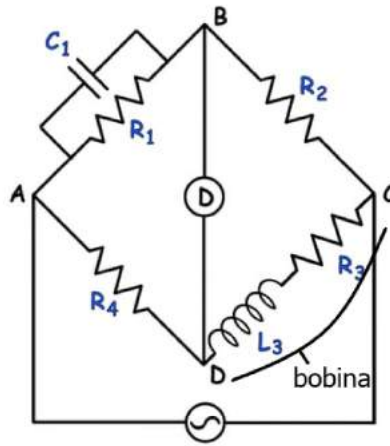


Figura 2.11: Ponte de Maxwell Wien. Figura adaptada de [13]

é utilizando a ponte de Maxwell-Wien.

A ponte de Maxwell-Wien utiliza do mesmo princípio da ponte de Wheatstone, porém com um indutor e um capacitor em lados opostos, como mostrado da figura 2.11.

Para estabilizar a ponte, obter uma tensão 0 em D, é necessário obter a relação dada pela equação (2.36).

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad (2.36)$$

Como temos que  $Z_1 = R_1 || X_C = \frac{R_1}{1+j\omega C R_1}$ ,  $Z_2 = R_2$ ,  $Z_3 = R_3 + j\omega L_3$  e  $Z_4 = R_4$ , substituindo na equação (2.36), obtemos a equação (2.37).

$$R_1(R_3 + j\omega L_3) = R_2 R_4 + j\omega C R_1 R_2 R_4 \quad (2.37)$$

Separando a parte real da imaginária, obtemos as condições de equilíbrio da ponte, dadas pelas equações (2.38) e (2.39).

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (2.38)$$

$$L_3 = C R_2 R_4 \quad (2.39)$$

A partir deste circuito, será possível calcular a impedância ou, de maneira mais simples, variações de impedância, já que a partir do ponto de equilíbrio qualquer variação na impedância acusará uma tensão em D. Basta ajustar a ponte para quando a bobina está sobre o material em um ponto sem falhas. A partir deste ponto, percorre-se o restante do material e, na presença de falhas, a corrente de Foucault será menor devida a uma menor área de circuito fechado, diminuindo a variação da impedância na bobina.

### 2.5.3 Bobinas comerciais

Durante a fabricação de uma bobina, é importante observar as quatro principais características que podem influenciar na indutância final da bobina: Número de espiras (N), área das espiras



Figura 2.12: Bobina para testes com corrente de Foucault da empresa Olympus. Figura adaptada de [14].

Tipo	Série	Frequência	Diâmetro
Weld Probe	Straight Weld probe	100 kHz - 600 kHz	5.0 mm (0.196 in.)
Weld Probe	Straight Weld probe	100 kHz - 600 kHz	8.0 mm (0.314 in.)
Weld Probe	Right Angle Weld Probe	100 kHz - 600 kHz	5.0 mm (0.196 in.)
Weld Probe	Right Angle Weld Probe	100 kHz - 600 kHz	8.0 mm (0.314 in.)
Weld Probe	Paint Thickness Probe	100 kHz - 600 kHz	6.35 mm (0.25 in.)
Weld Probe	Straight Weld probe	100 kHz - 600 kHz	5.0 mm (0.196 in.)
Weld Probe	Straight Weld probe	100 kHz - 600 kHz	8.0 mm (0.314 in.)

Figura 2.13: Tabela com especificações de bobinas oferecidas pela empresa Olympus. Figura adaptada de [14]

(A), comprimento da bobina ( $l$ ) e a permeabilidade do interior da bobina ( $\mu$ ). Conhecidos estes valores, é possível calcular o valor aproximado da indutância ( $L$ ) pela equação (2.40).

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (2.40)$$

Bobinas comerciais, como exemplificada na figura 2.12, de apenas um enrolamento utilizadas para o mapeamento de irregularidades na superfície estão limitados, em geral, por frequências de operação de 100Hz até 5MHz, e diâmetros de 5mm até 10mm [14] e são utilizadas normalmente sobre materiais condutores. Porém, dada a importância da escolha de uma frequência adequada e a diferença de proporções de condutores para semicondutores orgânicos, uma maior faixa de frequências disponíveis se torna indispensável para caracterizações de novos semicondutores orgânicos.

Para efeito de comparação, será calculado o efeito pelicular sobre 5 materiais diferentes: silício, silício dopado (possui resistividade dependente da dopagem, mas possui escala de  $1\Omega cm$ )[15], cobre, PEDOT:PSS (condutor orgânico) e P3HT (semicondutor orgânico). Considerando a permeabilidade dos materiais próximas a do vácuo, e utilizando uma frequência de 1MHz, substituímos

os valores na equação (2.10), como demonstrado para silício e P3HT, para obter a tabela 2.1.

$$\delta_{\text{SI}} = \sqrt{\frac{2.3 \cdot 10^3}{\pi \cdot 10^6 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6}}} = 24m \quad (2.41)$$

$$\delta_{\text{P3HT}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^6}{\pi \cdot 10^6 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6}}} = 503m \quad (2.42)$$

Tabela 2.1: Efeito pelicular para um campo de 1MHz. Valores de resistividade do Silício, PEDOT:PSS e P3HT obtidas em [16], [17] e [18] respectivamente.

Material	$\rho(\Omega m)$	$\mu_r$	$\delta(m)$
Prata	$1.59 \cdot 10^{-8}$	1	$6.3 \cdot 10^{-5}$
Cobre	$1.68 \cdot 10^{-8}$	1	$6.5 \cdot 10^{-5}$
PEDOT:PSS	$5 \cdot 10^{-5}$	1	$3.5 \cdot 10^{-3}$
Silício dopado	0.01	1	$5 \cdot 10^{-2}$
Silício	$2.3 \cdot 10^3$	1	24
P3HT	$10^6$	1	503

Podemos observar que há uma variação muito grande do efeito pelicular entre o semiconductor orgânico e o silício. Idealmente, buscamos uma profundidade de penetração intermediária. Não muito baixa para que a corrente de Foucault seja relevante para a medição e não muito elevada para que não sofra interferência de outros materiais do meio. Na tabela 2.2, foi calculada a frequência necessária para obtermos uma profundidade de penetração de 1mm (tamanho considerado muito maior que os filmes das amostras utilizados).

Materiais de maior resistividade, possuem frequências máximas maiores também, o que é benéfico, já que sinais de maiores frequências são menos suscetíveis a ruídos. Em contrapartida, frequências muito elevadas demandam equipamentos mais complexos, trazendo novamente a necessidade de uma mediação entre os dois extremos.

Tabela 2.2: Frequência necessária para obter um efeito pelicular de 1mm.

Material	$\delta(mm)$	$f_{max}$
Prata	1	4.03kHz
Cobre	1	4.25kHz
PEDOT:PSS	1	550kHz
Silício dopado	1	25.3GHz
Silício	1	582 THz
P3HT	1	84.4 PHz





em 1ml de clorofórmio, sob agitação constante por 1hora.

### 3.1.2 PEDOT:PSS

O PSS (*Polystyrene sulfonate*) é utilizado como um receptor de cargas em uma solução com PEDOT, fazendo com que PSS seja carregado negativamente e o PEDOT carregado positivamente. O PEDOT, por ser um polímero conjugado, quando carregado positivamente, permite uma movimentação livre das cargas, conferindo alta condutividade ao material PEDOT:PSS. Além de ser bom condutor, o PEDOT:PSS também é utilizado por ser um material transparente com alta estabilidade térmica de baixo custo [19]. Este material foi comprado já pronto para o uso da empresa Ossila, como mostrado na figura 3.2.

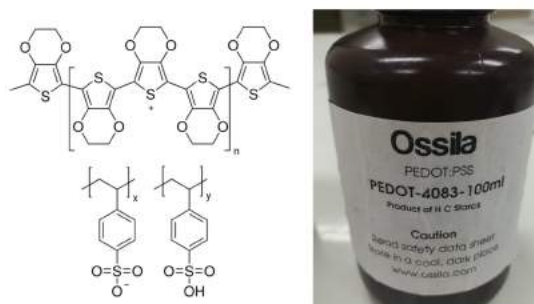


Figura 3.2: Estrutura molecular do polímero PEDOT:PSS (esquerda) e PEDOT:PSS utilizado no laboratório (direita).

### 3.1.3 Prata

A prata será utilizada por causa da sua alta condutividade elétrica. Para o estudo, por apresentar maiores respostas de correntes de Foucault, permitirá uma maior sensibilidade das montagens a serem realizadas. O material foi comprado pronto para o uso da empresa Sigma-Aldrich, como mostrado na imagem 3.3.



Figura 3.3: Prata utilizado no laboratório.

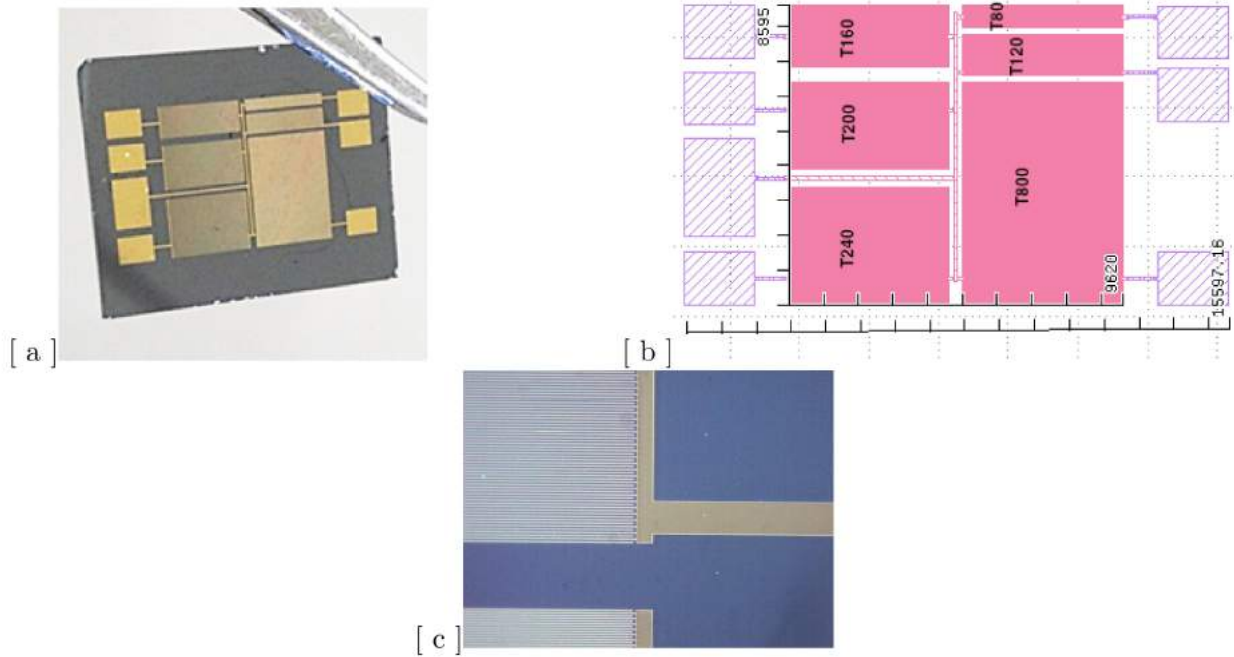


Figura 3.4: a) IDE utilizado para o experimento, b) Layout do substrato IDE utilizado, com dimensões em  $\mu m$  e c) Foto ampliada do IDE.

## 3.2 Caracterização elétrica

### 3.2.1 Eletrodos Interdigitados (IDE)

Eletrodos Interdigitados, do inglês *interdigitated electrodes*, são compostos de três camadas: uma pequena placa de silício dopado (condutor) como base, uma fina camada de dióxido de silício (isolante) e dedos finos e de precisão de ouro impressos litograficamente na superfície do dióxido de silício. A camada de óxido em conjunto com a camada de silício dopado permite o funcionamento semelhante à da porta de um transistor. Quando um material semiconductor é aplicado sobre o IDE, é possível induzir portadores de carga aplicando uma tensão sobre a camada de silício, sem conduzir corrente, impedida pela fina camada de óxido.

Assim, IDEs permitem a fabricação de dispositivos utilizando semicondutores orgânicos por um baixo preço e por métodos simples, já que a deposição do semiconductor pode ser realizada utilizando o método de *spincoating*. Neste trabalho, foi utilizado o equipamento spin coater, aplicando uma rotação de 100rpm por 20 segundos.

O IDE utilizado para o experimento, referente a figura 3.4[a], foi fabricado pela Center of Microtechnologies, TU Chemnitz, Alemanha, e possui 6 campos de testes diferentes que diferem apenas pelo número ( $N_{ch}$ ) e distância ( $L_{ch}$ ) dos dedos, com a geometria de cada campo especificada na tabela 3.1 e observados na figura 3.4[b]. Ampliando a figura do IDE na figura 3.4[c], é possível observar os dedos de ouro e o comprimento entre cada dedo.

Esta diferença de geometria nos campos de teste, nos permite a análise do material pelo método da linha de transmissão, que será abordado na seção 3.5.1.



Tabela 3.1: Geometria dos campos de teste.

Campo de teste	$N_{ch}$	$L_{ch}/\mu m$	$N_{ch}/L_{ch}/\mu m^{-1}$
T80	80	3	26.7
T120	120	4.5	26.7
T800	800	3	266.7
T240	240	9	26.7
T200	200	7.5	26.7
T160	160	6	26.7



Figura 3.5: Bobina utilizado para o experimento.

### 3.2.2 Bobinas

As bobinas utilizadas no experimento, ilustradas na figura 3.5, foram projetadas utilizando fios de cobre awg (*american wire gauge*) 30 (0.2546mm de diâmetro e resistência de aproximadamente  $333 \Omega/\text{Km}$ ) enroladas em um núcleo de ferrite cilíndrica com dimensões de 5mm de diâmetro por 5mm de altura. Foram utilizados aproximadamente 37cm de fio de cobre para a realização das espiras, portanto, com um total de 24 espiras.

## 3.3 Equipamentos utilizados

- **Jandel RM3000**

O equipamento Jandel RM3000, mostrado na figura 3.6, é utilizado para realizar as medidas de resistência de folha pelo método de quatro pontas. Por causa do limite mínimo de corrente, este equipamento consegue medir apenas resistências de até  $500M\Omega/\square$



Figura 3.6: Equipamento Jandel RM3000 utilizado(esquerda) e as quatro pontas(direita)



Figura 3.7: Suporte do substrato

- **Source meter unit (SMU).**

Dois SMUs foram utilizados para medições de corrente e de tensão. Uma é da marca Keysight modelo B2901 e a segunda da marca Keithley modelo 2400. Os resultados das medições podem ser extraídos no formato csv, permitindo resultados mais detalhados ou inclusive o tratamento dos dados, como por exemplo pelo método da linha de transmissão.

- **Suporte do substrato**

Para realizar as medidas com o SMU sobre o substrato IDE, foi projetado um suporte que permite as conexões de todas as portas do IDE por conectores BNC, do contrário seria necessário realizar os contatos manualmente, propiciando erros de mal contato e danos ao substrato. O suporte está ilustrado na figura 3.7.

### 3.4 Softwares utilizados

Para a realização de gráficos e das regressões, foi utilizada a linguagem Python, versão 3.7, no ambiente de desenvolvimento Spyder presente na plataforma Anaconda. Dentro dos códigos, foi necessário utilizar 4 bibliotecas, são elas:

- **Panda**

Utilizado para a leitura de arquivos texto de texto delimitado (txt) ou de valores separados por vírgula (csv) e os transforma em matrizes ou listas, facilitando futuras manipulações dos dados.

- **Numpy**

Utilizado para a manipulação de matrizes e listas de grandes dimensões, inclusive para operações matemáticas mais complexas.

- **Matplotlib.pyplot**

Utilizado para gerar gráficos de vários tipos, como por exemplo histogramas e gráficos de dispersão, com comandos simplificados para legendas e configurações visuais.

- **Sklearn.linear\_model**

Utilizado para os cálculos das regressões lineares. A regressão linear é realizada utilizando o método dos mínimos quadrados, que procura uma regressão que minimiza a soma do quadrado dos resíduos da equação, sendo o resíduo a diferença entre o valor obtido pela regressão e o valor obtido experimentalmente.

Também foi necessário a realização de simulações de circuitos, que foi realizado utilizando o software LTspice XVII da empresa Linear Technology. Este software permite a simulação dos circuitos de forma simples, por meio do desenho gráfico. Os parâmetros dos componentes utilizados podem ser escolhidos entre os já existentes, oferecidos pelo software, ou determinados pelo usuário, permitindo uma simulação mais próxima possível de uma situação real.

Neste trabalho, foram simulados circuitos que utilizam de resistores, capacitores, indutores, fontes de tensão, fontes de corrente dependentes e chaves.

## 3.5 Aspectos técnicos

### 3.5.1 Método da linha de transmissão

Para caracterizar a resistência de contato entre o P3HT e o dedo do IDA (ouro), foi utilizado o método da linha de transmissão, do inglês *transmission line method* (TLM). Este método permite calcular a resistência de contato a partir de uma análise sobre a equação (2.3), onde podemos observar que a resistência total varia linearmente em relação ao comprimento ( $L$ ) do material. Assim, realizando vários testes com o mesmo material e considerando todos os IDE utilizados iguais, mas variando apenas a largura da amostra, é possível obter um cálculo aproximado dos coeficientes da equação, sendo que o coeficiente linear será justamente o dobro da resistência de contato, da equação (2.3), o componente  $2R_c$ .

### 3.5.2 Análise da corrente de Foucault

Para uma análise melhor da potência absorvida da corrente de Foucault, será desenvolvida a equação (2.11) com as seguintes considerações: a bobina utilizada possui raio  $R$ , o material de teste possui espessura  $h_z$  e o raio máximo da corrente de Foucault na superfície está limitada pelo tamanho da bobina e a força eletromotriz estudada é igual à diferença de potencial. Começamos a análise pela lei de ohm, temos que a tensão é dado pela variação da corrente pela resistência,  $\partial i R(r)$ ,  $r$  representa a variável raio em coordenadas cilíndricas. Substituindo na equação da lei de faraday (2.4), temos:

$$\partial i R(r) = -\frac{\partial \Phi_B}{\partial t} \quad (3.1)$$

Como o fluxo magnético é dada pelo campo magnético ( $B$ ) multiplicado pela Área ( $\pi r^2$ ), podemos escrever a corrente como:

$$\partial i = -\frac{1}{R(r)} \pi r^2 \frac{\partial B}{\partial t} \quad (3.2)$$

A partir da corrente, a potência pode ser obtida pela fórmula  $\partial p = (\partial i)^2 R(r)$  resultando em:

$$\partial p = \frac{1}{R(r)} \pi^2 r^4 \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 \quad (3.3)$$

Já a resistência em função da condutividade é dada por  $R(r) = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{A}$ , como visto da equação (2.2). Como a corrente de Foucault percorre um caminho circular, o comprimento ( $l$ ) percorrido é dado por  $2\pi r$  e a área percorrida é dada por  $h_z \partial r$ :

$$R(r) = \frac{1}{\sigma} \frac{2\pi r}{h_z \partial r} \quad (3.4)$$

Substituindo na equação (3.3) e aplicando a integral para obter o valor da potência temos:

$$\int \partial p = \frac{\pi \sigma h_z}{2} \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 \int_0^R r^3 \partial r \quad (3.5)$$

Assim, temos que a potência é dada por:

$$p = \frac{\pi \sigma h_z}{8} \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 R^4 \quad (3.6)$$

Finalmente, utilizando a lei de Faraday novamente para campos magnéticos em bobinas, temos que:

$$\frac{\partial B}{\partial t} = -\frac{1}{A N} v \quad (3.7)$$

Em que  $N$  é o número de espiras. Assim, substituindo na equação (3.6), obtemos:

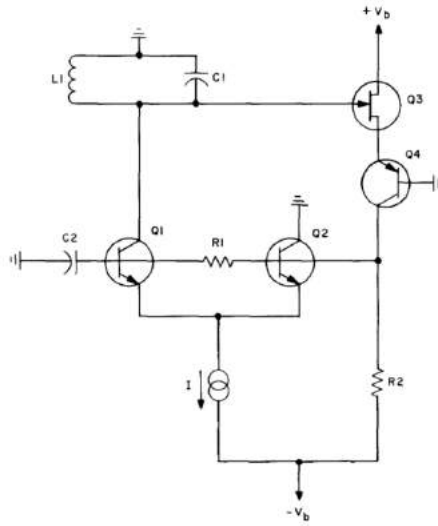


Figura 3.8: Circuito referente ao oscilador marginal. Figura adaptada de [10]

$$p = \frac{v^2 \sigma h_z}{8\pi N^2} = \frac{v^2}{8\pi N^2 R_s} \quad (3.8)$$

Esta análise foi realizada desconsiderando o efeito pelicular e considerando a condutividade constante ao longo do material. Porém sabemos que a condutividade pode variar em alguns casos, como por exemplo quando não há uma homogeneidade na dopagem do material ou quando há contaminações, em ambos os casos, a condutividade será diferente na superfície e no interior do material.

### 3.5.3 Estudos e adaptações dos circuitos com bobinas

Será analisado neste trabalho os circuitos utilizados nos dois trabalhos mencionados na seção 2.5, o oscilador marginal e a ponte de Maxwell-Wien.

Os circuitos são simulados e projetados pelo software LTSpice. Para o oscilador marginal, será utilizado a montagem realizada por Miller et al. [10] ilustrada na figura 3.8.

Já para a análise da ponte de Maxwell-Wien, além do projeto via software, será realizada a montagem do circuito para observarmos o equilíbrio do mesmo e as mudanças na ponte para presenças de materiais sob a bobina, desejando observar maiores impactos para materiais de menor resistividade.

Infelizmente, esta montagem requer uma alta precisão de todos os componentes, sem contar possíveis interferências sobre o circuito, para calcular a resistividade com exatidão. Mesmo que, para um estudo sobre novos materiais, a análise da grandeza da corrente de Foucault já nos fornece dados importantes, será proposta uma alternativa no circuito da figura 3.9 que nos permite uma análise diferente.

O objetivo de se utilizar duas bobinas é obter o equilíbrio da ponte quando os dois estiverem

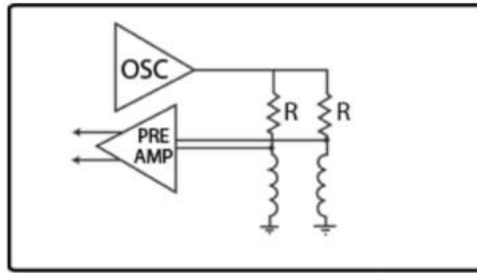


Figura 3.9: Ponte utilizando duas bobinas.

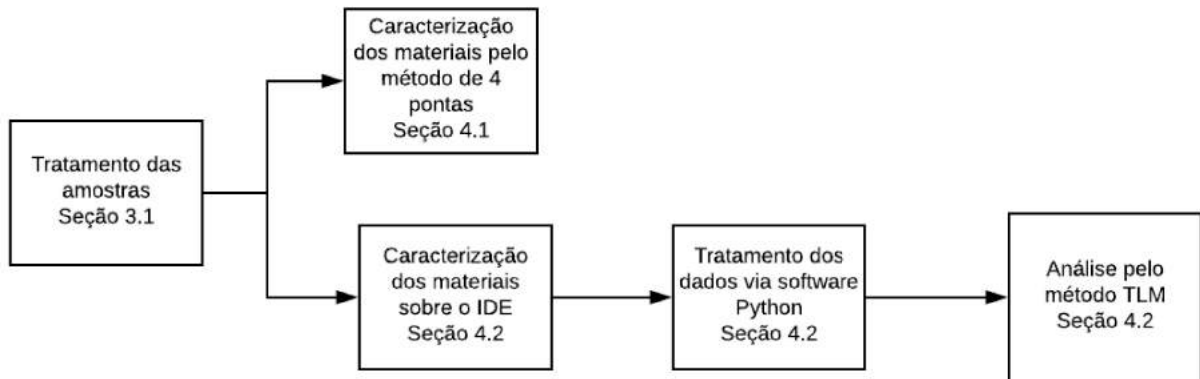


Figura 3.10: Fluxograma da primeira linha de trabalho realizado.

sobre um mesmo material conhecido, como por exemplo P3HT ou PEDOT:PSS, como referência. Assim, substituindo o material referência de uma bobina apenas pelo material que se deseja caracterizar, será possível, ao invés de calcular a resistividade deste novo material, comparar o material com a referência, com as propriedades já conhecidas. Assim, é possível uma melhor análise, avaliando se o material novo possui características mais próximas de semicondutor, condutor ou isolante, de acordo com o material referência.

### 3.6 Fluxograma

Podemos separar este trabalho em 3 linhas principais de estudo: caracterização experimental dos filmes, análise dos efeitos da corrente de Foucault em filmes orgânicos e projetos de circuitos de medição com corrente de Foucault.

- **Caracterização experimental**

Nesta etapa serão caracterizado materiais com propriedades já conhecidas, medindo a resistência de folha pelo método de 4 pontas e a resistência de contato pelo método da linha de transmissão, explicitando ao mesmo tempo as dificuldades para cada método. Fluxograma ilustrada na figura 3.10.

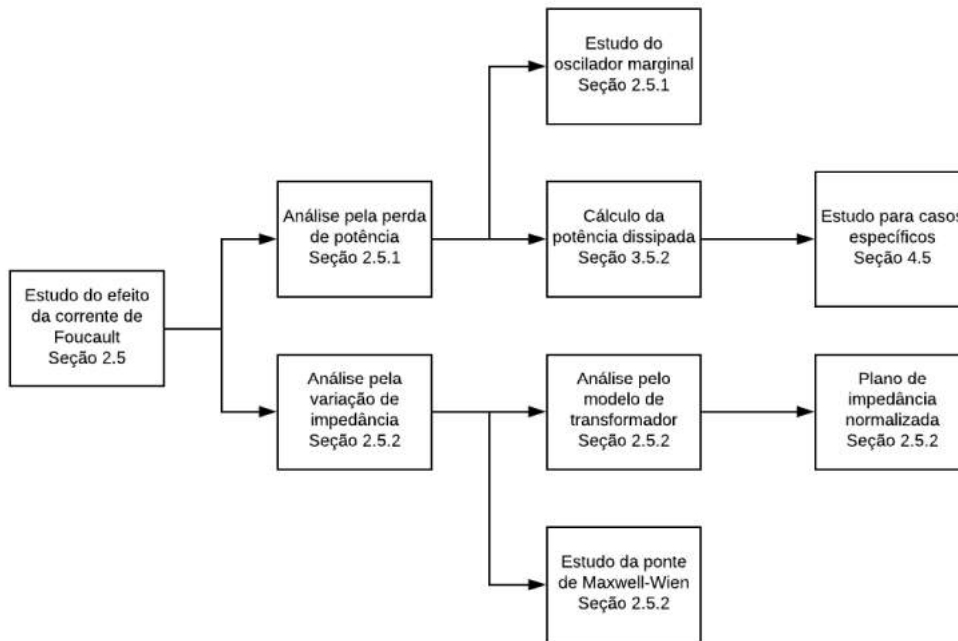


Figura 3.11: Fluxograma da segunda linha de trabalho realizado.

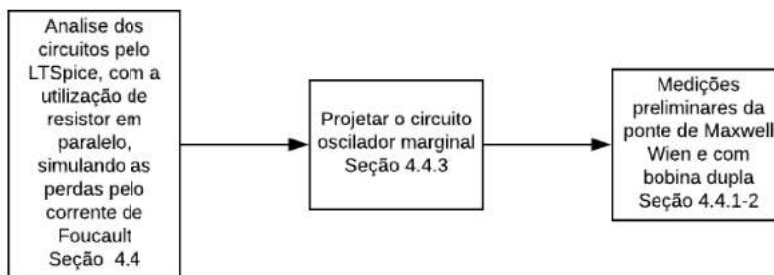


Figura 3.12: Fluxograma da terceira linha de trabalho realizado.

- **Análise dos efeitos da corrente de Foucault**

Nesta etapa serão estudados dois efeitos causados pela corrente de Foucault. A perda de potência causada pela amostra, e a variação da impedância do circuito primário. A partir destes efeitos, serão analisados métodos que permitam a caracterização da amostra e quais fatores podem influenciar esta medição. Fluxograma ilustrada na figura 3.11.

- **Projeto de circuitos para o estudo dos métodos sem contato**

Será estudado e projetado circuitos que permitem a medição da corrente de Foucault e avaliar as necessidades para a caracterização do material. Fluxograma ilustrada na figura 3.12.



# Capítulo 4

## Resultados

### 4.1 Caracterização pelo método de quatro pontas

Utilizando o Jandel RM3000, foram realizadas as medidas de resistência de folha dos materiais disponíveis. Também foi realizada a medição sobre o IDE que, sem nenhuma amostra depositada, nos permite a medição do óxido de silício e do silício dopado. Os resultados obtidos estão listados na tabela 4.1.

Durante a medição, foram apresentadas duas mensagens de erro: *contact limit* e *out of range*. A primeira é dada quando a resistência total do material medido é muito alta, seja pela resistência de contato ou pela resistência intrínseca. Assim, não foi possível a injeção adequada da corrente para obter uma tensão dentro dos limites de medição do voltímetro. Já o *out of range* é dado quando a tensão está fora dos limites de medição para a corrente escolhida. Para a opção de alta resolução, a tensão deve estar contida entre 0V e 0.15V e para a opção baixa resolução, a tensão deve estar entre 0.15V e 1.2V.

Tabela 4.1: Resultado de cada material obtido com o método de quatro pontas

Material	Resultado
Cobre	$0.33m\Omega/\square$
Prata	$7.2m\Omega/\square$
Silício dopado	$90m\Omega/\square$
Óxido de silício	Out of range
PEEDOT:PSS	$132k\Omega/\square$
P3HT	Contact limit

O óxido de silício é um material isolante, porém o resultado encontrado não foi *Contact limit*, indicando uma resistência muito alta. Uma possível justificativa é a espessura da camada do



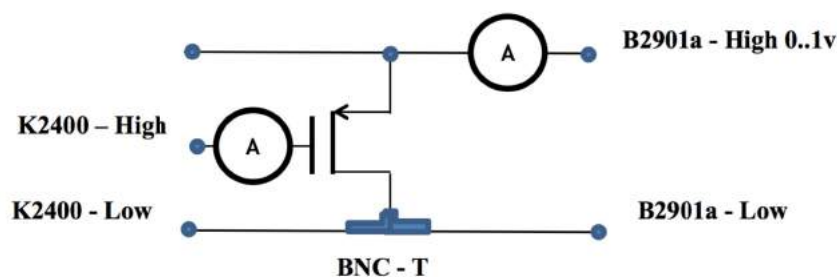


Figura 4.1: Circuito simulado com o substrato IDA.

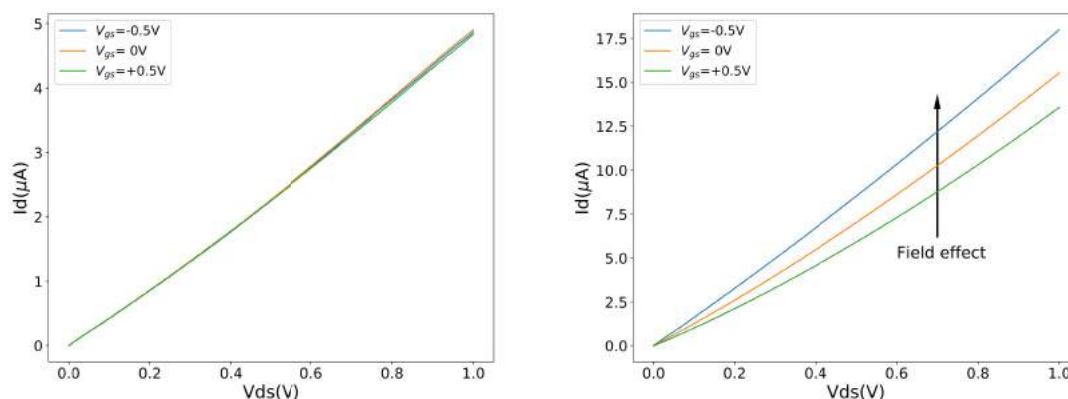


Figura 4.2: Gráfico tensão de fonte x corrente para PEDOT:PSS (esquerda) e P3HT (direita).

material, que é de apenas 10nm. Assim, é possível que durante a medição, o contato mecânico tenha perfurado esta camada e dentro do resultado da medição esteja presente uma proporção do silício dopado.

## 4.2 Análise pelo IDE e pelo método TLM

Utilizando os substratos IDE, é possível realizar testes utilizando materiais diferentes para simular um transistor, como mostrado na figura 4.1.

Sobre o IDE, foi depositado o P3HT e o PEDOT:PSS para realizar os testes de fonte dreno. Alterando a tensão sobre a porta entre -0.5V, 0V e 0.5V, podemos classificá-los facilmente em relação à resistividade. Como mostrado na figura 4.2, o PEDOT:PSS apresenta uma alta condutividade e pouca variação em relação a tensão de porta, características de um condutor. Já o P3HT apresenta uma boa condutividade e uma alteração na resposta variando a tensão de porta, caracterizando-o como um bom semi-condutor.

A partir destes resultados, foi possível fazer um estudo sobre a resistência de contato entre o semi-condutor orgânico e o condutor do IDA (ouro) utilizando o método da linha de transmissão.

Ainda a partir destes resultados, foi possível fazer uma análise pelo método da linha de trans-

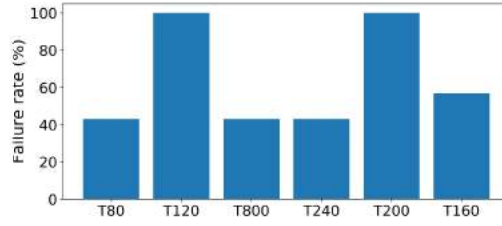


Figura 4.3: Histograma da taxa de curto-circuito por campo.

missão. Este método foi realizado analisando o transistor em baixas tensões de fonte, quando sua resposta em relação à corrente de dreno é linear, visando analisar e medir a resistência de contato.

A camada isolante de óxido do IDE é muito fino e muito difícil de ser produzido, resultando em uma alta taxa de falhas, nestes casos prejudicando os resultados da amostra. Levando isto em consideração, foram medidas 4 amostras diferentes, sempre observando em quais casos há um curto circuito. Podemos observar na figura 4.3 que a taxa de curto circuito é bastante elevada, inclusive, para os campos T120 e T200 não houve nenhum resultado sem curto para ser analisado.

Dado o circuito de montagem ilustrado na figura 4.1, os curtos podem ser facilmente identificados ao aplicar uma tensão positiva e negativa de 0.5V sobre a porta. Em casos de curto, será identificado uma corrente elevada mesmo com tensão de fonte em zero, como mostrado na figura 4.4 (direita).

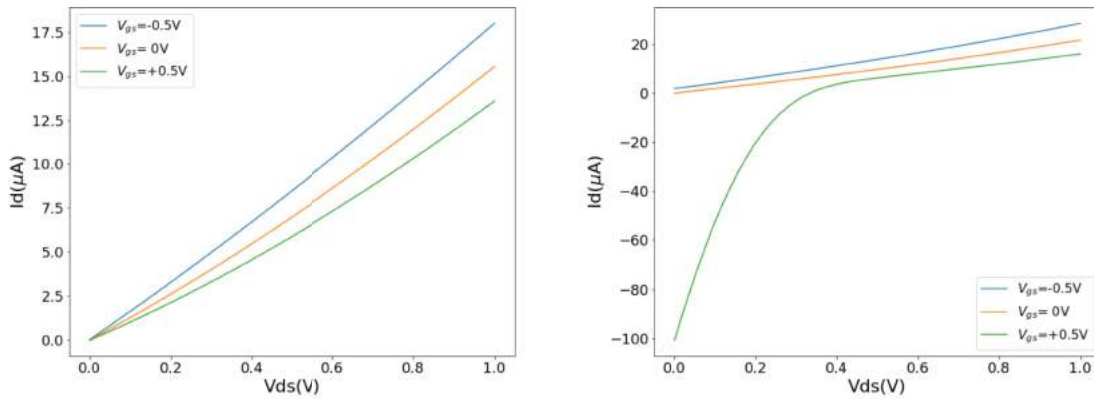


Figura 4.4: Resposta obtida da amostra 3 campo T80(esquerda) e da amostra 4 campo T120(direita)

Dentro dos resultados sem curto circuito, foram escolhidos os de melhor desempenho de cada campo procurando, se possível, utilizar a mesma amostra e com a menor corrente de curto-circuito (corrente para tensão de fonte 0V). Foram escolhidos então os campos T80 e T240 da amostra 3 e o campo T160 da amostra 1. A partir destes resultados, foram realizadas regressões lineares na região de resposta linear da amostra, de 0 até 0.3V, como mostrado na figura 4.5. O coeficiente angular desta regressão, indicado na tabela 4.2, determina o inverso da resistência total da medida, equação (2.3), que inclui as seguintes resistências:

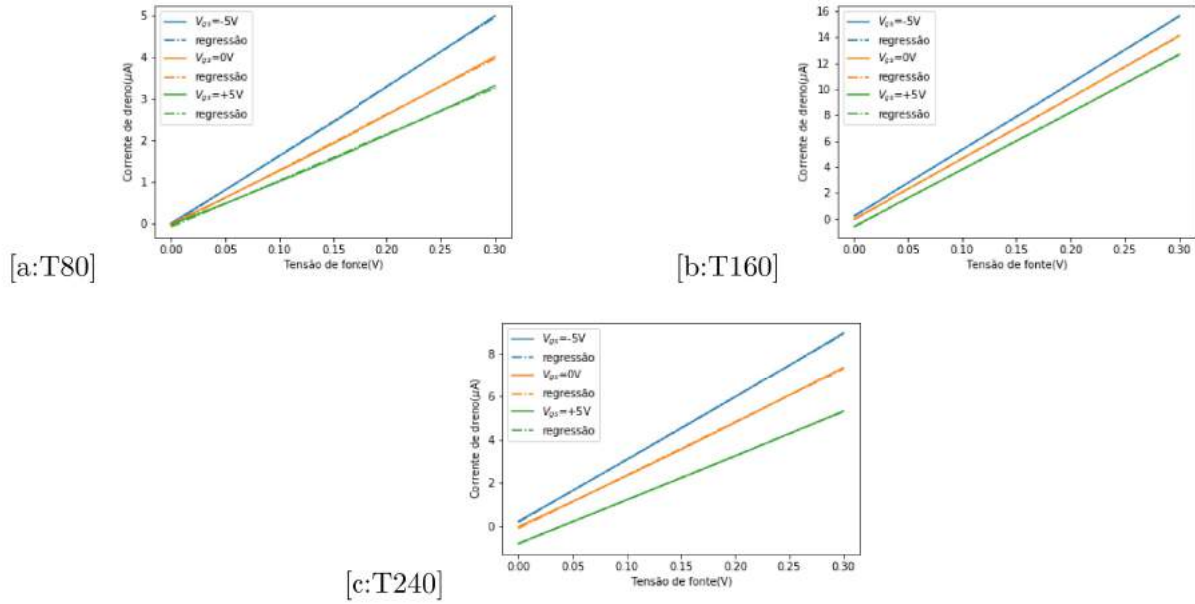


Figura 4.5: Regressões lineares realizadas em cada campo para diferentes tensões de porta utilizada: a) campo T80, b) campo T160, c) campo T240.

Tabela 4.2: Coeficiente angular calculado para cada campo para cada tensão de porta.

Porta	-0.5V	0V	0.5V
T80	16.6 S	13.4 S	11.1 S
T160	51.4 S	47.2 S	44.2 S
T240	29.0 S	24.5 S	20.3 S

- Resistência intrínseca do material ( $R_i$ ), que pode ser substituída pela equação (4.1).

$$R_i = R_s \frac{L}{W} \quad (4.1)$$

Em que  $R_s$  é a resistência de folha do material, L e W o comprimento e a largura do material respectivamente. No caso do IDE, L também representa a distância entre os dedos e W a largura do mesmo.

- Resistência do contato entre o eletrodo e a ponta de medição, o qual pode ser desconsiderado visto que os dois materiais são compostos por ouro;
- Resistência de contato entre o eletrodo e o material ( $R_c$ ).

Como a conexão entre a porta e o dreno é realizada entre  $N_{ch}$  canais, o que é apresentado é na verdade  $N_{ch}$  resistências de contato e resistências intrínsecas em paralelo, determinando finalmente a resistência total medida, dada pela equação (4.2).



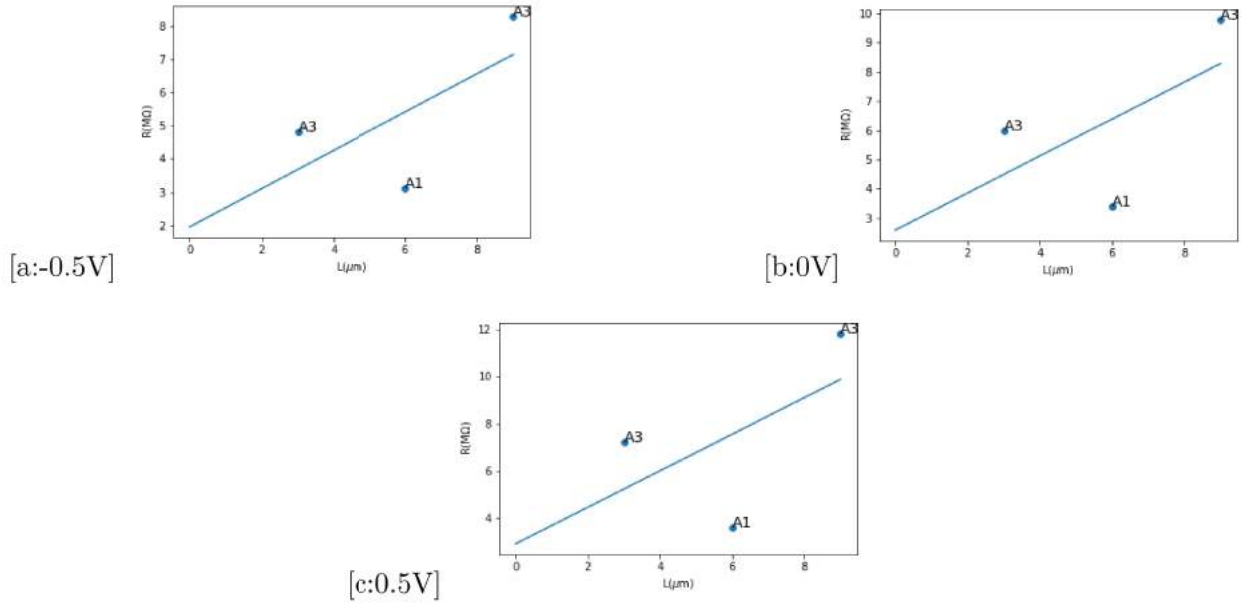


Figura 4.6: Análise da resistência de contato por TLM de cada tensão de porta: a) tensão de porta -0.5V, b) tensão de porta 0V, c) tensão de porta 0.5V.

$$R_T = \frac{(2R_c + R_i)}{N_{ch}} \quad (4.2)$$

Ou

$$R_T = \frac{(2R_c + R_s \frac{L}{W})}{N_{ch}} \quad (4.3)$$

O número de canais  $N_{ch}$  e o comprimento  $L$  é conhecido para cada campo, a resistência intrínseca é constante para todas as amostras, mas a espessura  $h_z$  pode variar entre amostras. Como foram utilizadas duas amostras diferentes, será necessário considerar uma espessura igual para os dois, mas este ponto deve ser considerado como possível imprecisão para a análise dos resultados. Realizando esta consideração, será possível gerar, com os dados medidos, o gráfico de dispersão da equação 4.3, da resistência total  $R_T$  em função do comprimento  $L$ , ilustrado na figura 4.6. A partir deste gráfico foi realizada a regressão linear uma segunda vez, porém agora com o objetivo de determinar o coeficiente linear, que irá determinar a resistência de contato.

Os valores obtidos para as resistências de contato estão listados na tabela 4.3. Para um caso ideal, a resistência de contato não depende da tensão de porta, diferente do que é apontado pelo resultado obtido. Esta discrepância pode ser explicada pelas condições do experimento junto com a baixa quantidade de amostras. Assim, tentando obter um resultado mais acurado, podemos realizar uma análise considerando a tensão de porta, pois desta forma a resistência é dada pelo ponto de intersecção das retas de regressão como podemos observar na figura 4.7.

A partir desta segunda análise, obtivemos uma resistência de contato de aproximadamente  $1M\Omega$ . Estes resultados reforçam um dos grandes problemas dos materiais orgânicos, a elevada

Tabela 4.3: Valores de resistência de contato obtidos.

	<b>0.5V</b>	<b>0V</b>	<b>-0.5V</b>
$R_c$	2.93 M $\Omega$	2.59 M $\Omega$	1.96 M $\Omega$

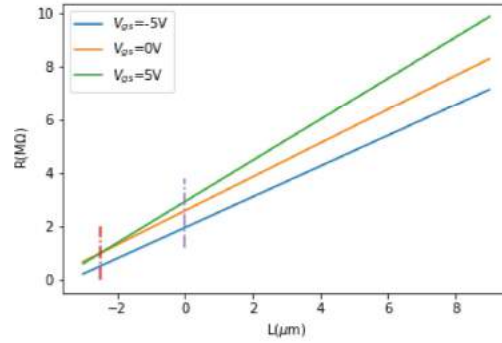


Figura 4.7: Regressões realizadas por TLM para diferentes tensões de porta. Traço vermelho representa uma aproximação da intersecção das retas e traço roxo representa os valores obtidos para  $L=0$ .

resistência de contato.

### 4.3 Medição das bobinas

Utilizando o equipamento 4284A Precision LCR Meter da Keysight Technologies, medimos a indutância e a resistência das duas bobinas usadas para o experimento.

O equipamento permite a medição de dois cenários, da indutância com um resistor em paralelo (função  $L_p - R_p$  do equipamento) ou em série (função  $L_s - R_s$  do equipamento), como ilustrado na figura 4.8. Portanto, para realizar a medição da bobina, é necessário avaliar se a melhor representação do circuito equivalente é dada com uma resistência em paralelo ou em série.

Para realizar esta análise, diversas medições foram realizadas para as duas funções variando apenas a frequência. Os resultados das medições estão listadas na tabela 4.4. Também foi medida a resistência da bobina 1 com um multímetro, ou melhor, com frequência zero, obtendo o valor de  $0.4\Omega$ .

Realizando as análises dos circuitos, temos que a impedância total do circuito em série ( $Z_s$ ) é dada pela equação (4.4) e do circuito em paralelo ( $Z_p$ ) é dada pela equação (4.5).

$$Z_s = R_s + j\omega L_s \quad (4.4)$$

$$Z_p = \frac{R_p(\omega L_p)^2 + j\omega L_p R_p^2}{R_p^2 + (\omega L_p)^2} \quad (4.5)$$

Como a medição é realizada sobre o circuito equivalente, podemos determinar se a bobina é melhor representada por um circuito em série ou paralelo realizando a medição e observando o resultado em função da frequência da seguinte forma:

Caso a melhor representação seja por um circuito em paralelo, se medirmos pela função  $L_s - R_s$ , temos que a resistência  $R_s$  medida é na verdade representada pela equação (4.6) e a indutância  $L_s$  medida é representada pela equação (4.7). Desta forma, com  $\omega$  tendendo a 0, esperamos que  $R_s$  tenda a 0 também e  $L_s$  tenda a  $L_p$ . Já quando  $\omega$  tende a infinito,  $R_s$  tende a  $R_p$  e  $L_s$  tende a zero.

$$R_s = \frac{R_p(\omega L_p)^2}{R_p^2 + (\omega L_p)^2} \quad (4.6)$$

$$L_s = \frac{L_p R_p^2}{R_p^2 + (\omega L_p)^2} \quad (4.7)$$

Já caso a melhor representação seja por um circuito em série, se medirmos pela função  $L_p - R_p$ , temos que a resistência  $R_p$  medida é na verdade representado pela equação (4.8) e a indutância  $L_p$  medida é representada pela equação (4.9). Desta forma, com  $\omega$  tendendo a 0, esperamos que  $R_p$  tenda a  $R_s$  e  $L_p$  tenda a infinito. Já quando  $\omega$  tende a infinito,  $R_p$  tende a infinito e  $L_p$  tende a  $L_s$ .

$$R_p = R_s \left[ 1 + \left( \frac{L_s \omega}{R_s} \right)^2 \right] \quad (4.8)$$

$$L_p = L_s \left[ 1 + \left( \frac{R_s}{\omega L_s} \right)^2 \right] \quad (4.9)$$

Portanto, observando os resultados das medições na tabela 4.4, podemos concluir que as análises se adequam mais ao caso da bobina ser um circuito em série, inclusive para a medição com o multímetro, representando uma frequência nula e se aproximando de  $0.4 \Omega$ . Assim, para as simulações foram utilizados os valores obtidos pela função  $L_s - R_s$  a 10kHz, ou melhor, para a bobina 1 temos  $2.02\mu\text{H}$  e  $0.43\Omega$  e para bobina 2 temos  $1.75\mu\text{H}$  e  $0.67\Omega$ .

## 4.4 Projeto de circuitos

A seguir serão apresentados as análises dos circuitos para as medições sem contato, realizando as simulações e projetos necessários.

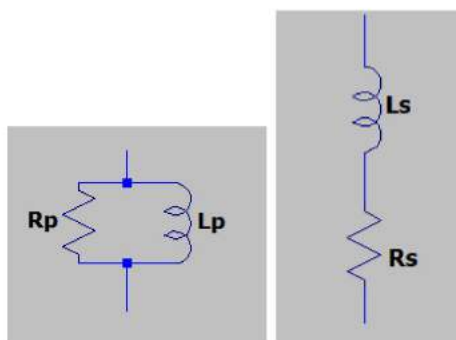


Figura 4.8: Medição do circuito equivalente da bobina considerando uma impedância: paralela (esquerda) e em série (direita).

Tabela 4.4: Tabela com medições das bobinas(diferenciadas pelas cores dos cabos, 1:vermelho-cinza e 2:vermelho-verde)

Frequência	$L_s - R_s/\text{bobina1}$	$L_p - R_p/\text{bobina1}$	$L_s - R_s/\text{bobina2}$	$L_p - R_p/\text{bobina2}$
1kHz	$L_s=2.02 \mu\text{H}$ $R_s=0.44\Omega$	$L_p=2.2 \text{ mH}$ $R_p=0,42\Omega$	$L_s=1.75 \mu\text{H}$ $R_s=0.67\Omega$	$L_p=6.2 \text{ mH}$ $R_p=0,66\Omega$
10kHz	$L_s=2.02 \mu\text{H}$ $R_s=0.43\Omega$	$L_p=24.77 \mu\text{H}$ $R_p=0,47\Omega$	$L_s=1.75 \mu\text{H}$ $R_s=0.67\Omega$	$L_p=63.73 \mu\text{H}$ $R_p=0,67\Omega$
100kHz	$L_s=1.97 \mu\text{H}$ $R_s=0.45\Omega$	$L_p=1.92 \mu\text{H}$ $R_p=3.02\Omega$	$L_s=1.72 \mu\text{H}$ $R_s=0.69\Omega$	$L_p=2.39 \mu\text{H}$ $R_p=2.4\Omega$
1MHz	$L_s=1.86 \mu\text{H}$ $R_s=1.03\Omega$	$L_p=1.57 \mu\text{H}$ $R_p=98.9\Omega$	$L_s=1.64 \mu\text{H}$ $R_s=1.11\Omega$	$L_p=1.66 \mu\text{H}$ $R_p=98.25 \Omega$

#### 4.4.1 Ponte de Maxwell-Wien

Para realizar a simulação utilizando os componentes presentes no laboratório, foram utilizados valores referentes ao circuito da figura 2.11:

- $L_3$  e  $R_3$  representam a bobina utilizada (bobina 1), portanto valem  $2\mu\text{H}$  e  $0.5\Omega$  respectivamente;
- Foram escolhidos valores iguais para  $R_2$  e  $R_4$ , portanto 2 resistores de  $10\Omega$ ;
- Assim,  $C_1$  e  $R_1$  foram calculados a partir das equações (2.38) e (2.39). Desta forma obtivemos os valores  $20\text{nF}$  e  $200\Omega$  respectivamente. Como não havia um capacitor de  $20\text{nF}$ , foram utilizados dois de  $10\text{nF}$  em paralelo.

Na figura 4.9, o gráfico em vermelho (dado por V(n001)) representa a tensão de entrada, uma



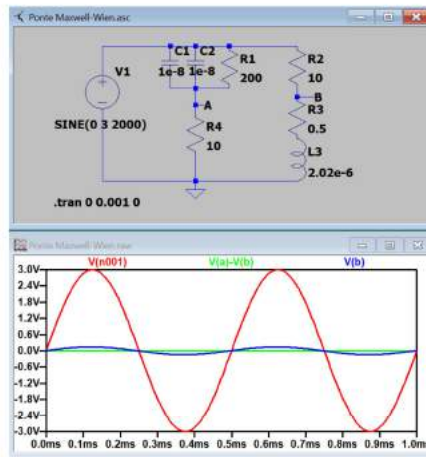


Figura 4.9: Simulação da ponte de Maxwell Wien, a ser realizado experimentalmente, com o LTSpice.

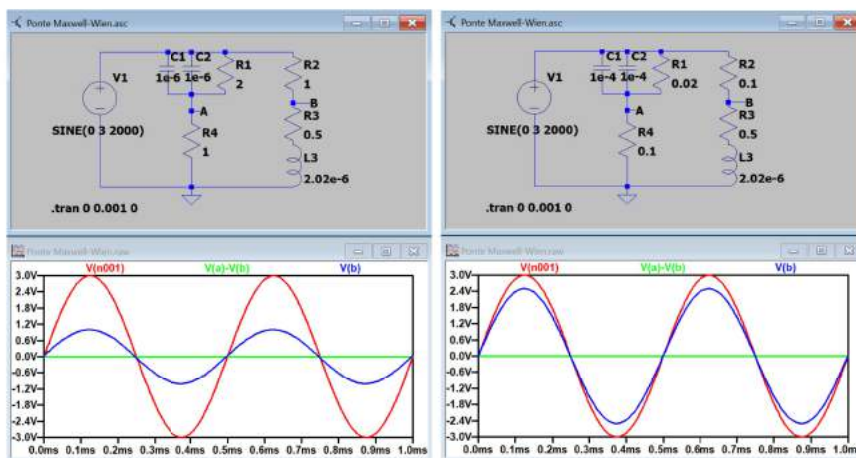


Figura 4.10: Pontes balanceadas utilizando diferentes valores de componentes para a mesma bobina.

tensão AC de amplitude 3V e frequência 2kHz. O gráfico azul representa a tensão sobre a bobina, no ponto B e o gráfico verde representa a diferença de potencial entre os pontos A e B. Como podemos observar, a ponte está em equilíbrio e a tensão entre A e B é zero.

Continuando as simulações, podemos observar na figura 4.10 que mesmo trocando os componentes do circuito, desde que as relações das equações (2.38) e (2.39) sejam mantidas, o equilíbrio continua. Dada a opção, um bom parâmetro para escolhermos os valores dos componentes são os que permitem uma maior tensão no ponto B, ou melhor, sobre a bobina, permitindo um maior efeito do campo magnético e conseqüentemente um maior efeito das correntes de Foucault. Podemos observar pelas simulações realizadas que este parâmetro é atingido quando são escolhidos valores baixos para a resistência  $R_2$ .

O segundo passo será incluir uma resistência ( $R_5$ ) em paralelo com a bobina para simular a perda de potência causada pela corrente de Foucault. É importante lembrar que o valor deste resistor em paralelo é apenas proporcional à resistividade da amostra e não igual. Assim, uma



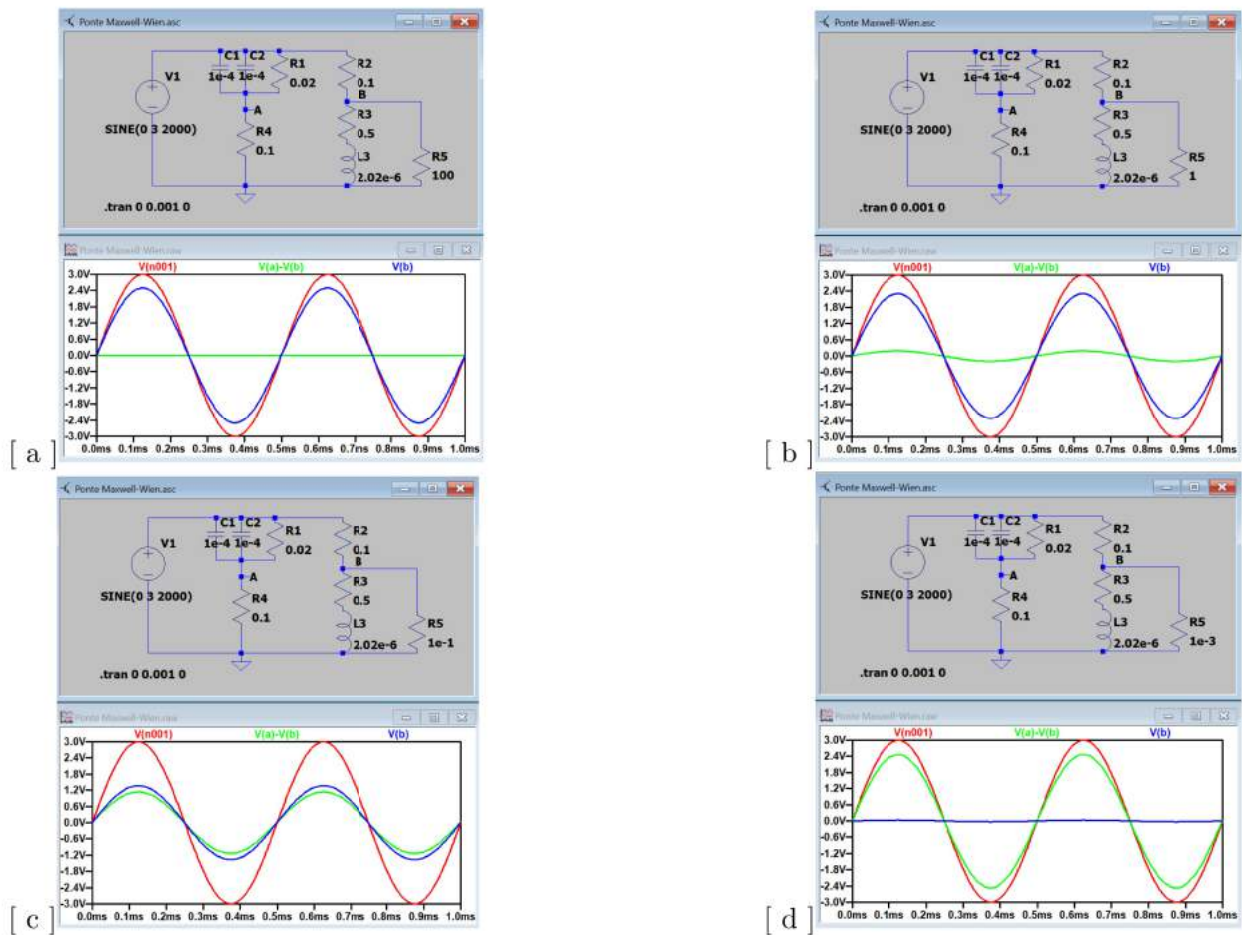


Figura 4.11: Balanceamento da ponte de Maxwell Wien para simulação de amostras com resistor em paralelo com a bobina: a)  $R_5 = 100\Omega$ , b)  $R_5 = 1\Omega$ , c)  $R_5 = 0.1\Omega$ , d)  $R_5 = 1m\Omega$ .

resistência muito alta em paralelo pode representar uma amostra isolante e a resistência baixa um condutor. Podemos observar da figura 4.11[a] que para materiais isolantes, a ponte continua em equilíbrio, como se não houvesse influência da corrente de Foucault sobre a bobina. Já na figura 4.11[b] e 4.11[c], o aumento gradativo da condutividade da amostra já tira a ponte do equilíbrio, apresentando uma diferença de potencial entre A e B cada vez maior. Finalmente na figura 4.11[d], no caso extremo em que a condutividade da amostra é infinita, a potência toda da bobina é dissipada e agora funciona como um curto circuito.

Esta montagem também foi realizada experimentalmente no laboratório, como mostrada na figura 4.12. Neste experimento, a tensão medida entre os pontos A e B foi  $13 \mu V$  com o circuito balanceado, e ao colocar um fino filme de cobre, a tensão medida passou para  $1.19mV$ . Durante o experimento, foi possível observar os seguintes problemas com a montagem:

- Como o balanceamento requer uma precisão maior dos componentes, o circuito montado no laboratório está sujeito a diversas formas de interferência externa, portanto foi importante a utilização de um potenciômetro que permite uma calibração para um melhor balanceamento do circuito;

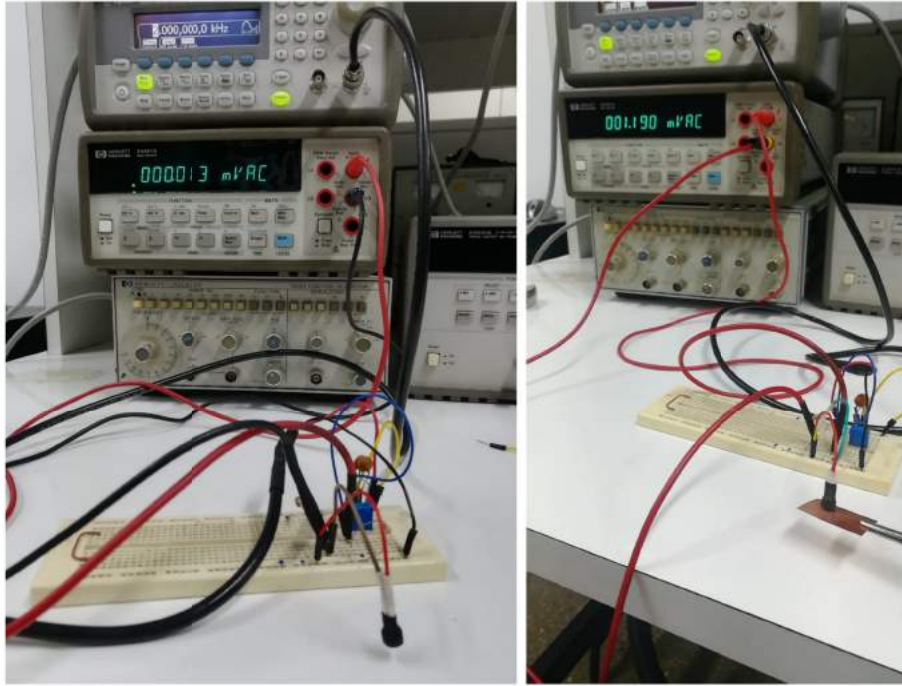


Figura 4.12: Experimento realizado da ponte de Maxwell Wien. Ponte balanceada (esquerda) e ponte desbalanceada causada por um filme de cobre posicionado em baixo da bobina (direita).

- Utilizando um  $R_2$  menor aumenta a corrente da bobina, mas também a deixa mais suscetível a ruído. Como é necessário manipular a bobina para a troca e fixação da amostra, é importante uma boa isolamento da bobina para evitar as interferências durante a manipulação da mesma;
- A variação de tensão quando se coloca uma amostra é relativamente baixa ainda, portanto um amplificador sobre a tensão de saída é recomendado para o circuito;
- Alterando a frequência para 2MHz, podemos observar uma maior variação na tensão de saída. Assim, também será importante definir a frequência que garanta a maior sensibilidade para a ponte.

#### 4.4.2 Ponte com duas bobinas

Para uma simulação do circuito da figura 3.9, é necessário adicionar um resistor em série para simular a resistência interna da bobina. Como as duas bobinas não são idênticas, não será possível equilibrar perfeitamente a ponte, mas visando obter uma tensão mínima entre as bobinas serão utilizados dois potenciômetros de precisão. Por meio de simulações, observamos que os valores de  $4.7\Omega$  e  $3.8\Omega$  para as resistências nos oferece uma tensão mínima aceitável entre as bobinas, como mostra a figura 4.13. Novamente o circuito foi alimentado com uma tensão AC de amplitude 3V e frequência 2kHz.

Incluindo agora um resistor em paralelo com a bobina para simular a perda de potência causada pelo material, será simulado um material fixo em uma das bobinas como referência (representado



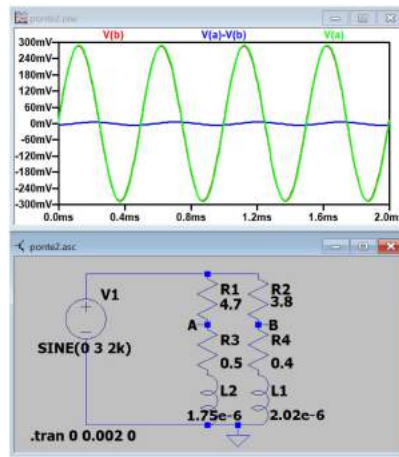


Figura 4.13: Ponte utilizando duas bobinas. Gráfico vermelho (V(b)) representa a tensão sobre a bobina 1, gráfico verde (V(a)) representa a tensão sobre a bobina 2 e o gráfico azul representa a tensão de saída, ou melhor, a diferença de tensão das duas bobinas.

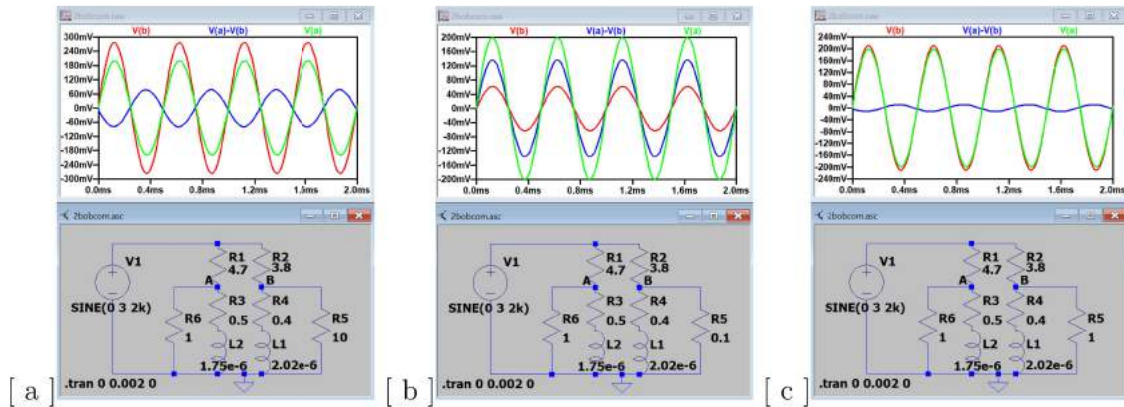


Figura 4.14: Análise de três resistências diferentes comparada com uma referência: a) resistência maior, b) resistência menor, c) resistência igual.

por R6), e na bobina secundária serão simulados três amostras diferentes (representadas por R5): com condutividade igual ao de referência, maior e menor. Simulações ilustradas na figura 4.14.

É possível tirar as seguintes conclusões a partir deste experimento:

- Como as bobinas não são idênticas, um mesmo material sob as duas bobinas pode alterar o balanceamento da ponte;
- A amplitude da tensão de saída indica apenas a diferença de resistividade entre os dois materiais em módulo, não indicando se a amostra é mais condutiva ou menos que o material referência;
- A amostra pode ser determinada como mais condutiva analisando a fase da tensão de saída. Se houver uma defasagem de 180 graus em relação com a tensão de entrada, então a amostra é mais resistiva do que o material de referência. Caso contrário, se a tensão de saída estiver com a mesma fase da tensão de entrada, então a amostra é menos resistiva.

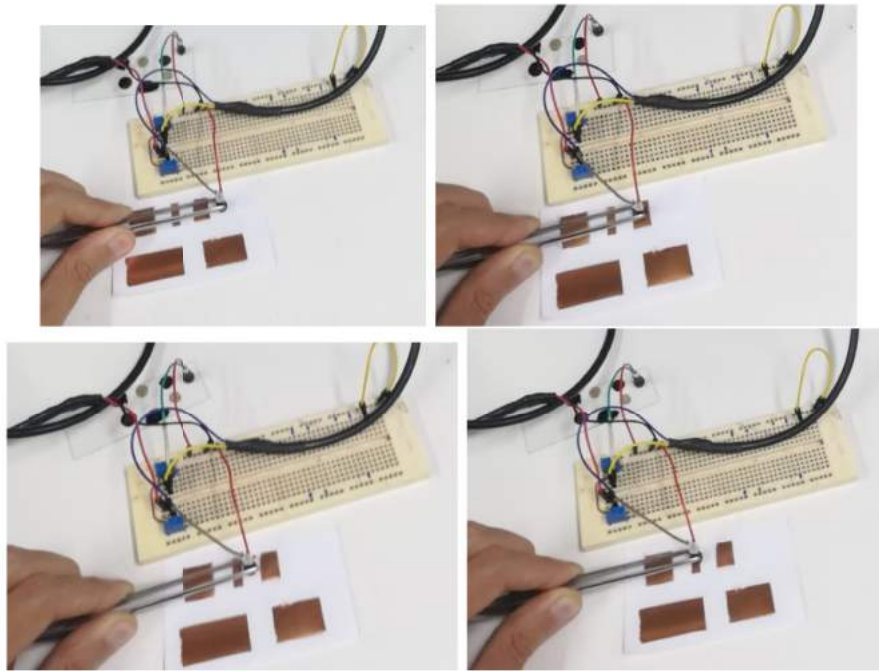


Figura 4.15: Simulação de detecção de falhas.

A ponte também foi realizada experimentalmente no laboratório, utilizando um material isolante como referência e o cobre como a amostra. O experimento realizado pode ser considerado uma simulação de detecção de riscos ou falhas, já que foi utilizado tiras de cobre intercalados com plástico, que pela sua característica de isolante pode representar uma falha. Como a ponte foi balanceada com a bobina de referência sobre um material isolante, quando passamos a bobina de teste sobre o cobre, a tensão de saída será alta, mas sem defasagem com a entrada. Já quando a bobina passa sobre uma superfície isolante, a ponte estará mais próxima do equilíbrio, diminuindo a tensão de saída, como podemos observar na figura 4.15 (passo a passo do experimento) e figura 4.16 (resultados do experimento).

Nesta montagem, é necessário considerar as seguintes observações:

- O balanceamento da ponte permite uma maior sensibilidade do sistema, porém uma tensão muito baixa está mais suscetível a ruídos do circuito. Assim, durante a medição, é necessário conciliar o nível de ruído e da sensibilidade do sistema;
- Colocando um filme de cobre, um material condutor, a tensão de saída aumentou apenas em 64mV. Portanto, para medir materiais de maior condutividade, será importante a inclusão de amplificadores de tensão;
- Por conta da diferença das bobinas e do desbalanceamento da ponte, a tensão de saída não estará na mesma fase da entrada, mas utilizando bobinas semelhantes, esta defasagem será muito pequena. Neste caso, para determinar se a amostra é mais condutiva ou menos que a referência, a defasagem pode ser comparada com a situação inicial da ponte, com a mesma amostra sob as duas bobinas;



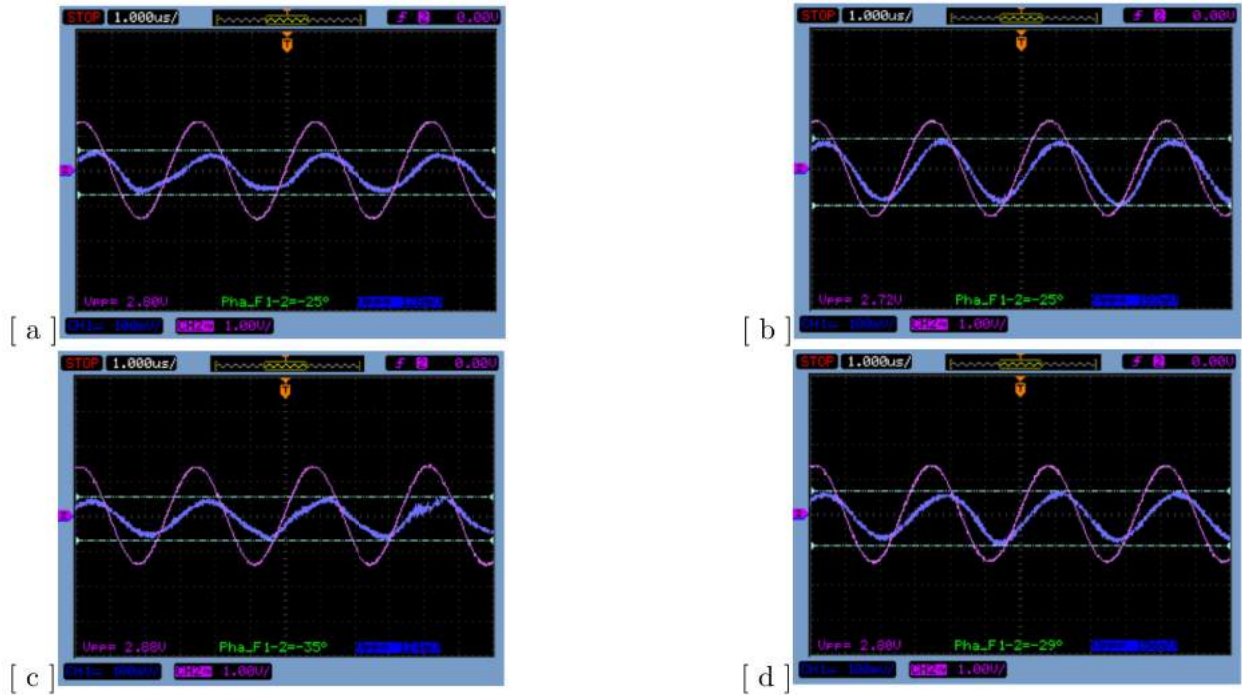


Figura 4.16: Resultados do experimento: a) bobina sobre plástico, b) bobina sobre cobre, c) bobina sobre plástico, d) bobina sobre tira de cobre de comprimento menor que o diâmetro da bobina.

- Quando a amostra possui comprimento menor que o diâmetro da bobina, a corrente de Foucault será menor também. Assim, é necessário observar o comprimento da amostra para evitar medições equivocadas.

#### 4.4.3 Oscilador marginal

Começamos a análise com uma simulação do circuito LC, com um indutor de  $1\mu H$ , um valor diferente das bobinas medidas, mas ainda da mesma ordem, e um capacitor de  $1\mu F$  e, para inicializar o circuito, foi utilizado um pulso de 5V como fonte de entrada. Idealmente, um circuito LC oscila com frequência dada pela equação 4.10, portanto no caso da simulação, com frequência de 0.159MHz.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.10)$$

Porém, além das impedâncias parasitas acopladas aos capacitores e indutores, que também estão presentes na simulação, uma queda da potência dada pela corrente de Foucault gerada na amostra também resulta em um amortecimento da oscilação, como observado na figura 4.17.

Para solucionar este problema, o oscilador marginal propõe uma fonte de corrente dependente para alimentar o circuito e manter a oscilação. Representando as perdas de potência parasitas e pela amostra como um resistor em paralelo R, como já representado na figura 2.7, será necessário uma fonte de corrente de valor  $G(v_0) = v_0/R$ . Na simulação, as perdas por impedância parasita estão acopladas nos componentes, mas podem ser representadas por um resistor em paralelo de

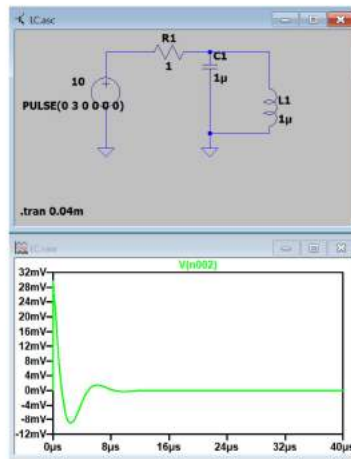


Figura 4.17: Simulação do circuito LC com o LTSpice.

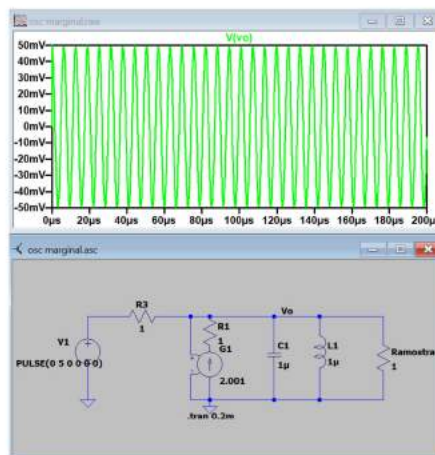


Figura 4.18: Simulação do circuito oscilador com o LTSpice, incluindo uma fonte de corrente dependente.

aproximadamente  $1\Omega$ . Assim, para a representação do circuito equivalente da figura 2.7, temos que o valor de  $R$  será de  $0.5\Omega$ . Portanto, para manter a oscilação, a fonte de corrente deve apresentar o valor de  $2v_0$ .

Constata-se da figura 4.18 que o equilíbrio foi atingido apenas com uma fonte de  $2.001v_0$  por causa da aproximação das indutâncias parasitas. Infelizmente, é necessário uma precisão muito alta para o valor da fonte de corrente, pois até variações de 0.01 no ganho da fonte já são suficientes para a oscilação sair da estabilidade. Podemos observar esta situação na segunda simulação, apresentada na figura 4.19, agora utilizando um resistor de  $2\Omega$ , sendo assim necessário uma fonte de aproximadamente  $1.5v_0$ .

Como não é possível atingir esta precisão para a realização do circuito experimental, a resposta da fonte de corrente dependente será substituída, agora com uma resposta não linear, como mostrado na figura 2.8. Uma forma simples de explicar este sistema é utilizando duas fontes de correntes dependentes lineares, uma com valor moderadamente menor ao necessário para o equilíbrio, causando o decaimento, e outra com valor ligeiramente maior. Enquanto a tensão de saída

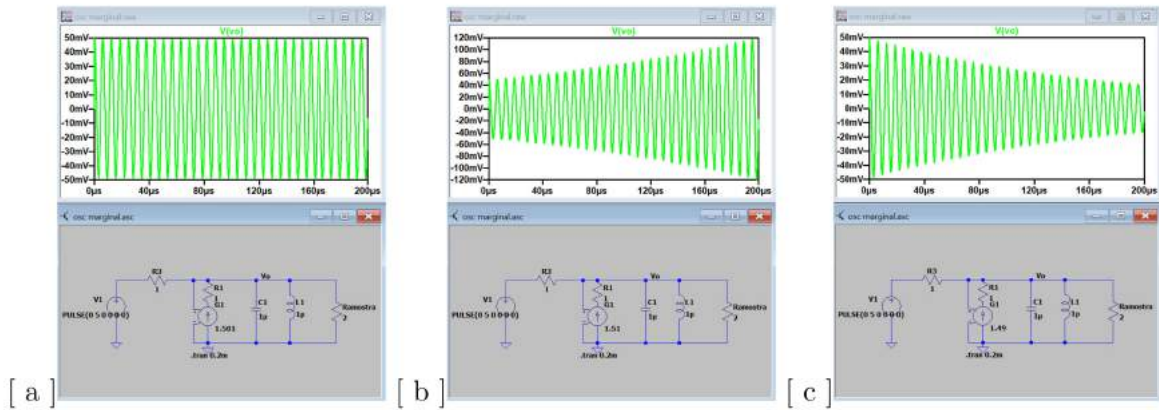


Figura 4.19: Análise do oscilador marginal com fonte de corrente de variação linear: a) fonte de valor 1.501, b) fonte de valor 1.51, c) fonte de valor 1.49.

é superior ao desejado, será utilizado a primeira fonte, que causará um decaimento da tensão até um valor abaixo do desejado, a partir deste momento, será utilizada a segunda fonte.

Esta simplificação do oscilador marginal foi simulado no LTspice, utilizando duas fontes dependentes e duas chaves controladas por tensão. Nesta simulação, representada na figura 4.20, a região preta representa um conversor AC/DC, utilizado para o controle das chaves e a região vermelha representa o circuito oscilador marginal simplificado. As chaves estão ligadas em paralelo com a fonte para simular um curto circuito da fonte quando ligadas, removendo-a do circuito. Neste novo circuito, o ponto de estabilidade foi obtido com uma fonte de valor 3.001.

Utilizando-se deste sistema, é possível atribuir ao sistema uma faixa de tolerância, permitindo agora a implementação física do circuito. Podemos observar na figura 4.21 que a oscilação é mantida mesmo com maiores variações na fonte de corrente. É importante se atentar aos seguintes pontos nesta montagem:

- Para valores da fonte de corrente muito próximos ao da estabilidade, a oscilação pode aumentar ou decair mais lentamente, levando um tempo até atingir a tensão desejada. Para estes casos, a simulação foi iniciada no tempo 0.6ms ao invés do tempo 0s;
- As chaves foram modeladas para manter a tensão de saída fixa, independente dos valores da fonte de corrente. Os valores das chaves são apenas proporcionais à tensão de saída, devido ao funcionamento da conversor AC/DC. Uma segunda simulação foi realizada com tensão de chaveamento em 0.04V e podemos observar a diminuição da tensão  $v_{out}$ , como mostrado na figura 4.22;
- Mesmo que o circuito permita uma faixa de erro, valores mais próximos ao ponto de estabilidade ainda garantem uma melhor sensibilidade ao sistema, como mostrado na equação (2.18). Podemos observar das figuras 4.21 [ b ] e 4.22 [ b ] que para valores muito distantes entre as fontes de corrente, a oscilação e a tensão ainda é mantida, mas o sinal é ruidoso. Pelas simulações, inferimos que uma variação de até 0.1 nos valores ainda garante um sinal de saída consistente.



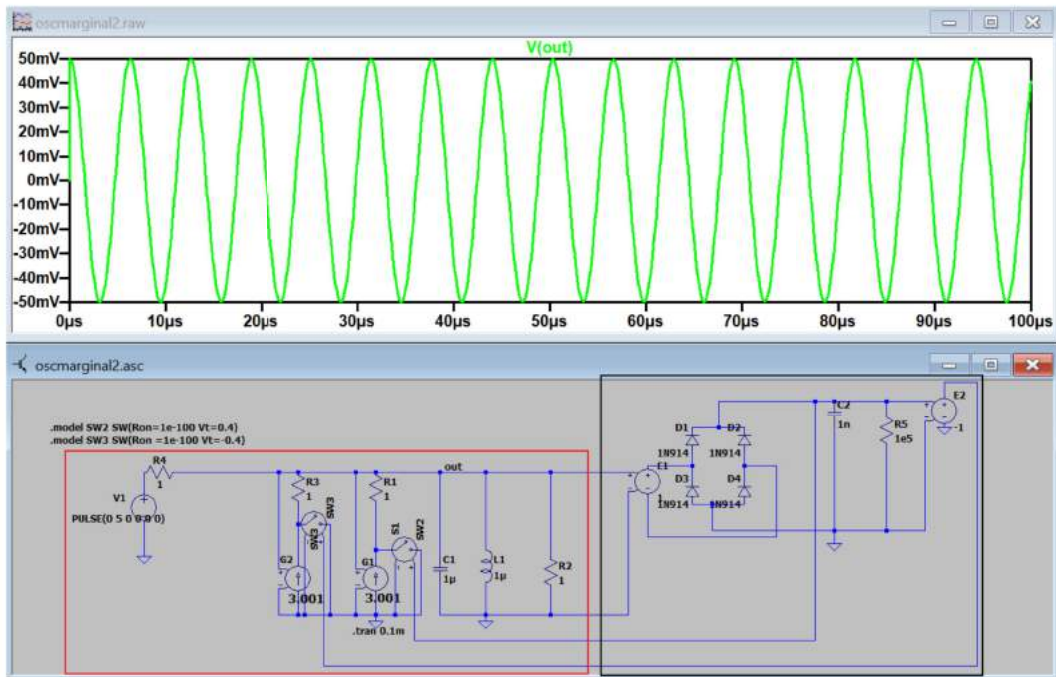


Figura 4.20: Simulação simplificada do oscilador marginal. Ponto de estabilidade definido para uma fonte de corrente de valor 3.001.

Por fim, realizamos a mesma simulação da amostra com uma resistência em paralelo com a bobina. Para o oscilador marginal, é importante observar que a amplitude da tensão de entrada seja constante independente da amostra, variando apenas a corrente sobre a bobina. As simulações, ilustradas na figura 4.23, foram realizadas com duas resistências: a primeira de  $10\Omega$  e a segunda de  $1\Omega$ . As faixas de erro foram ajustados para cada resistor para um resultado mais preciso. Dado que a amplitude da corrente é inversamente proporcional à resistência da amostra, podemos observar que o oscilador marginal é adequado para esta medição, já que para a resistência de  $10\Omega$  foi constatado uma corrente de aproximadamente 1.2A e para a resistência de  $1\Omega$  foi constatada uma corrente de aproximadamente 1.6A.

## 4.5 Análise da condutividade variante em função da espessura

A análise da corrente de Foucault realizada na seção 3.5.2 leva em consideração que a condutividade do material será constante ao longo do material. Existem porém, casos em que a condutividade dependente da espessura do material. Dois casos serão abordados nesta seção:

- A amostra pode sofrer uma dopagem indesejada pelo oxigênio, mas apenas sobre a superfície em contato com o ambiente, criando uma superfície de maior condutividade comparado com o restante da amostra.
- A amostra pode estar contaminada por resíduos depositadas na sua superfície. Estes resíduos podem ser compostos por íons que repelem as cargas móveis da amostra, criando uma zona de depleção na superfície de menor condutividade.

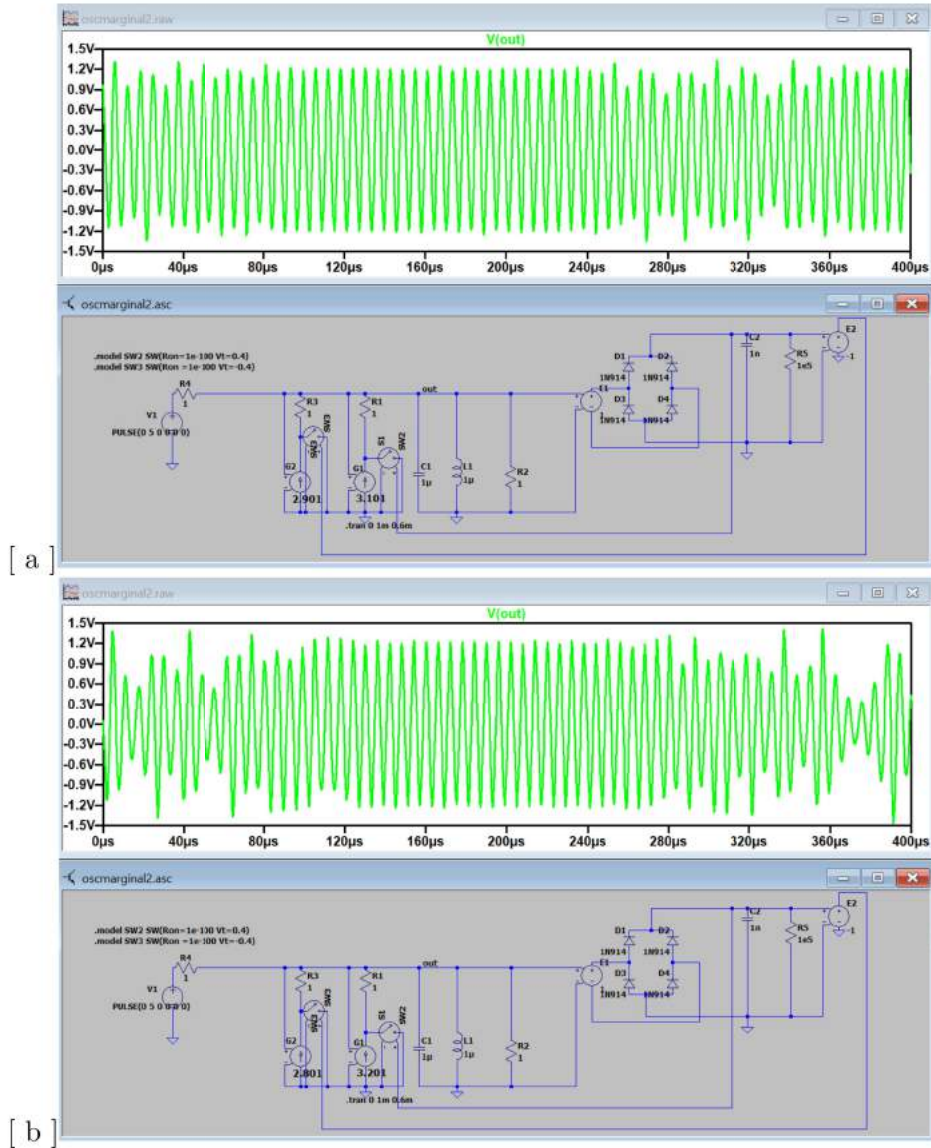


Figura 4.21: Análise do oscilador marginal com variações nos valores das fontes de corrente e nas tensões de chaveamento em 0.4V. a) fontes de valores 2.901 e 3.101, b) fontes de valores 2.801 e 3.201.

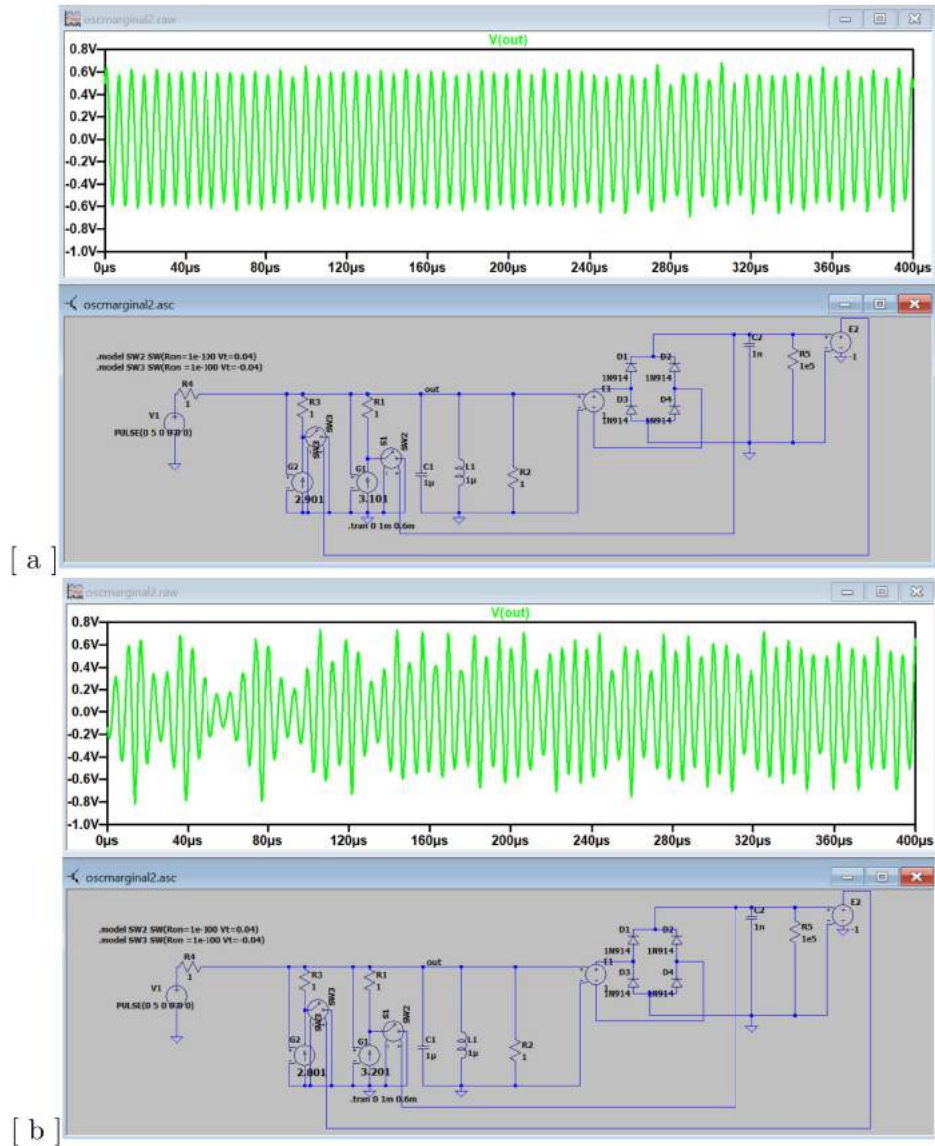


Figura 4.22: Análise do oscilador marginal com variações nos valores das fontes de corrente e nas tensões de chaveamento em 0.04V. a) fontes de valores 2.901 e 3.101, b) fontes de valores 2.801 e 3.201.



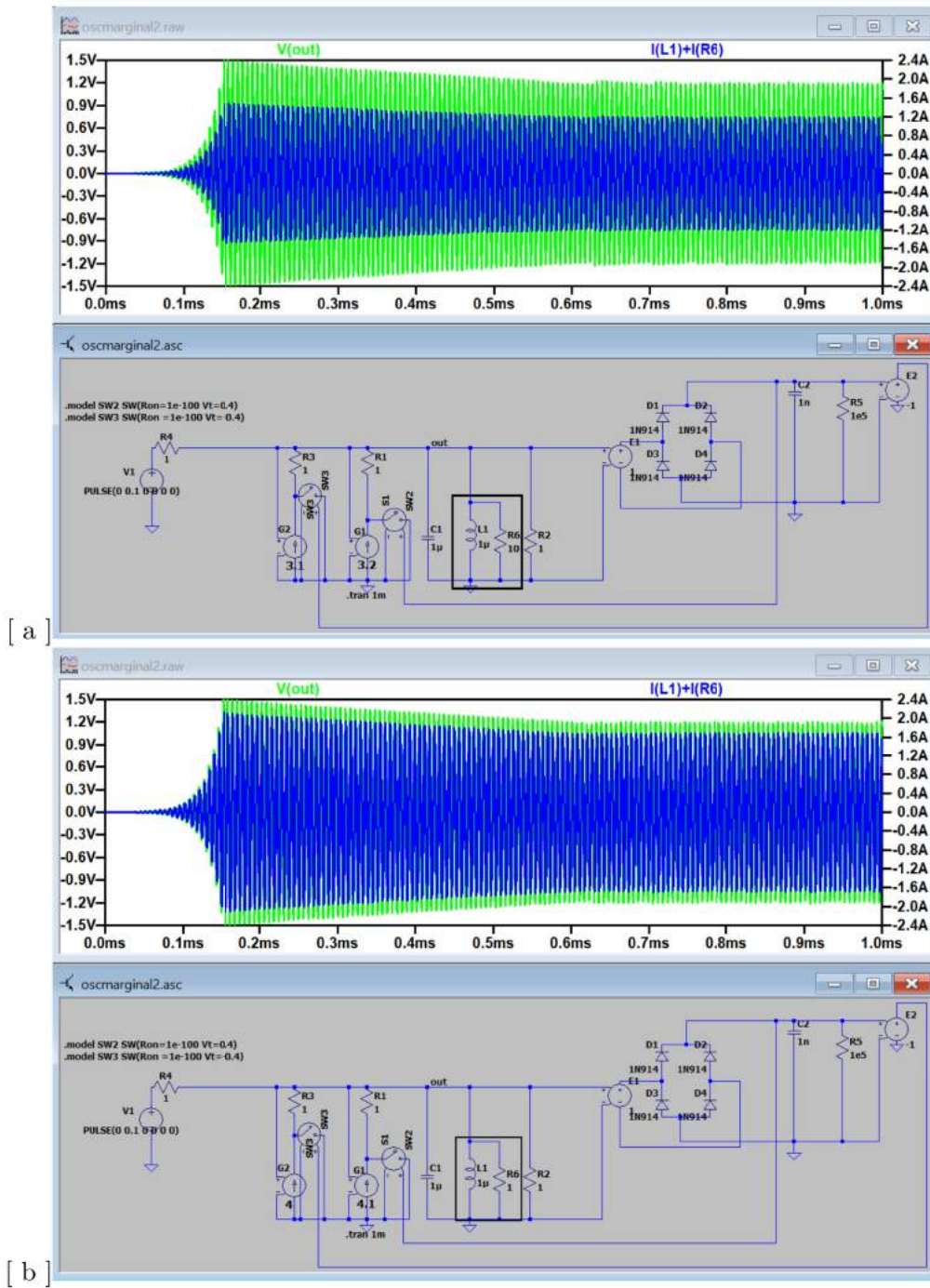


Figura 4.23: Análise do oscilador marginal com resistência em paralelo para simular a caracterização de uma amostra. a) resistência de  $10\Omega$ , b) resistência de  $1\Omega$ .

Para estes casos devemos voltar para a análise da equação 3.5. Neste passo, como foi considerado uma condutividade constante ( $\sigma$ ) em relação a profundidade da amostra, o termo  $\sigma h_z$  foi incluído como o resultado da integral  $\int \sigma(z) \partial z$ . Agora, como a condutividade pode variar, devemos analisar pela equação (4.11).

$$\int \partial p = \frac{\pi}{2} \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 \int_0^{h_z} \sigma(z) \partial z \int_0^R r^3 \partial r \quad (4.11)$$

Realizando uma análise aproximada, consideramos uma separação ideal, com uma seção de condutividade nominal do material  $\sigma$  e a segunda seção com condutividade modificada pelo efeito analisado, separados na profundidade  $h_d$ , com  $h_d < h_z$ .

Assim, para o primeiro caso, temos que a condutividade é um pouco maior, representado por  $\sigma + \sigma_+$  até o ponto  $h_d$ , a partir do qual a condutividade é a nominal,  $\sigma$ . Traduzindo para a equação 4.11, obtemos a equação (4.12).

$$\int \partial p = \frac{\pi}{2} \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 \left( \int_0^{h_d} (\sigma + \sigma_+) \partial z + \int_{h_d}^{h_z} \sigma \partial z \right) \int_0^R r^3 \partial r \quad (4.12)$$

A partir desta equação a potência pode ser analisada pela equação (4.13).

$$p = \frac{v^2 (\sigma h_z + \sigma_+ h_d)}{8\pi N^2} \quad (4.13)$$

Assim, para este caso, a resistividade medida é um pouco maior do que o real.

Já para o segundo caso, a condutividade é menor na superfície até o ponto  $h_d$ , definido como 0 para simplificação dos cálculos, e a segunda seção possui condutividade nominal  $\sigma$ . Neste caso, a equação 4.11 é dada pela equação (4.14).

$$\int \partial p = \frac{\pi}{2} \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 \int_{h_d}^{h_z} \sigma \partial z \int_0^R r^3 \partial r \quad (4.14)$$

E a potência resultante será dada pela equação (4.15).

$$p = \frac{v^2 \sigma (h_z - h_d)}{8\pi N^2} \quad (4.15)$$

Desta vez, o resultado obtido será uma ligeira superestimação da resistência de folha real da amostra.

Infelizmente não é possível determinar a espessura  $h_d$  em nenhum dos casos, porém sabemos que ela apresenta um valor muito baixo comparado com  $h_z$ . Desta forma, dependendo da situação dos dois casos apresentados podemos determinar que a resistência de folha medida representa um limite superior ou inferior da resistência real da amostra. Alternativamente, caso já seja conhecida a resistência de folha do material, a medição nos permite avaliar a intensidade dos efeitos de oxidação ou de contaminação, estimando um valor para  $h_d$ .

Conhecido  $h_d$ , é possível analisar a profundidade de difusão do oxigênio ou calcular a densidade de carga da camada relativa aos detritos na superfície ( $N_s$ ) a partir da equação (4.16), em que  $N_z$  é a densidade de dopagem do material medido.

$$h_d = h_z \frac{N_s}{N_z} \quad (4.16)$$

## Capítulo 5

# Conclusões

A eletrônica orgânica impressa ainda apresenta um amplo espaço a ser desvendado. Um passo inicial para realizarmos estudos sobre novos materiais e novas técnicas consiste em compreender as barreiras proporcionadas pelos materiais orgânicos.

Assim, as medidas realizadas pelo método da linha de transferência revelam uma alta resistência de contato entre os semicondutores orgânicos e condutores metálicos. Desta forma, além da necessidade de estudos para amenizar esta resistência, métodos de caracterização elétrica usuais podem se mostrar inefetivos por medir em grande parte a própria resistência de contato ao invés de apenas a resistividade do material.

Enquanto isso, medidas utilizando o método de quatro pontas revelam a alta resistividade dos materiais orgânicos. Materiais de resistividade muito elevada requerem uma injeção de corrente baixa neste método. Contudo, quanto menor a corrente maior a complexidade no circuito de injeção da corrente, levando em consideração a necessidade de eliminação dos sinais ruidosos para garantir uma confiabilidade no resultado da medição. Impondo assim, um limite para as medições por este método.

Como alternativa, foi estudado método sem contato que também permite a caracterização de materiais mais frágeis aos contatos mecânicos das pontas de prova. Começamos com a análise de duas utilizações distintas da corrente de Foucault.

A primeira faz uma análise a partir da potência dissipada ao se induzir a corrente de Foucault sobre o material. Do estudo deste caso foram observados dois pontos importantes: a possibilidade de realizar uma nova análise para quando a resistividade do material varia em função da sua profundidade, que pode ocorrer quando a amostra está sujeita a contaminações do ambiente; E a necessidade do oscilador marginal para este circuito. Esta necessidade surge por ser impossível a implementação de um oscilador apenas com uma fonte de corrente dependente linear, como mostrada pelas simulações realizadas.

A segunda faz uma análise pela variação da impedância no circuito causado pela corrente de Foucault. Utilizando a ponte de Maxwell Wien, ou alternativamente uma ponte com duas bobinas, é possível avaliar a resistividade medindo o desbalanceamento da ponte causado pela variação de



impedância da bobina. A partir das simulações e experimentos, foram listados pontos importantes a serem observados que podem melhorar a sensibilidade, precisão e os ruídos na implementação destes circuitos.

Finalmente, este trabalho também tem o objetivo de servir de base para trabalhos futuros que visam a implementação de dispositivos de caracterização sem contato, seja pelo circuito oscilador marginal ou pela ponte de Maxwell Wien. Permite também análises futuras mais aprofundadas levando em maior consideração casos específicos para os efeitos de lift-off, do efeito pelicular e geometrias de amostras mais específicas.

Também devem ser realizados estudos para determinar as frequências que garantem maior sensibilidade ao sistema, podendo variar de acordo com o material a ser caracterizado. Esta análise pode ser realizada de diversas maneiras, dentre elas, determinando a melhor profundidade pelicular ou determinando a frequência que garanta uma maior variação da impedância, observado no plano de impedância normalizado. Um estudo preliminar utilizando a fórmula de Weinstein foi anexada no final do trabalho como uma tentativa de determinar a melhor frequência de acordo com a resistividade da amostra.

# Referências Bibliográficas

- [1] QUALMAN, D. *Unimaginable output: Global production of transistors*. Disponível em: <<https://www.darrinqualman.com/global-production-transistors/>>.
- [2] NOTEBOOKCHECK. *Apple A8X*. Disponível em: <<https://www.notebookcheck.net/Apple-A8X-iPad-SoC.128403.0.html>>.
- [3] SHEN, C.-w.; TRAN, P.; LY, P. M. Chemical waste management in the us semiconductor industry. *Sustainability*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 5, p. 1545, 2018.
- [4] FICHO, G. H. D. *Encyclopedia of Materials: Science and Technology*. [S.l.]: Elsevier, 2001.
- [5] LIU, C.; XU, Y.; NOH, Y.-Y. Contact engineering in organic field-effect transistors. *Materials Today*, Elsevier, v. 18, n. 2, p. 79–96, 2015.
- [6] GIROTTO, E. M.; SANTOS, I. A. Medidas de resistividade elétrica DC em sólidos: como efetuá-las corretamente. *Química Nova*, scielo, v. 25, p. 639 – 647, 07 2002. ISSN 0100-4042.
- [7] OSSILA. *Sheet Resistance Measurements of Thin Films*. Acessado: 22/05/2019. Disponível em: <<https://www.ossila.com/pages/sheet-resistance-measurements-thin-films>>.
- [8] POPOVIC, Z.; POPOVIC, B. *Introductory Electromagnetics*. [S.l.]: Prentice Hall, 2000. ISBN 9780201326789.
- [9] GARCÍA-MARTÍN, J.; GÓMEZ-GIL, J.; VÁZQUEZ-SÁNCHEZ, E. Non-destructive techniques based on eddy current testing. *Sensors*, Molecular Diversity Preservation International, v. 11, n. 3, p. 2525–2565, 2011.
- [10] MILLER, G.; ROBINSON, D.; WILEY, J. Contactless measurement of semiconductor conductivity by radio frequency-free-carrier power absorption. *Review of Scientific Instruments*, AIP, v. 47, n. 7, p. 799–805, 1976.
- [11] GINSBERG, M. D. *Marginal oscillator sensitivity enhancement using full-state nonlinear feedback*. Tese (Doutorado) — University of Illinois at Urbana-Champaign, 2016.
- [12] VISWANATHAN, T. L.; VISWANATHAN, T.; SANE, K. V. A study of marginal oscillator behavior. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 55–61, 1975.

- [13] CIRCUIT, A. *Maxwell Wien Bridge Circuit and Theory*. Acessado: 22/05/2019. Disponível em: <<https://www.aboutcircuit.com/maxwell-wien-bridge-circuit-and-theory/>>.
- [14] CORP, O. S. S. A. *Eddy Current Probes and Application Guide*. Acessado: 22/05/2019. Disponível em: <<https://www.olympus-ims.com/en/resources/white-papers/eddy-current-probes-and-application-guide/>>.
- [15] ZEGHBROECK, B. V. Principles of semiconductor devices. *Colarado University*, v. 34, 2004.
- [16] ERANNA, G. *Crystal Growth and Evaluation of Silicon for VLSI and ULSI*. [S.l.]: CRC Press, 2014.
- [17] WORFOLK, B. J. et al. Ultrahigh electrical conductivity in solution-sheared polymeric transparent films. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, National Acad Sciences, v. 112, n. 46, p. 14138–14143, 2015.
- [18] OBRZUT, J.; PAGE, K. A. Electrical conductivity and relaxation in poly (3-hexylthiophene). *Physical Review B*, APS, v. 80, n. 19, p. 195211, 2009.
- [19] HORII, T. et al. Synthesis of highly conductive pedot: Pss and correlation with hierarchical structure. *Polymer*, Elsevier.

# ANEXOS

# I. CÓDIGO PARA ANÁLISE TLM EM PYTHON

```
import pandas as pd
import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
from sklearn.linear_model import LinearRegression
n=['A3','A1','A3']
dic={'-05.csv':[],'+00.csv':[],'+05.csv':[]}
for porta in ['A32T80','A12T160','A32T240']:
    R1=[]
    R2=[]
    cont=0
    Rt=[]
    for tensao in ['-05.csv','+00.csv','+05.csv']:
        listax=[]
        listay=[]
        in00=porta+tensao
        data1 = pd.read_csv(in00)
        ID=(data1.iloc[0:61,1]*1e6)
        for i in range(len(data1.iloc [0:61,1]) ):
            listax .append(data1.iloc [0:61,0][ i ])
            listay .append(data1.iloc [0:61,1][ i ]*1e6)
        cor='C'+str(cont)
        if cont==2:
            plt .plot( listax , listay , label='$V_{gs}$='+str(int(tensao[0:3]))+'V')
        else :
            plt .plot( listax , listay , label='$V_{gs}$='+str(int(tensao[0:3]))+'V')
        linearregressor =LinearRegression()
        y=np.reshape(listay,(-1,1))
        x=np.reshape(listax,(-1,1))
        linearregressor . fit (x,y)
        plt .plot(x, linearregressor .predict(x), color=cor,ls='-',label='regressão')
        cont+=1
        plt .xlabel( 'Tensão de fonte(V)' )
        plt .ylabel( 'Corrente de dreno($\mu$SA)' )
        print( 'Coeficiente',porta,tensao,'=', linearregressor .coef_ [0][0])
        dic[tensao].append(int(porta[4:])/linearregressor .coef_ [0][0])
        print( 'Resistencia',porta,tensao,'=',int(porta[4:])/linearregressor .coef_ [0][0])

plt .legend()
plt .savefig( 'reg'+porta)
plt .show()
plt .figure ()

eixoxnew=np.reshape(np.array([0,3,6,9]),(-1,1))

x1=np.array([3,6,9])
x1=np.reshape(x1,(-1,1))
```

```

for tensao in ['-05.csv', '+00.csv', '+05.csv']:
    fig, ax=plt.subplots()
    plt.scatter(x1,dic[tensao])
    for i, txt in enumerate(n):
        ax.annotate(txt, (x1[i], dic[tensao][i]), size=14)
    Rt=np.reshape(dic[tensao],(-1,1))
    linearregressor . fit (x1,Rt)
    yprediction=linearregressor .predict (x1)
    plt .plot (eixoxnew, linearregressor .predict (eixoxnew))#,label=tensao[0:3])
    plt .xlabel ('L($\mu$m)')
    plt .ylabel ('R(M$\Omega$)')
    plt .savefig ('TLM'+tensao[0:3])
    print ('Resistencia de contato',tensao, '=', linearregressor .predict ([[0]]) )
    plt .show()
    plt .figure ()
eixoxnew=np.reshape(np.array([-3,0,3,6,9]),(-1,1))
for tensao in ['-05.csv', '+00.csv', '+05.csv']:
    Rt=np.reshape(dic[tensao],(-1,1))
    linearregressor . fit (x1,Rt)
    yprediction=linearregressor .predict (x1)
    print ( linearregressor .predict ([[ -2.5]]) )
    plt .plot (eixoxnew, linearregressor .predict (eixoxnew),label='$V_{gs}$'+str(int(tensao[0:3]))+'V')
    plt .xlabel ('L($\mu$m)')
    plt .ylabel ('R(M$\Omega$)')
plt .legend()
plt .plot ([-2.5,-2.5,-2.5],[0,1,2], ls='-')
plt .plot ([0,0,0],[1.2,2,3.8], ls='-')
plt .savefig ('3TLM')
plt .show()

```



## II. ANÁLISE DA FREQUÊNCIA

Para determinar uma melhor frequência para a medição, observamos no plano de impedância normalizado que a variação é máxima dado a relação da equação (II.1). Assim, será necessário primeiro determinar a resistência e indutância equivalente da amostra.

$$R_1 = L_1\omega \quad (\text{II.1})$$

Para esta análise, a corrente de Foucault da amostra será aproximado como um conjunto de espiras e será desconsiderado o efeito pelicular, com raio da corrente de Foucault constante em função da profundidade  $h_z$ . O raio destas espiras irão variar de  $r_1$  a  $r_2$ , dado pela equação (II.2), em que o raio da bobina é dado por  $r_c$  e a variação do raio é dado por  $\Delta r_e$ .

$$\begin{aligned} r_1 &= r_c - \frac{\Delta r_e}{2} \\ r_2 &= r_c + \frac{\Delta r_e}{2} \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Desta forma, estas espiras estarão localizada no centro da amostra, com distância até a bobina de  $h_z/2$ . O raio de cada espira ( $r_r$ ) terá um valor muito próximo de  $r_c$ , dado que  $\frac{\Delta r_e}{r_c} \ll 1$ .

A resistência total da espira é calculada em relação ao volume total da corrente de Foucault. Começamos o cálculo da resistência pela fórmula da condutância elétrica, dado pela equação (II.3).

$$\begin{aligned} G &= \frac{A\sigma}{L} = \sigma \frac{h_z}{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} \\ &= \sigma \frac{h_z}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Substituindo os valores de  $r_1$  e  $r_2$ , obtemos a equação (II.4).

$$\begin{aligned} G &= \sigma \frac{h_z}{2\pi} \ln \left( \frac{1 + \frac{\Delta r_e}{2r_c}}{1 - \frac{\Delta r_e}{2r_c}} \right) \\ &\approx \sigma \frac{h_z}{2\pi} \ln \left( 1 + \frac{\Delta r_e}{r_c} \right) \\ &\approx \sigma \frac{h_z}{2\pi} \frac{\Delta r_e}{r_c} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Assim, calculado a condutância, temos que a resistência é dada pela equação (II.5).

$$R_1 = R_s \frac{2\pi r_c}{\Delta r_e} \quad (\text{II.5})$$

Para calcular a indutância, podemos utilizar a fórmula de Weinstein, dada pela equação (II.6).

$$L = 4\pi\mu\sqrt{r_c(r_r)}\left[\ln\left(\frac{4}{k} - 2\right)\right] \quad (\text{II.6})$$

Em que  $k$  é dada pela equação (II.7).

$$\frac{1}{k} = \frac{r_1}{r_2} = \frac{\sqrt{(r_c + r_r)^2 + d^2}}{\sqrt{(r_c - r_r)^2 + d^2}} \quad (\text{II.7})$$

Para um raio da corrente de Foucault limitado pelo raio da bobina, ou melhor, com  $\delta r$  tendendo a 0, a equação (II.7) pode ser simplificada para a equação (II.8).

$$\frac{1}{k} = \frac{\sqrt{4r_c^2 + d^2}}{d} \quad (\text{II.8})$$

E considerando que o raio da bobina será muito maior que a espessura da amostra, simplificamos novamente para a equação (II.9).

$$\frac{1}{k} = \frac{2r_c}{d} = \frac{4r_c}{h_z} \quad (\text{II.9})$$

Substituindo a equação (II.9) na equação (II.6), obtemos a equação (II.10), representando a indutância de cada espira ( $L_r(r)$ ).

$$L_r(r) = 4\pi\mu\sqrt{r_c(r_r)}\left[\ln\left(\frac{16r_c}{h_z} - 2\right)\right] \quad (\text{II.10})$$

Assim, para calcular a indutância total da corrente de Foucault ( $L_1$ ), temos a equação (II.11).

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{\Delta r_e} \int_{r_1}^{r_2} L_r(r_r) \partial r_r \\ &= \frac{4\pi\mu\sqrt{r_c}}{\Delta r_e} \left[\ln\left(\frac{16r_c}{h_z} - 2\right)\right] \int_{r_1}^{r_2} r_r^{1/2} \partial r_r \\ &= \frac{4\pi\mu\sqrt{r_c}}{\Delta r_e} \left[\ln\left(\frac{16r_c}{h_z} - 2\right)\right] \frac{2}{3} [r_2^{3/2} - r_1^{3/2}] \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Realizando as aproximações para  $r_2^{3/2}$  e  $r_1^{3/2}$ , obtemos as equações (II.12) e (II.13).

$$r_2^{3/2} = \left(r_c + \frac{\Delta r_e}{2}\right)^{3/2} \approx r_c^{3/2} \left(1 + \frac{3\Delta r_e}{4r_c}\right) \quad (\text{II.12})$$

$$r_1^{3/2} \approx r_c^{3/2} \left(1 - \frac{3\Delta r_e}{4r_c}\right) \quad (\text{II.13})$$

Assim, temos que o termo  $r_2^{3/2} - r_1^{3/2}$  é um valor aproximado da equação (II.14).

$$r_2^{3/2} - r_1^{3/2} \approx \frac{3\Delta r_e}{2r_c} r_c^{3/2} \quad (\text{II.14})$$

Substituindo a aproximação na equação (II.11), obtemos a equação (II.15).

$$L_1 = 6\pi\mu r_c \left[ \ln\left(\frac{16r_c}{h_z} - 2\right) \right] \quad (\text{II.15})$$

Obtida a indutância e a resistência, podemos substituí-las na equação (II.1) para obtermos uma relação da frequência que nos permite uma maior sensibilidade de medição, dada pela equação (II.16).

$$f = \frac{R_s}{6\pi\mu\Delta r_e \left( \ln\frac{16r_{coil}}{h_z} - 2 \right)} \quad (\text{II.16})$$