



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE  
PRÓ-REITORIA DE PÓS GRADUAÇÃO E PESQUISA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## **Oscilador-H para Medição de Capacitâncias**

**Stéphane Santos Carvalho**

São Cristóvão, Sergipe, Brasil

Fevereiro de 2025



## Oscilador-H para Medição de Capacitâncias

**Stéphane Santos Carvalho**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica – PROEE, da Universidade Federal de Sergipe, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Elyson Ádan Nunes Carvalho  
Co-orientador: Maxence Rube

São Cristóvão, Sergipe, Brasil

Fevereiro de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE  
PRÓ-REITORIA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA  
COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA-PROEE

TERMO DE APROVAÇÃO

“Oscilador H para Medição de  
Capacitâncias ”

Discente:

**Stéphane Santos Carvalho**

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

Aprovada pela banca examinadora composta por:

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** JOSE GILMAR NUNES DE CARVALHO FILHO  
Data: 18/02/2025 14:51:57-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

**Prof. Dr. José Gilmar Nunes de Carvalho Filho (PROEE/UFS)**  
**Presidente**

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE  
Data: 18/02/2025 13:49:06-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

**Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire (PROEE/UFS)**  
**Examinador Interno**

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** RAPHAEL CARDOSO DE OLIVEIRA JESUS  
Data: 18/02/2025 14:24:32-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

**Prof. Dr. Raphael Cardoso de Oliveira Jesus (UFRGS)**  
**Examinador Externo**

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** STEPHANE SANTOS CARVALHO  
Data: 20/02/2025 16:42:39-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

**Stéphane Santos Carvalho**  
**Discente**

Cidade Universitária “Prof. José Aloísio de Campos”, 18 de fevereiro de 2025.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL  
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE

C331o Carvalho, Stéphane Santos.  
Oscilador H para Medição de Capacitâncias / Stéphane Santos  
Carvalho; orientador Elyson Ádan Nunes Carvalho. – São  
Cristóvão, SE, 2025.  
69 f.: il.

Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) –  
Universidade Federal de Sergipe, 2025.

1. Engenharia elétrica. 2. Capacitores. 3. Engenharia -  
Instrumentos. 4. Osciladores. 5. Circuitos elétricos. I. Carvalho, Elyson  
Ádan Nunes, orient. II. Título.

CDU 621.319.4

*À minha família, amigos e professores.*

# Agradecimentos

Quem sou, tudo que tenho e tudo que conquistei devo à Deus, a minha família, amigos e professores que passaram e participaram da minha jornada até aqui. Em todos os momentos, sejam eles de felicidade ou de dificuldade, eu depositei a minha confiança em Deus, que me sustentou e não me deixou sozinha ou desamparada, mesmo quando tudo parecia dar errado. Foi Ele quem colocou tantas pessoas maravilhosas na minha vida, às quais irei dedicar meus agradecimentos.

Primeiramente, gostaria de enfatizar a importância da minha base familiar durante toda a minha jornada. Minha mãe Maria do Carmo, meu pai José Carlos e a minha irmã Kamilly que em diversos momentos me lembraram que a vida é muito mais do que as dificuldades momentâneas que encontramos, mesmo sem ter consciência de que era exatamente disso que eu estava precisando. Eles, que incontáveis vezes sofreram com a minha ausência e precisaram aprender a lidar com a saudade de uma filha que não estaria mais tão presente no dia a dia, mas que nunca deixaram de demonstrar o seu amor e a importância que tenho na vida deles.

A minha mãe é o meu maior exemplo de superação e independência, tendo uma história de vida e superação que pouquíssimos conhecem. Ela venceu e calou todas as vozes que diziam que ela não seria nada, que jamais poderia estudar e crescer na vida. Foi o meu primeiro exemplo próximo de que é possível realizar sonhos, independente da idade que se esteja, ao se graduar em nível superior. Ela é a minha inspiração de pessoa, mãe, amiga e profissional e eu só tenho a agradecer por tê-la na minha vida.

O meu pai é o meu maior exemplo de força de vontade, disciplina e autonomia, nas mais diversas esferas da vida. Ele não precisou de uma graduação em nível superior para aprender o mundo da computação em níveis que muitos, mais jovens e estudados, não entendem. Muito menos para gerir completamente uma firma de sucesso, do completo zero, que é a sua fonte de renda há mais de vinte anos. Ainda, é a minha maior inspiração de dedicação à uma vida saudável e esportista, tendo se dedicado desde a adolescência menor até os cinquenta anos de idade. Tudo isso me faz ter um orgulho imenso de dizer que sou filha do senhor José Carlos e da senhora Maria do Carmo. Sem eles, eu não teria chegado até onde cheguei.

A minha irmã, que participa da minha vida desde os meus dez anos, é uma das maiores responsáveis pelo meu amadurecimento. Com ela eu comecei a entender as coisas que realmente importam na vida, e o que é o verdadeiro amor entre irmãos. Ela me estimula a ser uma pessoa melhor, e me mostra, mesmo sem saber, o quanto a minha vida não estaria completa sem ela.

Não poderia deixar de agradecer, também, ao meu atual namorado, Carlos Eduardo, que há sete anos me apoia incondicionalmente e me ajuda a visualizar um potencial que nem eu mesma sabia que tinha. Com ele eu amadureci, me desenvolvi como adulta e venci diversas inseguranças que antes atrapalhavam a minha evolução. Ele foi e é essencial na minha jornada, tornando-se parte da minha família e sendo, antes mesmo que meu namorado, o meu melhor amigo. Sou imensamente grata por sua presença constante e por compartilhar minha vida, tornando tudo mais leve e significativo.

Na mesma esfera de importância da minha família, eu gostaria de agradecer ao meu orientador e professor Elyson Carvalho, que tem sido como um segundo pai desde o início da minha jornada acadêmica. Ele é o responsável direto por grande parte da minha evolução científica, pessoal e profissional. Sem ele não existiria a Stéphanie que existe hoje. Seria apenas mais uma das pessoas que não visualizam o caminho de sucesso e felicidade que podem ter, possivelmente seguindo por um caminho que não a faria feliz. Com ele eu pude aprender o melhor da engenharia, o lado mais incrível da ciência, a importância das relações pessoais e a capacidade de me desenvolver obtendo o melhor de todas essas esferas. Antes de ser professor, ele é um ser humano extraordinário que se importa com todos ao seu redor. Ele tornou como meta pessoal a minha felicidade, assim como de todos os seus alunos. Por essas e outras, nem as mais lindas palavras são capazes de explicar a importância que o Elyson tem na minha vida. O que ele representa para mim vai além de qualquer aprendizado técnico ou acadêmico. Ele é o exemplo de generosidade, dedicação e liderança. Sou eternamente grata por tudo o que ele fez e continua fazendo por mim e por tantos outros que tiveram a sorte de tê-lo como mentor e amigo.

Por conta dele, eu faço parte do melhor grupo de pesquisa existente na Terra e tenho os melhores amigos e professores que alguém poderia ter. Aqui, destaco a importância da minha amizade com a minha xuxuzinha Graziella Bedenik, que tem contribuição direta em toda a minha evolução pessoal e acadêmica, se tornando uma irmã de coração que levarei para toda a vida. Também destaco a minha segunda xuxuzinha Thauanne Valença, que se faz presente na minha vida nos melhores e piores momentos, me lembrando o quanto a vida pode ser linda quando se tem pessoas especiais ao nosso lado. Ambas, com suas qualidades únicas, me ajudam a crescer a cada dia, com amor, paciência e alegria. Sou eternamente grata por tê-las ao meu lado e por todas as experiências compartilhadas, que certamente são um dos maiores tesouros da minha jornada.

Também destaco um agradecimento especial ao meu amigo Paulo Gabriel, que foi minha dupla em grande parte dessa jornada. Sem ele, eu não teria chegado onde estou hoje. Agradeço ao meu amigo Aclécio de Jesus que, assim como o Paulo, por diversas vezes abriram mão do seu descanso ao me acompanhar até mais tarde no departamento, para me levar em segurança para casa em épocas de maiores necessidades. Aos meus amigos Gabriel Santana e Tawan, que me acompanharam nos momentos de alegria e dificuldades, também

devo os meus sinceros agradecimentos. Cada um de vocês teve um papel fundamental no meu crescimento, e sou grata por toda a parceria, apoio e carinho que recebi. Têm sido verdadeiros amigos, não só nos momentos de conquista, mas também nas adversidades, e isso é algo que levarei para a vida toda.

Ao meu professor e também orientador José Gilmar, dedico um agradecimento mais que especial. Com ele, aprendo diariamente que para ser um profissional de sucesso não é necessário abdicar do desenvolvimento individual. Ele me ensina que, mesmo os professores mais rigorosos, possuem um coração enorme e uma generosidade ímpar. Foi com ele que adquiri tantas lições de como desenvolver as minhas apresentações, escritas e organização. Sem ele, a minha evolução acadêmica e pessoal não teria atingido metade do potencial que possuo hoje. A sua orientação vai além dos conteúdos técnicos; ele me ensinou a importância do compromisso com a qualidade e a seriedade no trabalho, sem nunca perder de vista o valor das relações humanas e da empatia. Sou profundamente grata pela confiança e pela constante inspiração.

Também agradeço aos meus professores orientadores Lucas Molina, Raimundo Freire e Raphael Cardoso, que em diversos momentos da minha jornada me mostraram o quão extraordinária a ciência é. Os três, com suas devidas particularidades, sempre me ensinaram que, antes de tudo, o desenvolvimento e as experiências pessoais são o que realmente contam no fim do dia. Cada um à sua maneira, compartilhou conhecimentos, me incentivou a superar desafios e me mostrou a importância de equilibrar a dedicação acadêmica com o cuidado consigo mesma. Sem eles, a minha vida não seria a mesma. Sou imensamente grata por toda a orientação e apoio que recebi, e por tudo o que aprendi com cada um de vocês.

Neste ponto, também dedico um agradecimento especial ao meu mais recente co-orientador Maxence Rube, que somou de forma muito significativa desde o início deste mestrado. Sem ele, este trabalho teria sido completamente diferente. Suas contribuições e ensinamentos ficarão marcados em mim.

Agradeço também à secretária Mayane Meneses, que sempre faz de tudo para que os alunos do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFS consigam atingir sucesso nos seus trabalhos. Ela, que lida com todas as burocracias, sempre está disposta a auxiliar e ajudar, como se fosse dela a responsabilidade de cada um de nós. Sua dedicação, paciência e comprometimento fazem toda a diferença na nossa jornada acadêmica. Sou imensamente grata por sua incansável disposição e por sempre tornar o processo mais fluido e menos desafiador.

Finalizo agradecendo a todos os membros do Grupo de Pesquisa em Instrumentação Eletrônica da UFS, que se fizeram presentes em todas as minhas fases, me incentivando e fortalecendo durante a trajetória. Sem a amizade e companheirismo deles, eu jamais seria a Stéphane que sou hoje. A cada um de vocês, minha profunda gratidão por compartilharem

seus conhecimentos, experiências e apoio incondicional. Vocês foram fundamentais para o meu crescimento pessoal e profissional, e sou eternamente grata por tudo o que aprendi ao lado de cada um.

*“Nenhum de nós é tão  
inteligente quanto todos nós  
juntos.”*

---

Ken Blanchard

Resumo da Dissertação apresentada ao PROEE/UFS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestra (Ma.)

## Oscilador-H para Medição de Capacitâncias

Stéphane Santos Carvalho

Fevereiro/2025

Orientador: Elyson Ádan Nunes Carvalho

Co-orientador: Maxence Rube

Sensores capacitivos operam com base na variação da capacitância em resposta a um estímulo, apresentando ampla versatilidade de aplicações. Dentre as diversas formas de medição, circuitos osciladores se destacam por oferecerem uma resposta estável, direta e confiável. No entanto, em aplicações onde não é possível isolar os eletrodos do sensor, a presença de uma componente resistiva associada à capacitância, frequentemente negligenciada, pode comprometer sistemas de medição baseados em osciladores ao desestabilizar o circuito e interromper sua operação, especialmente em alta frequência. Embora a literatura aborde essa problemática, a maioria das soluções se concentra apenas em aplicações de baixa frequência e propõe circuitos grandes e complexos, dificultando o desenvolvimento de sistemas eficientes e limitando o uso de sensores que operam em altas frequências. Diante disso, este trabalho apresenta uma nova topologia de oscilador senoidal, baseada no oscilador de Colpitts, para a medição de cargas capacitivas não ideais na faixa de frequência de centenas de quilohertz a centenas de megahertz, aqui denominada Oscilador H. Esta topologia foi projetada para manter os critérios de oscilação mesmo diante de variações dos elementos sensíveis. A construção científica adotada para o desenvolvimento do oscilador proposto, assim como seu equacionamento teórico, são detalhados neste trabalho. Simulações foram realizadas nos ambientes de simulação LTSpice e QucsStudio, utilizando modelos de sensores capacitivos. Os resultados demonstram a robustez do circuito frente à variação dos parâmetros, permitindo a medição de diferentes cargas capacitivas sem interrupção da oscilação. Além disso, a coerência do equacionamento desenvolvido foi validada, com erros de apenas 0,78% entre as curvas esperada e medida para a variação de frequência e 1,47% para a variação de amplitude. Assim, esta dissertação apresenta uma nova abordagem para a medição de sensores de carga capacitiva, com potencial para diversas aplicações.

**Palavras-chaves:** sensores capacitivos, oscilador de Colpitts, Oscilador H.

Abstract of Dissertation presented to PROEE/UFS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master

## H Oscillator for Capacitance Measurement

Stéphane Santos Carvalho

February/2025

Advisor Elyson Ádan Nunes Carvalho

Co-advisor: Maxence Rube

Capacitive sensors operate based on capacitance variation in response to a stimulus, offering a wide range of applications. Among the various measurement techniques, oscillator circuits stand out for providing a stable, direct, and reliable response. However, in applications where isolating the sensor electrodes is not feasible, the presence of a resistive component associated with capacitance—often overlooked—can compromise oscillator-based measurement systems by destabilizing the circuit and interrupting its operation, especially at high frequencies. Although the literature addresses this issue, most solutions focus solely on low-frequency applications and propose large, complex circuits, hindering the development of efficient systems and limiting the use of high-frequency sensors. In light of this, this work presents a new sinusoidal oscillator topology, based on the Colpitts oscillator, for measuring non-ideal capacitive loads in the frequency range from hundreds of kilohertz to hundreds of megahertz, referred to here as the H Oscillator. This topology is designed to maintain oscillation criteria even in the presence of variations in the sensitive elements. The scientific framework adopted for the oscillator's development, as well as its theoretical formulation, are detailed in this work. Simulations were performed using LTSpice and QucsStudio simulation environments, employing capacitive sensor models. The results demonstrate the circuit's robustness against parameter variations, enabling the measurement of different capacitive loads without oscillation interruption. Furthermore, the theoretical formulation was validated, with errors of only 0.78% between the expected and measured frequency variation curves and 1.47% for amplitude variation. Thus, this dissertation presents a novel approach to capacitive load sensor measurement, with potential for various applications.

**Key-words:** capacitive sensors, Colpitts oscillator, H-Oscillator.

# Lista de Ilustrações

Figura 1 – Mapa conceitual do referencial teórico de medição por efeito capacitivo, osciladores e modelos de carga capacitivo abordados neste trabalho. . . . .	6
Figura 2 – Ilustração do funcionamento básico e exemplo de aplicação comercial das categorias de sensores capacitivos definidas neste trabalho: a) variação de permissividade do material dielétrico; b) variação de área; c) variação de distância. . . . .	7
Figura 3 – Configuração em ponte TRA. Adaptado de [1]. Aqui, $T_1$ e $T_2$ correspondem aos braços 1 e 2 do transformador, respectivamente, enquanto $Z_s$ representa a impedância do sensor, e $Z_{ref}$ , a impedância de referência. . . . .	9
Figura 4 – Configuração em ponte de De-Sauty. Adaptado de [2]. Aqui, $V_A$ e $V_B$ correspondem aos pontos de medição e conexão da ponte com outros circuitos, enquanto $C_s$ , $C$ , $R_1$ e $R_2$ representam a capacitância do sensor, a capacitância e as resistências para equilíbrio da ponte, respectivamente.	10
Figura 5 – Configuração utilizando a ponte de Wheatstone ativa. Adaptado de [3]. Aqui, $AO_1$ e $AO_2$ correspondem aos amplificadores operacionais utilizados na configuração ativa, enquanto $C_s$ representa a capacitância do sensor. . . . .	10
Figura 6 – Configuração utilizando um oscilador de relaxação. Adaptado de [3]. Aqui, $AO_1$ e $AO_2$ correspondem aos amplificadores operacionais utilizados na configuração, enquanto $C_1$ e $R_f$ representam a capacitância e a resistência, respectivamente, utilizadas para a integração.	11
Figura 7 – Configuração de oscilador em malha travada por frequência [4]. . . . .	12
Figura 8 – Diagrama de blocos de sistema em malha fechada. . . . .	14
Figura 9 – Exemplos de topologias de a) oscilador acoplado cruzado; b) oscilador Colpitts na configuração base comum [5]. . . . .	15
Figura 10 – Ilustração do sensor SAW com os IDTs. Adaptado de [6]. . . . .	16
Figura 11 – a) Oscilador Colpitts na configuração emissor comum, com o dispositivo SAW na malha de realimentação, implementado por Silva <i>et al.</i> em [7]; (b) Modelo elétrico do dispositivo SAW proposto por Bernardes <i>et al.</i> em [8]; (c) Modelo em linha de atraso do dispositivo SAW proposto por Jesus <i>et al.</i> em [9]. . . . .	17
Figura 12 – Resposta em frequência do a) Dispositivo SAW, medido com um VNA; b) Modelo (M1) proposto por Bernardes <i>et al.</i> [8]; c) Modelo (M2) proposto por Jesus <i>et al.</i> [9]. . . . .	17

Figura 13	– Topologia proposta por Carvalho <i>et al.</i> em [10], para implementação do dispositivo SAW em malha fechada. . . . .	18
Figura 14	– Magnitude da FFT obtida utilizando a) M1 e b) M2 na realimentação do oscilador apresentado na Figura 13, considerando tanto condições de propagação não perturbadas quanto perturbadas no sensor. . . . .	18
Figura 15	– Modelo elétrico do tecido celular apresentado por Cole. Representa o tecido biológico a partir do arranjo de dois resistores e um capacitor [11].	19
Figura 16	– a) Oscilador Colpitts na configuração base comum a) com carga capacitiva ideal em $C_1$ ; b) com carga capacitiva não ideal em $C_1$ . . . . .	28
Figura 17	– Topologia proposta neste trabalho para medição de cargas capacitivas não ideais. . . . .	29
Figura 18	– Circuito em ponte equilibrada presente na topologia proposta. . . . .	30
Figura 19	– Circuito equivalente válido para o valor de $R_x$ que equilibra o sistema, com (a) visualização da ponte em equilíbrio e (b) associação dos resistores $R_s$ e $R_x$ . . . . .	31
Figura 20	– Topologia proposta nesta dissertação para medição de cargas capacitivas reais, substituindo $C_1$ por $C_s$ , $R_1$ por $R_s$ e $R_2$ por $R_x$ . . . . .	32
Figura 21	– Resultado obtido a partir da simulação comparativa realizada utilizando o oscilador Colpitts base comum com e sem a resistência associada à carga capacitiva não ideal, e o Oscilador H acoplado a uma carga capacitiva não ideal. . . . .	34
Figura 22	– Curva obtida do parâmetro $C_s$ <i>versus</i> frequência. . . . .	36
Figura 23	– Curva obtida do parâmetro $R$ <i>versus</i> amplitude da tensão de pico. . . . .	37
Figura 24	– Curva obtida do parâmetro $C_1$ <i>versus</i> frequência a partir da simulação de Monte Carlo, para o valor de $L$ e $R_p$ com uma variação de $\pm 10\%$ em 1000 amostras. . . . .	38
Figura 25	– Curva obtida do parâmetro $R$ <i>versus</i> amplitude da tensão de pico a partir da simulação de Monte Carlo, para o valor de $L$ e $R_p$ com uma variação de $\pm 10\%$ em 1000 amostras. . . . .	39
Figura 26	– Resultado obtido a partir da varredura realizada no parâmetro $R_x$ . . . . .	40
Figura 27	– Representação do dispositivo SAW, com foco na modelagem elétrica da impedância de entrada. . . . .	41
Figura 28	– Resposta em frequência do modelo do dispositivo SAW descrito e apresentado em [12]. . . . .	41
Figura 29	– Esquemático utilizado para realização da simulação utilizando o modelo descritivo do comportamento do dispositivo SAW em parâmetros $S$ ([12]) no ambiente de simulação de circuitos QucsStudio acoplado ao Oscilador H desenvolvido neste trabalho. . . . .	42

Figura 30	– Esquemático utilizado para realização da simulação utilizando o modelo descritivo do comportamento do dispositivo SAW em parâmetros $S$ ([12]) no ambiente de simulação de circuitos QucsStudio acoplado ao Oscilador H desenvolvido neste trabalho, com destaque em linha azul tracejada nos pontos de entrada e saída medidos. . . . .	43
Figura 31	– Resultado de magnitude e fase obtido a partir da simulação realizada com o Oscilador H acoplado ao modelo descritivo do dispositivo SAW. . . . .	44
Figura 32	– Resultado da medição com o Oscilador H obtido a partir da simulação de perturbações na superfície do dispositivo SAW para o deslocamento de capacitância de $1,00 \text{ pF}$ . . . . .	44
Figura 33	– Resultado da medição com o Oscilador H obtido a partir da simulação de perturbações na superfície do dispositivo SAW para o deslocamento de capacitância de $2,00 \text{ pF}$ . . . . .	45
Figura 34	– Resultado da medição com o Oscilador H obtido a partir da simulação de perturbações na superfície do dispositivo SAW para o deslocamento de capacitância de $3,00 \text{ pF}$ . . . . .	45
Figura 35	– (a) Modelo elétrico do tecido biológico das plantas proposto por Cole <i>et al.</i> [11]. Neste modelo, $R_{externo}$ e $R_{interno}$ representam, respectivamente, a resposta elétrica dos fluidos intracelular e extracelular, e $C_m$ representa a resposta elétrica devido à membrana celular; (b) Circuito equivalente para o modelo elétrico do tecido biológico das plantas utilizado durante as simulações neste trabalho. . . . .	46
Figura 36	– Esquemático utilizado na simulação utilizando o modelo elétrico do tecido das plantas. . . . .	48
Figura 37	– (a) Gráfico de frequência <i>versus</i> concentração de N obtido; (b) Gráfico de amplitude <i>versus</i> concentração de N obtido. . . . .	48

# Lista de Tabelas

Tabela 1	– Valores dos parâmetros do oscilador Colpitts utilizados durante a simulação com e sem a carga capacitiva não ideal. . . . .	34
Tabela 2	– Valores dos parâmetros do Oscilador H utilizados durante a simulação para obtenção da curva $C_s$ versus frequência. . . . .	35
Tabela 3	– Valores dos parâmetros do Oscilador H utilizados durante a simulação para obtenção da curva $R$ versus amplitude da tensão de pico. . . . .	36
Tabela 4	– Valores dos parâmetros do Oscilador H utilizados durante o cálculo para a simulação com o modelo descritivo do dispositivo SAW operante na frequência de ressonância de 215 MHz. . . . .	43
Tabela 5	– Valores apresentados para cada nível de N em [13] para $R_{externo}$ , $R_{interno}$ e $C_m$ e os valores equivalentes $R_{tb}$ e $C_{tb}$ obtidos para os parâmetros do modelo elétrico do tecido biológico das plantas. . . . .	47
Tabela 6	– Valores dos parâmetros do Oscilador H calculados para cada nível de N. Os parâmetros $C_s$ e $R_s$ foram substituídos por $C_{tb}$ e $R_{tb}$ , respectivamente, apresentados na Tabela 5. . . . .	47

# Sumário

<b>Lista de Ilustrações</b> . . . . .	<b>I</b>
<b>Lista de Tabelas</b> . . . . .	<b>IV</b>
<b>1 Introdução</b> . . . . .	<b>1</b>
1.1 Problemática Abordada . . . . .	3
1.2 Objetivos . . . . .	4
1.2.1 Objetivos Específicos . . . . .	4
1.3 Estrutura do Trabalho . . . . .	4
<b>2 Fundamentação Teórica</b> . . . . .	<b>5</b>
2.1 Sensores Capacitivos . . . . .	5
2.2 Circuitos para Medição com Sensores Capacitivos . . . . .	8
2.3 Osciladores . . . . .	12
2.4 O dispositivo SAW . . . . .	16
2.5 Modelo Elétrico do Tecido da Planta . . . . .	19
<b>3 Revisão Bibliográfica</b> . . . . .	<b>21</b>
<b>4 Abordagem Proposta</b> . . . . .	<b>26</b>
4.1 Oscilador Colpitts e cargas capacitivas . . . . .	26
4.2 O Oscilador H . . . . .	29
<b>5 Resultados e Discussões</b> . . . . .	<b>33</b>
5.1 Levantamento e análise de curvas características . . . . .	33
5.2 Simulação com o dispositivo SAW . . . . .	40
5.3 Simulação com o modelo elétrico do tecido das plantas . . . . .	46
<b>6 Conclusões</b> . . . . .	<b>50</b>
<b>Referências</b> . . . . .	<b>51</b>

# 1 Introdução

O desenvolvimento de novas técnicas para miniaturização de dispositivos impulsionou uma crescente demanda por sensores cada vez mais eficientes energeticamente [4] [14] [2]. Esse fator, aliado à necessidade de manter a sensibilidade elevada, fez com que os sensores capacitivos ganhassem cada vez mais destaque, sendo utilizados nas mais diversas aplicações, desde sensores vestíveis para monitoramento da saúde humana até a medição de vazios em fluxo multifásico [3, 14–18].

Sensores capacitivos funcionam com base na mudança de capacitância em resposta a um estímulo [16, 19]. Eles apresentam uma grande versatilidade de aplicações que os subdividem de diversas formas, a exemplo dos sensores capacitivos de aproximação, toque, permissividade, distância e nível [14, 20–22]. Esses sensores oferecem uma excelente relação sinal-ruído, linearidade e baixa histerese, características altamente desejáveis [16]. Por esse motivo, os principais desafios de sua utilização geralmente estão associados ao circuito de medição, o que ressalta a importância de uma escolha cuidadosa para garantir a aquisição de dados confiáveis [14, 21].

Na literatura são apresentados diversos circuitos para medição com sensores capacitivos, como métodos baseados em *Transformer Ratio-Arm* (TRA), pontes auto-balanceadas, pontes ativas e osciladores [3, 17, 22]. No entanto, as soluções baseadas em osciladores, frequentemente combinadas com pontes auto-balanceadas, se destacam por oferecerem uma conversão direta de capacitância em frequência, além de proporcionarem medições mais estáveis e confiáveis, com vantagens como imunidade a ruídos e variações ambientais [23]. Elas também utilizam circuitos mais simples e eficientes, características essenciais para garantir a qualidade do sistema de medição [4, 24].

Entretanto, apesar do grande número de estudos e sistemas presentes na literatura, a área de circuitos para sensores capacitivos ainda enfrenta uma questão importante: a influência e relevância de uma componente resistiva, normalmente desprezada, associada à componente capacitiva [2, 22, 25, 26]. Esse problema é especialmente crítico quando não é possível isolar eletricamente o capacitor devido à presença da componente resistiva, onde ela se torna um fator determinante nas medições e no funcionamento de sistemas baseados em sensores capacitivos. Em sistemas de medição baseados em osciladores, variações significativas nessa resistência podem desestabilizar o circuito, prejudicando os critérios de oscilação e resultando na interrupção do funcionamento do sistema [25].

Um exemplo concreto dessa problemática é o uso do dispositivo SAW como sensor. Nessa aplicação, ao utilizar os próprios eletrodos do dispositivo, chamados IDTs, como elemento sensível, o circuito de medição acoplado percebe uma impedância de entrada predominantemente capacitiva. No entanto, quando a linha de atraso é empregada como elemento sensível, que é a abordagem mais amplamente utilizada, as perdas inerentes ao sistema e a conversão do sinal elétrico em onda acústica resultam em uma impedância que também apresenta uma resistência não desprezível associada [9, 12].

Outro exemplo é o tecido biológico das plantas. Seu modelo elétrico inclui um capacitor que representa a membrana celular, que é influenciada pelos meios intra e extracelular simultaneamente, exibindo um comportamento majoritariamente capacitivo. Contudo, resistências associadas aos fluidos intra e extracelulares, modeladas por meio de resistores, também devem ser consideradas [27]. Essa característica, comum de capacitores não ideais, é um fator crítico, pois compromete as condições de oscilação e, conseqüentemente, o funcionamento do sistema [25].

Além disso, a maioria dos trabalhos na literatura foca em circuitos de medição de carga capacitiva em baixa frequência, limitando a aplicação de sensores de alta frequência, como o dispositivo SAW. Sensores que operam em altas frequências simplificam o sistema ao permitir a transmissão direta da medição, eliminando a necessidade de módulos adicionais para modulação do sinal e aumentando a robustez. Eles também possibilitam medições sem fio, automação e integração com outros sensores e sistemas. No entanto, a predominância e o uso das abordagens em baixa frequência da literatura eleva os custos e a complexidade, dificultando o desenvolvimento de sistemas eficientes e robustos.

No contexto de alta frequência, osciladores senoidais, especialmente o oscilador Colpitts e suas variações, são amplamente utilizados. No entanto, esses osciladores não consideram a presença de uma resistência associada à capacitância, o que pode comprometer o critério de oscilação ao acoplar uma carga capacitiva não ideal ao sistema.

Portanto, neste trabalho é proposta uma nova topologia de oscilador senoidal, baseada no oscilador Colpitts, que tem como objetivo principal possibilitar a medição de cargas capacitivas não ideais. A partir dela, é esperado que os critérios de oscilação permaneçam estáveis durante as medições, possibilitando a obtenção correta das componentes capacitiva e resistiva do sensor de interesse. Com essa topologia será possível acoplar sensores que atuam na faixa de centenas de quilohertz a centenas de megahertz, além do monitoramento contínuo dos dados, enfrentando um desafio significativo ainda presente na área. Assim, o oscilador proposto elimina a necessidade de etapas adicionais de modulação, permitindo o monitoramento contínuo e a transmissão direta do valor da capacitância a partir de um circuito simples e inovador. Com isso, esta dissertação apresenta uma nova abordagem altamente promissora, ampliando as possibilidades de uso de sensores capacitivos.

## 1.1 Problemática Abordada

Todo capacitor não ideal possui uma resistência associada [25]. Contudo, em determinadas frequências de operação essa resistência, quando representada em paralelo, geralmente apresenta um valor elevado, o que leva à prática comum de desconsiderá-la nas análises e no desenvolvimento de sistemas de medição, focando apenas na componente capacitiva. No entanto, em situações onde não é possível isolar eletricamente o capacitor, a influência da componente resistiva torna-se significativa e sua presença passa a ser determinante nas medições e no funcionamento de sistemas baseados em sensores capacitivos. Apesar disso, essa resistência é frequentemente negligenciada, comprometendo a eficácia e confiabilidade do sistema [25].

Sob o ponto de vista teórico, o funcionamento inadequado do sistema ao desconsiderar a resistência associada ao capacitor pode ser explicado pelo fato de que essa resistência varia dinamicamente com o próprio elemento sensor [2]. Ao negligenciar essa componente, a impedância medida não corresponde à impedância real do elemento sensível, comprometendo diretamente a exatidão da medição. Esse efeito torna-se ainda mais grave em sistemas baseados em osciladores, nos quais grandes variações na resistência podem desestabilizar o circuito, levando à violação dos critérios de Barkhausen e, conseqüentemente, à interrupção das oscilações.

Dessa forma, é apresentada nesta dissertação uma nova topologia de oscilador senoidal, baseada no oscilador Colpitts, especialmente projetada para a medição de cargas capacitivas, mesmo quando associadas a pequenas componentes resistivas. Essa abordagem garante que os critérios de oscilação permaneçam estáveis durante todo o processo de medição, assegurando a correta obtenção tanto das componentes capacitiva quanto resistiva.

A topologia proposta também tem como objetivo possibilitar a integração de sensores ao oscilador desenvolvido, operando em frequências na faixa de centenas de quilohertz a centenas de megahertz, um desafio significativo na área, como exemplificado pela aplicação de dispositivos SAW. Essa solução possui potencial de viabilizar o monitoramento contínuo dos dados sem a necessidade de etapas adicionais de modulação, permitindo a medição e a transmissão direta do valor da capacitância obtido.

Tendo como base uma implementação simples e robusta, esta solução aparece como uma inovação significativa, uma vez que a literatura não apresenta nenhum oscilador capaz de realizar medições de sensores capacitivos com as características e desempenho oferecidos pela topologia aqui desenvolvida. Ademais, a proposta se mostra altamente promissora, abrindo novos horizontes para o uso de sensores capacitivos em aplicações até então inviáveis, apresentado-se como uma alternativa de impacto e eficiência na medição de cargas capacitivas.

## 1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é o desenvolvimento de um oscilador baseado no oscilador Colpitts que possibilite a medição de capacitâncias não ideais, além do monitoramento contínuo dos dados, na faixa de frequência de centenas de quilohertz a centenas de megahertz.

### 1.2.1 Objetivos Específicos

Para atingir o objetivo desta dissertação, são elencados os seguintes objetivos específicos:

- Realizar uma ampla revisão bibliográfica acerca de sensores de carga capacitiva,
- Realizar uma ampla revisão bibliográfica acerca de osciladores senoidais,
- Propor um circuito capaz de medir cargas capacitivas não ideais,
- Investigar o comportamento do circuito para diferentes cargas,
- Analisar matematicamente o circuito proposto,
- Projetar e executar simulações para avaliar o sistema desenvolvido,
- Analisar os resultados obtidos, definindo as especificações técnicas do sistema e discutindo acerca de sua usabilidade, adequação e robustez.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

Para introduzir os principais conceitos relacionados a este trabalho, o Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica sobre medição por efeito capacitivo e osciladores, além do funcionamento básico do dispositivo SAW e modelo elétrico do tecido biológico das plantas, utilizados neste trabalho. Em seguida, o Capítulo 3 traz uma revisão dos principais trabalhos da literatura relacionados a esta dissertação. O Capítulo 4 detalha a metodologia adotada e o equacionamento da topologia desenvolvida. Por fim, no Capítulo 5, são apresentadas as simulações, resultados e discussões, seguidos pelas conclusões no Capítulo 6.

## 2 Fundamentação Teórica

Sensores capacitivos são utilizados para as mais diversas aplicações [22, 26]. Eles vêm sendo empregados desde a medição de pressão, deslocamento, aceleração, vibração, nível e propriedades elétricas de materiais até a construção de sensores vestíveis para monitoramento da saúde humana [3, 16, 22, 26]. Essa grande popularização deve-se ao fato de que os sensores capacitivos são facilmente miniaturizados, apresentam um bom nível de precisão e linearidade, baixo consumo de energia e baixa dependência da temperatura [16, 17]. Além disso, a facilidade de alteração das propriedades eletro-geométricas desse sensor possibilitam a sua adaptação para propósitos mais específicos, aumentando ainda mais o seu campo de aplicação [2].

Para atender às particularidades desse tipo de sensor em diversas aplicações, múltiplos circuitos de medição, ou interfaces, foram e continuam sendo desenvolvidos [3, 22]. Embora existam diferentes técnicas de medição e métodos de conversão de capacitância para a grandeza de interesse, o princípio básico dos sensores capacitivos é sempre a variação de capacitância [16].

Na literatura são apresentados diversos circuitos para medição de sensores capacitivos [3, 17, 22]. No entanto, as soluções baseadas em osciladores se destacam por oferecer uma medição mais direta da capacitância desejada, além de proporcionarem medições mais estáveis e confiáveis, com vantagens como maior imunidade a ruídos e variações ambientais [23]. Elas também utilizam circuitos mais simples e eficientes, características essenciais para garantir a qualidade do sistema de medição [4, 24]. Entretanto, essa abordagem ainda requer a conversão da frequência oscilada para capacitância, etapa necessária para a obtenção da grandeza de interesse.

Portanto, com o intuito de apresentar com clareza os principais tópicos relacionados a este trabalho, foi esquematizado o mapa conceitual apresentado na Figura 1. Com base nele, será apresentado nas Seções 2.1, 2.2, 2.3, 2.4 e 2.5 todo o referencial teórico acerca do princípio básico de funcionamento, circuitos de medição de capacitância e circuitos osciladores, finalizando com a apresentação objetiva do princípio básico de funcionamento do dispositivo SAW e do modelo do tecido biológico das plantas utilizados neste trabalho.

### 2.1 Sensores Capacitivos

De modo geral, sensores capacitivos têm como princípio de funcionamento a mudança de capacitância em resposta ao estímulo do mensurando. Eles são comumente fabricados em uma estrutura do tipo “sanduíche”, caracterizada por dois eletrodos em placas

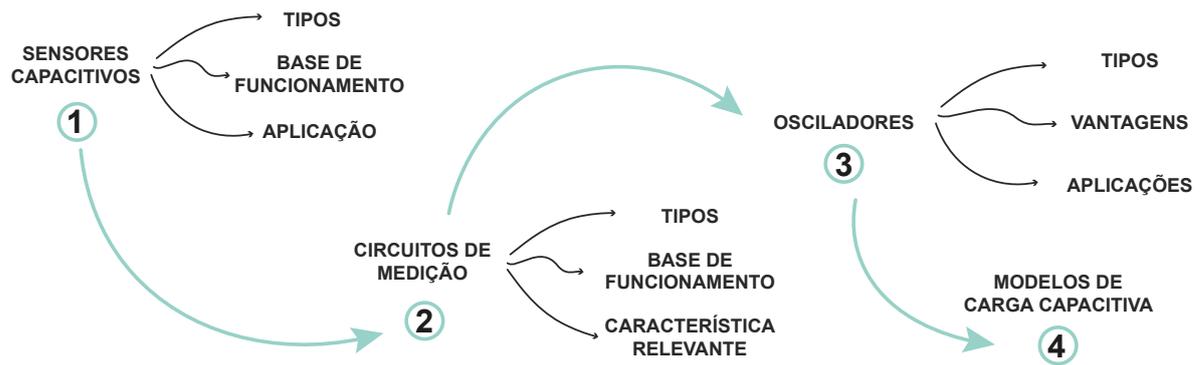


Figura 1 – Mapa conceitual do referencial teórico de medição por efeito capacitivo, osciladores e modelos de carga capacitivo abordados neste trabalho.

paralelas e uma camada central entre elas [16, 19]. Sua grande versatilidade permite sua adaptação para diversas aplicações, o que possibilita a subdivisão em categorias específicas, a exemplo de sensores capacitivos de pressão, temperatura, deformação, permissividade, distância, área, e outros, dependendo do parâmetro a ser medido [2, 14, 16].

De modo similar ao apresentado em [14], com o intuito de facilitar o entendimento desse tipo de sensor, nesta dissertação é proposta a definição de três categorias principais, baseadas na variação dos parâmetros da capacitância entre dois eletrodos, de acordo com

$$C = \epsilon \frac{A}{d}, \quad (2.1)$$

em que  $C$  é a capacitância em  $F$ ;  $\epsilon$  representa a permissividade elétrica do material dielétrico que compõe a camada central entre os dois eletrodos, calculada a partir do produto entre a permissividade elétrica do vácuo ( $\epsilon_0$ ) e a constante dielétrica relativa do material ( $\epsilon_r$ );  $A$  é a área de sobreposição dos eletrodos, em  $m^2$ ; e  $d$  a distância entre os eletrodos, em  $m$ . Com base nesses parâmetros, os sensores capacitivos serão aqui classificados como:

1. sensores baseados na variação de permissividade;
2. sensores baseados na variação de área;
3. sensores baseados na variação de distância.

Na Figura 2 é ilustrado o princípio de funcionamento básico das categorias apresentadas, como também exemplos de aplicação e sensores comerciais amplamente utilizados que se enquadram nas categorias descritas. Além dos exemplos destacados na figura, sensores como acelerômetros, giroscópios e microfones também se baseiam na

variação da distância entre os eletrodos. Da mesma forma, sensores de concentração de partículas e de substâncias químicas ou biomédicas, como o sensor SAW, exemplificam dispositivos capacitivos que operam com base na variação da permissividade [14].

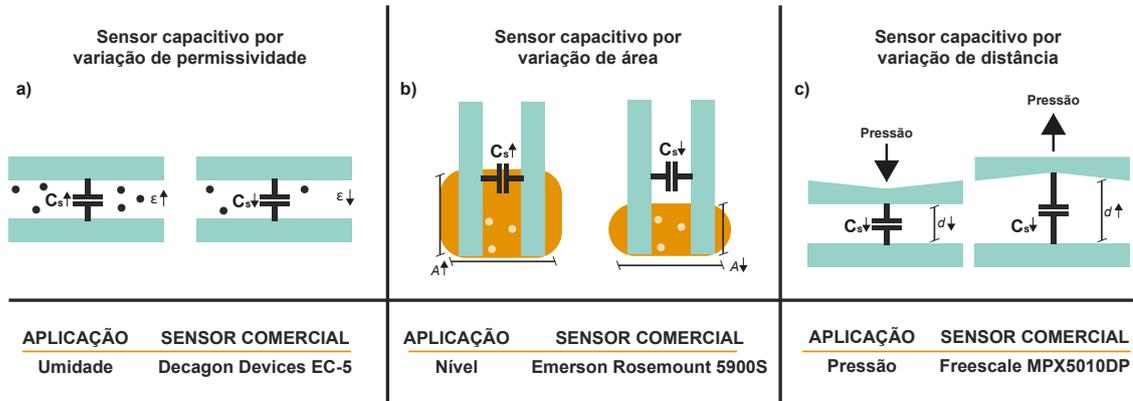


Figura 2 – Ilustração do funcionamento básico e exemplo de aplicação comercial das categorias de sensores capacitivos definidas neste trabalho: a) variação de permissividade do material dielétrico; b) variação de área; c) variação de distância.

Quando comparado às categorias de variação de área e distância, os sensores baseados na variação da permissividade, Figura 2a, possuem como característica exclusiva a ausência de movimentação física, e por esse motivo a sua estrutura é simplificada e não exige a utilização do processo de fabricação em escala micrométrica para incorporar componentes mecânicos junto aos circuitos eletrônicos, conhecido como MEMS (do inglês, *Micro-Electro-Mechanical Systems*). Além disso, esse tipo de sensor não requer uma tensão de polarização externa para funcionar corretamente, o que simplifica ainda mais a sua utilização e o torna ainda mais econômico [14].

Já os sensores baseados na variação de área e distância, Figura 2b e Figura 2c, são frequentemente fabricados utilizando o processo MEMS, que permite o movimento mecânico dos eletrodos por meio da incorporação de membranas ao processo de fabricação de circuitos integrados (CI). Nessas categorias de sensores, a distância ou área entre os eletrodos é alterada por grandezas físicas, como aceleração, deformação ou pressão. Quando essas grandezas não atuam no sistema, a membrana elástica promove o retorno à posição original, restaurando a distância ou a área inicial entre os eletrodos. Devido à presença da membrana elástica nesse tipo de estrutura, é comum que esses sensores exijam uma tensão de polarização entre os eletrodos para garantir desempenho adequado [14].

Dentro das categorias de sensores capacitivos, existem variações estruturais que os classificam em sensores de elemento único e diferenciais. Os sensores capacitivos diferenciais podem ser entendidos como uma subcategoria dos sensores de elemento único, sendo compostos por dois capacitores que compartilham um eletrodo em comum.

Esses sensores são amplamente empregados em dispositivos MEMS e oferecem vantagens significativas, como maior rejeição a ruídos de modo comum, interferências e efeitos parasitas [15, 18, 19, 28–30].

Graças a essas características, os sensores capacitivos diferenciais têm sido amplamente utilizados em diversas aplicações de controle e automação, incluindo detecção de toque, medição de posição, deslocamento, aceleração, pressão diferencial e distribuição de permissividade e área [28]. Esses sensores são componentes-chave em dispositivos como acelerômetros, giroscópios e sensores de pressão, fluxo e força [15, 18]. Além disso, encontram aplicações em áreas inovadoras, como reconhecimento de gestos, monitoramento de crescimento bacteriano, robótica, próteses de membros superiores e detecção precisa de fontes sonoras [21].

O desempenho ideal em muitas dessas aplicações depende de uma das grandes vantagens dos sensores capacitivos: a excelente relação sinal-ruído (SNR). Essa característica é diretamente influenciada pelos materiais utilizados, pela estrutura e pelo projeto dos eletrodos [15–17]. No entanto, a maior parte do ruído presente nos sistemas capacitivos pode ser introduzida pelos circuitos externos responsáveis pela leitura do elemento sensível. Isso ressalta a importância do sistema de medição, que precisa ser cuidadosamente projetado para assegurar uma aquisição e leitura de dados confiáveis [14, 21]. Por esse motivo, a seção a seguir foca nos circuitos para medição de sensores capacitivos.

## 2.2 Circuitos para Medição com Sensores Capacitivos

Um sistema de medição capacitivo é constituído por um sensor e um circuito de medição [14]. A eficácia desse circuito é avaliada com base na simplicidade, eficiência e exatidão na medição da capacitância em forma de tensão ou frequência [17]. Para garantir a aquisição correta dos dados, que podem ser influenciados por capacitâncias parasitas, variações de temperatura e outras interferências, diversas configurações de circuitos foram desenvolvidas. Entre elas, destacam-se métodos baseados em TRA [17], pontes auto-balanceadas, pontes ativas e osciladores [3, 22].

Entre essas abordagens, a configuração conhecida como TRA, ilustrada na Figura 3, é amplamente utilizada na medição de pequenas impedâncias e é considerada uma das técnicas mais antigas e exatas para medição de capacitâncias. Esse método, frequentemente associado a uma configuração em ponte, destaca-se por minimizar erros de medição decorrentes de capacitâncias parasitas, variações de temperatura e outros fatores externos. Essa configuração é amplamente aplicada em circuitos de comunicação de alta frequência, onde é utilizada para isolar componentes, reduzir efeitos de carga e manter a tensão de

saída estabilizada [17]. No entanto, a presença do transformador no circuito introduz uma limitação significativa, tornando-o volumoso e, conseqüentemente, incompatível com tecnologias de integração de circuitos, como CMOS [3].

O princípio de funcionamento da configuração TRA baseia-se no divisor de tensão formado pelo transformador, que tem como objetivo manter a impedância do circuito equilibrada. A razão de espiras do transformador permite determinar a impedância desconhecida, aproveitando a proporcionalidade entre as impedâncias no circuito. Assim, a tensão diferencial na ponte é medida, e os valores das impedâncias conhecidas são ajustados até que o circuito esteja balanceado, permitindo a determinação da impedância desejada.

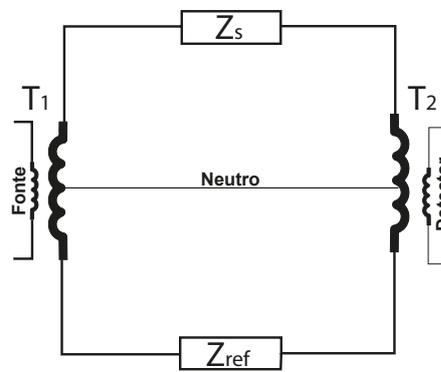


Figura 3 – Configuração em ponte TRA. Adaptado de [1]. Aqui,  $T_1$  e  $T_2$  correspondem aos braços 1 e 2 do transformador, respectivamente, enquanto  $Z_s$  representa a impedância do sensor, e  $Z_{ref}$ , a impedância de referência.

De maneira similar, as abordagens baseadas em ponte auto-balanceada têm como princípio a compensação das variações das impedâncias. Nesses sistemas, é comumente utilizada uma malha de *feedback*, que permite não apenas o ajuste automático e dinâmico dos componentes da ponte, mas também a compensação de variações causadas por capacitâncias parasitas, alterações de temperatura e outras influências externas. O auto-balanceamento dessa abordagem possibilita o ajuste contínuo do sistema, mantendo a ponte em equilíbrio e reduzindo a necessidade de calibração manual, além de viabilizar o monitoramento em tempo real das medições. As configurações de ponte mais utilizadas são baseadas na ponte de Wheatstone e de De-Sauty, apresentada na Figura 4 [2, 18].

Uma das variantes dessa técnica é a abordagem em ponte ativa, que utiliza amplificadores operacionais para aprimorar a eficiência da compensação. Essa configuração oferece maior controle sobre as variáveis do circuito, possibilitando ajustes mais precisos e respostas rápidas aos parâmetros do sensor. Como forma de melhorar ainda mais esse ajuste, é comum a utilização de resistores controlados por tensão, VCR (do inglês, *Voltage Controlled Resistor*), para o balanceamento automático da ponte. Além

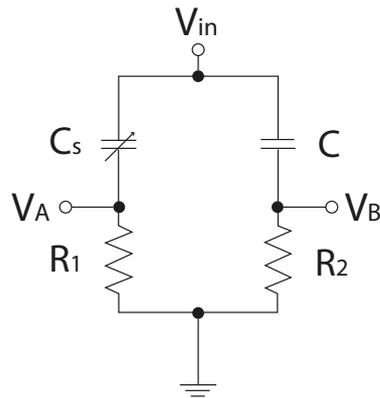


Figura 4 – Configuração em ponte de De-Sauty. Adaptado de [2]. Aqui,  $V_A$  e  $V_B$  correspondem aos pontos de medição e conexão da ponte com outros circuitos, enquanto  $C_s$ ,  $C$ ,  $R_1$  e  $R_2$  representam a capacitância do sensor, a capacitância e as resistências para equilíbrio da ponte, respectivamente.

disso, os amplificadores proporcionam benefícios amplamente documentados na literatura, como a redução de efeitos parasitas, elevada rejeição de ruído e maior exatidão nas medições [22].

A compatibilidade da configuração em ponte ativa com tecnologias de integração torna essa abordagem adequada para o desenvolvimento de sistemas e sensores miniaturizados. No entanto, uma limitação significativa é a dificuldade em garantir estabilidade e desempenho confiáveis em frequências muito altas, o que pode restringir sua aplicabilidade em determinadas situações. Desvantagens associadas à complexidade adicional no controle de VCRs, que pode exigir circuitos de controle sofisticados, aumento do consumo de energia e instabilidade causada por variações de temperatura também devem ser consideradas.

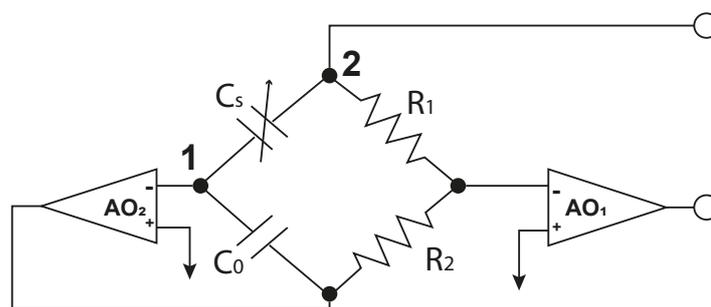


Figura 5 – Configuração utilizando a ponte de Wheatstone ativa. Adaptado de [3]. Aqui,  $AO_1$  e  $AO_2$  correspondem aos amplificadores operacionais utilizados na configuração ativa, enquanto  $C_s$  representa a capacitância do sensor.

Técnicas baseadas em osciladores de relaxação também fazem uso de amplificadores operacionais [17]. Essa abordagem utiliza a geração de um sinal quadrado ou triangular cuja frequência está diretamente relacionada ao valor da capacitância do sensor. O princípio de

funcionamento do circuito está no comportamento integrativo, em que a carga acumulada no capacitor durante os processos de carregamento e descarregamento, realizados através de uma resistência, define o ciclo de operação. O circuito típico é composto por um capacitor, um resistor e um elemento de disparo, a exemplo de um comparador ou amplificador operacional, que alterna o estado do circuito ao atingir o limiar de tensão estabelecido [23]. Essa técnica é amplamente empregada devido à sua simplicidade e baixo custo, entretanto, limitações associadas à sensibilidade a variações de temperatura, fontes de alimentação e a não-linearidade intrínseca do circuito podem introduzir erros de medição, exigindo a realização de calibrações manuais e o uso de algoritmos de correção.

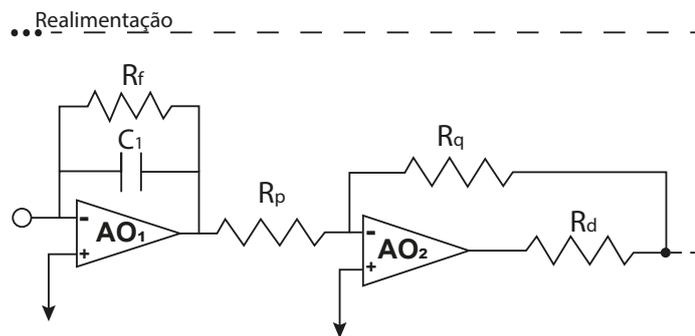


Figura 6 – Configuração utilizando um oscilador de relaxação. Adaptado de [3]. Aqui,  $AO_1$  e  $AO_2$  correspondem aos amplificadores operacionais utilizados na configuração, enquanto  $C_1$  e  $R_f$  representam a capacitância e a resistência, respectivamente, utilizadas para a integração.

Osciladores de malha travada em frequência, FLL (do inglês, *Frequency Locked Loop*), Figura 7, também são amplamente utilizados para medição de capacitância devido à sua capacidade de estabilizar a frequência do sistema, superando limitações de topologias baseadas em comparadores [4, 24]. Seu princípio de funcionamento é baseado na realimentação do sinal gerado, que possibilita o ajuste e a estabilização da frequência da onda gerada em relação a uma referência externa.

A partir da Figura 7 é possível visualizar que um FLL é composto por quatro etapas: um bloco de conversão de frequência para tensão (FVC), geralmente composto por um resistor e um capacitor, que converte a frequência  $f_{osc}$  em uma tensão proporcional; um bloco de tensão de referência para gerar uma tensão invariável à temperatura e à alimentação; um amplificador de erro, que integra a tensão de erro  $V_{ERROR}$  a partir da tensão de referência  $V_{REF}$  e da tensão de saída do FVC,  $V_F$ , gerando uma tensão de controle de constante de tempo elevada,  $V_C$ ; e um oscilador controlado por tensão (VCO) regulado por  $V_C$ , produzindo a frequência de saída variável  $f_{osc}$  [4].

Além disso, osciladores de malha travada em fase, PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*), e em ressonância, RLL (do inglês, *Resonance Locked Loop*), também são empregados, operando com base na sincronização, respectivamente, da fase do sinal gerado ou da frequência ressonante de um componente LC ou sensor capacitivo com uma referência

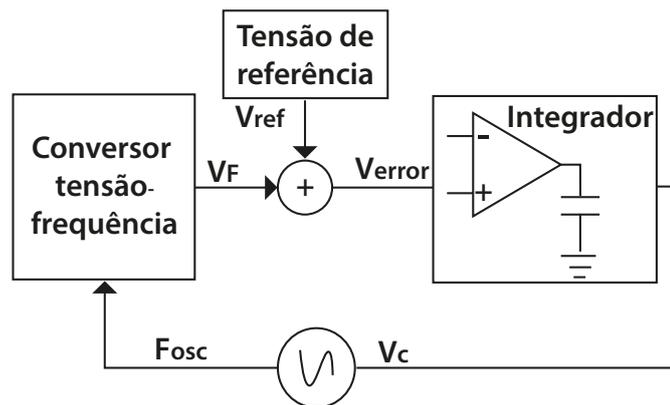


Figura 7 – Configuração de oscilador em malha travada por frequência [4].

externa. Essas configurações apresentam vantagens associadas a maior imunidade a ruídos e variações ambientais, mas também desafios relacionados à complexidade de implementação e consumo de energia [4, 22].

Grande parte dos circuitos para medição capacitiva baseiam seu funcionamento predominantemente na característica integrativa, utilizando o processo de carga e descarga de um par  $RC$ . Por outro lado, abordagens que empregam componentes para medição em tensão diferencial oferecem vantagens significativas, como maior imunidade a interferências em baixa frequência, maior flexibilidade na seleção da faixa de operação e sensibilidade aos parâmetros de interesse do sensor [23].

Essas diferenças tornam evidente a diversidade de estratégias empregadas na medição capacitiva. Apesar de suas particularidades, as configurações apresentadas nesta seção são frequentemente utilizadas de forma conjunta para aprimorar a aquisição de medições capacitivas.

Todas essas técnicas são amplamente utilizadas e frequentemente empregadas em conjunto com circuitos osciladores para a medição de sensores e cargas capacitivas. Como um dos pontos de destaque deste trabalho, os circuitos osciladores são descritos e apresentados na seção a seguir.

## 2.3 Osciladores

Osciladores, ou sistemas oscilatórios, são caracterizados pela geração de sinais periódicos. Eles abrangem desde exemplos simples, como um corpo de massa  $m$  que se move horizontalmente ao longo de uma haste sob a ação de duas molas (oscilador harmônico), até sistemas mais complexos, como geradores de *clock* de 3 GHz utilizados em telecomunicações (osciladores eletrônicos) [5, 31].

Focando especificamente nos osciladores eletrônicos, estes podem ser classificados em: osciladores em anel; osciladores LC; RC; e osciladores baseados em cristais. A partir dessas configurações, é possível gerar diferentes formas de onda, como as ondas quadrada, triangular e senoidal. O princípio de funcionamento desses circuitos é fundamentado realimentação positiva, que permite a geração de um sinal periódico na saída mesmo na ausência de uma entrada externa [5].

Para isso, duas condições de oscilação, conhecidas como critérios de Barkhausen, devem ser satisfeitas: ganho de malha aberta deve ser unitário e a fase de malha aberta deve ser igual a zero ou múltiplo de  $2\pi$  na frequência de oscilação. Essas condições são descritas pelas equações 2.2 e 2.3:

$$|A\beta| = 1 \quad (2.2)$$

$$\varphi = 0, 2\pi, \dots, n2\pi \quad (2.3)$$

em que  $A$  representa o ganho em malha aberta,  $\beta$  o fator de realimentação da malha fechada e  $\varphi$  a fase em radianos [5, 32, 33].

Na prática, o ganho de malha aberta unitário não é sustentável, pois ruídos e perturbações no sistema podem torná-lo maior ou menor que um, levando à instabilidade descontrolada ou ao amortecimento da oscilação. Para contornar esse problema, escolhe-se um ganho  $A\beta$  maior que um e adiciona-se um circuito de controle de amplitude para manter a oscilação estável. Esse equacionamento é obtido através da análise do sistema apresentado na Figura 8, resultando em

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)}, \quad (2.4)$$

que tende ao infinito na frequência  $s = j\omega_0$  em que  $|A\beta(j\omega_0)| = 1$  e  $\angle A\beta(j\omega_0) = 180^\circ$ . Esse comportamento faz com que, em uma frequência específica, o sinal percorra a malha fechada sofrendo um deslocamento de fase e seja reforçado ao chegar no amplificador, que, ao fornecer ganho suficiente para amplificar o sinal  $X(s)$  indefinidamente, gera a oscilação [5].

É importante destacar que os osciladores eletrônicos existem graças às imperfeições presentes nos dispositivos utilizados. São elas que geram a “semente” (sinal de entrada  $X(s)$ ) para a oscilação, através do ruído existente em todas as frequências [5].

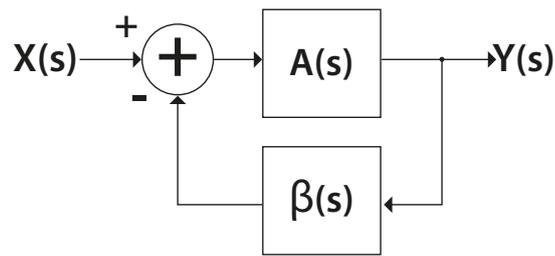


Figura 8 – Diagrama de blocos de sistema em malha fechada.

Partindo desse princípio, as diferentes topologias de osciladores compartilham a mesma base teórica discutida nesta seção, ainda que apresentem particularidades em suas implementações. Um exemplo importante são os osciladores em anel que, como o nome sugere, é composto por um conjunto de estágios conectados. Este número de estágios é definido a partir das condições de Barkhausen, sendo três o número mínimo para atender às condições necessárias para a oscilação. Esse tipo de oscilador está entre um dos principais blocos implementados pela indústria de semicondutores devido à sua simplicidade, compactação e capacidade de gerar facilmente múltiplas fases, além da sua versatilidade em cobrir amplas faixas de frequência [5, 25].

Por outro lado, os osciladores LC se destacam pela utilização de indutores e capacitores para definir a frequência de oscilação. Eles geralmente apresentam menos ruído, podendo chegar a frequências mais altas, quando comparados aos osciladores em anel. Existem diversas topologias de osciladores eletrônicos do tipo LC, mas na literatura duas recebem um maior destaque: oscilador acoplado-cruzado e oscilador Colpitts.

A topologia de oscilador acoplado-cruzado, Figura 9a, baseada em dois transistores acoplados por meio de elementos reativos, é frequentemente utilizada em circuitos integrados, enquanto a topologia Colpitts, Figura 9b, baseada em ressonadores LC e composta por dois capacitores e um indutor, desenvolvida por Edwin H. Colpitts, é mais utilizada em circuitos discretos e se destaca por utilizar apenas um transistor [5, 34]. Sendo parte fundamental deste trabalho, a apresentação detalhada do circuito do oscilador Colpitts e seu equacionamento é feita no Capítulo 4.

De modo semelhante, os osciladores RC também utilizam redes compostas por elementos passivos, neste caso, resistores e capacitores, para determinar a frequência de oscilação. Os principais exemplos dessa categoria são os osciladores de deslocamento de fase e os osciladores baseados na ponte de Wien [5].

Como o próprio nome indica, os osciladores de deslocamento de fase utilizam o deslocamento de fase de  $180^\circ$ , obtido por meio de uma combinação de resistores e capacitores na rede de realimentação, para sustentar as oscilações. Por outro lado, os osciladores baseados na ponte de Wien empregam uma rede RC com deslocamento de fase

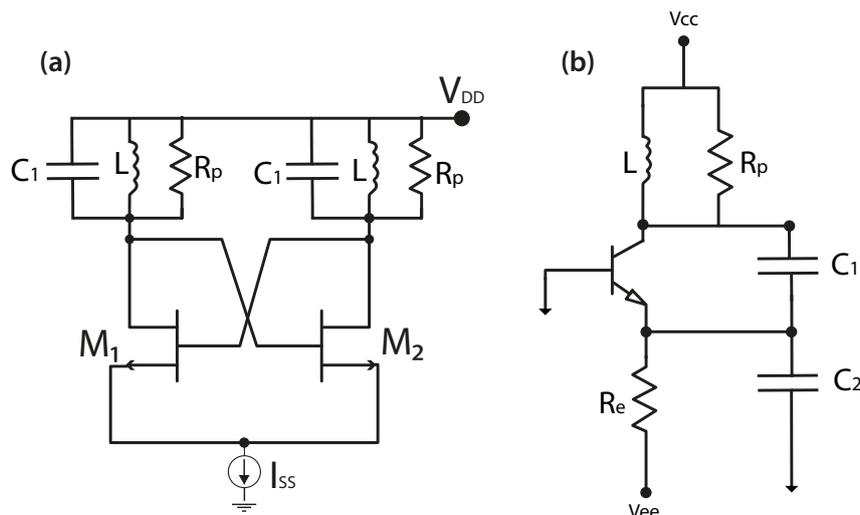


Figura 9 – Exemplos de topologias de a) oscilador acoplado cruzado; b) oscilador Colpitts na configuração base comum [5].

zero. Nesse caso, o amplificador é projetado para fornecer um ganho positivo, garantindo que o deslocamento de fase total na frequência de oscilação seja zero ou um múltiplo de  $360^\circ$  [5].

Embora os osciladores RC e LC sejam amplamente utilizados, uma abordagem alternativa que tem ganhado destaque é a combinação de osciladores eletrônicos com ressonadores de cristal, especialmente os de quartzo. Este tipo de oscilador é aplicado em diversos campos, como comunicações sem fio, sistemas de controle e processamento de sinais [32, 35], sendo particularmente valorizado pela precisão e exatidão da frequência de saída, um fator limitante em muitas topologias.

O princípio básico dessa abordagem consiste na utilização de dispositivos ressonadores na malha de realimentação do oscilador. Esses circuitos fornecem um sinal de saída analógico, geralmente processado por sistemas digitais [32]. Entre as tecnologias baseadas em ressonadores, os dispositivos de onda acústica de volume (BAW) se destacaram inicialmente por sua operação em frequências mais altas, tornando-se uma alternativa viável para aplicações que exigem estabilidade e miniaturização. Posteriormente, surgiu a tecnologia de onda acústica de superfície (SAW), que, ao permitir a propagação da onda ao longo da superfície do substrato piezoelétrico, trouxe novas possibilidades de aplicação, especialmente em sensores e filtros de RF.

Com o objetivo de apresentar o princípio básico de funcionamento dos sensores capacitivos utilizados para obtenção dos resultados deste trabalho, na seção 2.4 é apresentado o dispositivo SAW, e na seção 2.5 é apresentado o modelo elétrico do tecido biológico das plantas.

## 2.4 O dispositivo SAW

Os dispositivos SAW são compostos por um substrato piezoelétrico e dois transdutores interdigitados (do inglês, IDTs), que são formados por material condutor e depositados de forma padronizada sobre a superfície do material piezoelétrico, como pode ser visto na Figura 10. Juntos, eles geram as ondas acústicas de superfície. Essas ondas, criadas nos IDTs de entrada, se propagam na superfície e interagem com os IDTs de saída através do fenômeno piezoelétrico reverso, gerando uma corrente elétrica que será medida na saída [6, 9, 36].

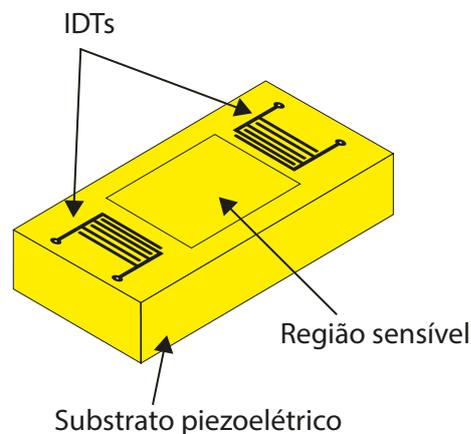


Figura 10 – Ilustração do sensor SAW com os IDTs. Adaptado de [6].

Essa interação entre os transdutores e as ondas acústicas é sensível a variações, *i.e.* perturbações, na superfície do dispositivo, como o depósito de um material, que resulta na mudança no ganho e fase das ondas acústicas. Em especial, essa variação de fase causa uma mudança na frequência de oscilação do sistema.

Assim, ao integrar dispositivos SAW a circuitos osciladores, é possível medir as mudanças de frequência com alta exatidão. Essa abordagem facilita a integração com outros sistemas de medição, contribuindo significativamente para a melhoria da resolução de medição e o monitoramento dos dados [7, 33].

Nesse contexto, com o objetivo de aprofundar as investigações sobre a medição de sensores em malha fechada, os autores implementaram a topologia do oscilador Colpitts na configuração emissor comum, ilustrada na Figura 11a. Essa configuração, incluindo o dispositivo SAW na malha de realimentação, foi previamente apresentada por Silva *et al.* em [7], utilizando o modelo elétrico (M1) do dispositivo SAW proposto por Bernardes *et al.* em [8], conforme mostrado na Figura 11b.

Contudo, ao empregar o modelo (M2) proposto por Jesus et al. em [9], ilustrado na Figura 11c, baseado em linhas de atraso e com características mais próximas do comportamento real do dispositivo, observou-se a interrupção da oscilação. Esse resultado evidenciou que a topologia Colpitts apresenta limitações significativas que podem dificultar a utilização de sensores em malha fechada, a exemplo do dispositivo SAW.

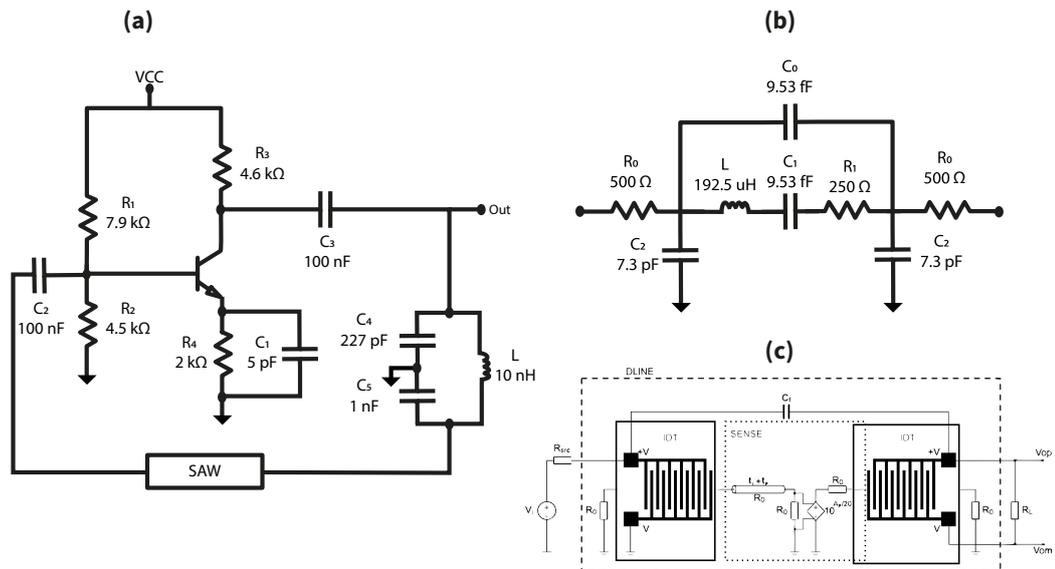


Figura 11 – a) Oscilador Colpitts na configuração emissor comum, com o dispositivo SAW na malha de realimentação, implementado por Silva *et al.* em [7]; (b) Modelo elétrico do dispositivo SAW proposto por Bernardes *et al.* em [8]; (c) Modelo em linha de atraso do dispositivo SAW proposto por Jesus *et al.* em [9].

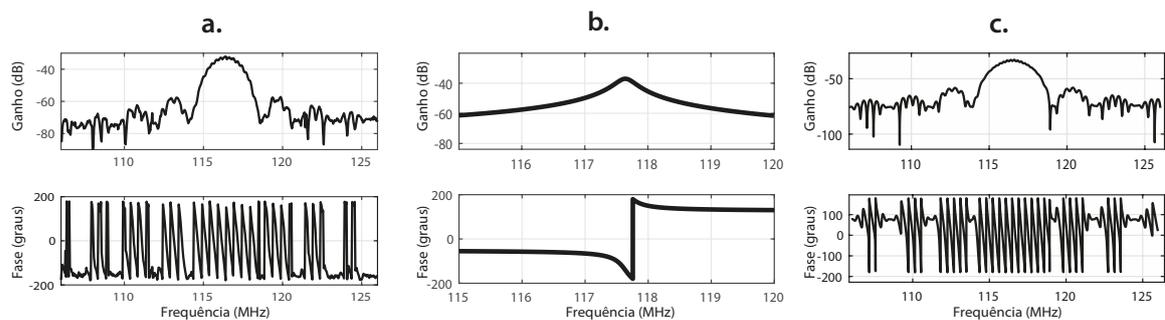


Figura 12 – Resposta em frequência do a) Dispositivo SAW, medido com um VNA; b) Modelo (M1) proposto por Bernardes *et al.* [8]; c) Modelo (M2) proposto por Jesus *et al.* [9].

Para superar essas limitações, foi proposta a topologia ilustrada na Figura 13, desenvolvida pela proponente deste trabalho e equipe de pesquisa em [10]. O principal objetivo dessa abordagem foi viabilizar a medição do dispositivo SAW como sensor em malha fechada, mantendo a oscilação estável do sistema. Com a nova topologia, foi possível implementar tanto os modelos M1 quanto M2 em malha fechada e realizar uma análise

comparativa, aprofundando o entendimento sobre as diferenças entre eles. Essa investigação visou possibilitar avanços na modelagem e utilização do dispositivo SAW em aplicações práticas.

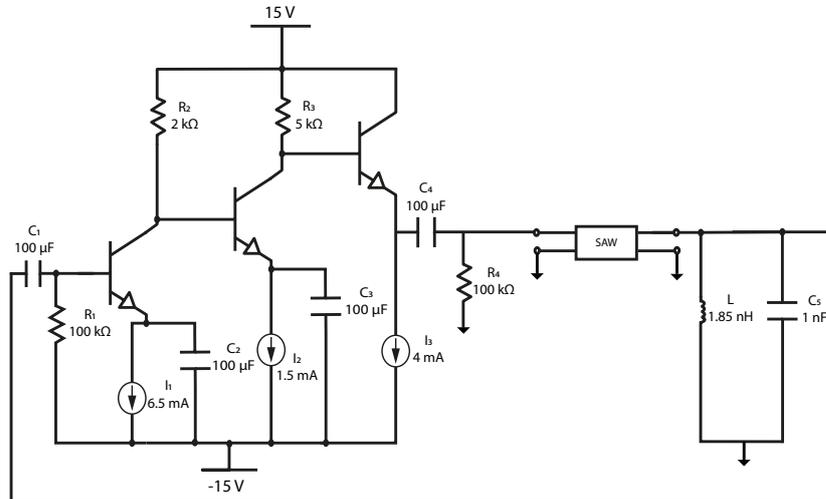


Figura 13 – Topologia proposta por Carvalho *et al.* em [10], para implementação do dispositivo SAW em malha fechada.

O resultado a partir da topologia proposta em [10] pode ser visto na Figura 14.

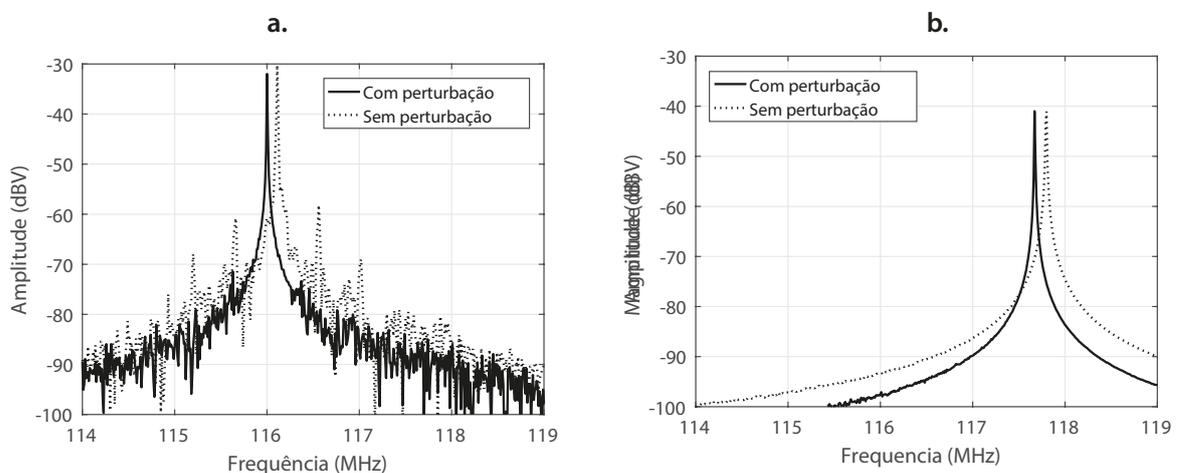


Figura 14 – Magnitude da FFT obtida utilizando a) M1 e b) M2 na realimentação do oscilador apresentado na Figura 13, considerando tanto condições de propagação não perturbadas quanto perturbadas no sensor.

Embora o circuito tenha funcionado para aplicação em malha fechada, quando o dispositivo SAW estiver sujeito a perturbações, o sistema pode sofrer grande atenuação, levando à perda dos critérios de oscilação de Barkhausen e, conseqüentemente, à interrupção da oscilação. Assim, osciladores que possibilitam a utilização desse tipo de dispositivo de forma contínua ainda é um desafio enfrentado na literatura.

Essa problemática é agravada pelo fato de que, apesar da impedância de entrada do dispositivo SAW ser predominantemente capacitiva [9, 12], as perdas inerentes ao dispositivo incluem um resistor associado ao capacitor no modelo de impedância equivalente. Esse detalhe é crucial, pois pode levar à interrupção do funcionamento em sistemas baseados em osciladores, caso o resistor não seja devidamente considerado. A gravidade dessa questão aumenta ao perceber que esse comportamento não é isolado, mas é característico da grande maioria dos sensores baseados em carga capacitiva.

Na seção a seguir é apresentado outro exemplo prático de sensor com carga capacitiva, utilizado nos testes realizados neste trabalho.

## 2.5 Modelo Elétrico do Tecido da Planta

Aplicando-se um estímulo elétrico externo a um tecido biológico, é possível medir a impedância presente no tecido das plantas. Esse fenômeno acontece devido à mobilidade e polarização dos íons presentes dentro dos fluidos intra e extracelulares, que, por sua vez, influenciam na estrutura bioquímica da membrana celular [37, 38].

Os fluidos intra e extracelulares possuem um comportamento resistivo devido à sua alta composição de água, sais, eletrólitos e íons livres. Já a membrana celular tem um comportamento capacitivo, por ser composta por uma dupla camada lipídica, que funciona como uma interface entre os meios intra e extracelular [39]. A partir dessas informações e com o objetivo de investigar e possibilitar análises acerca do estado de saúde das plantas, surgiram diversos modelos elétricos para representar o tecido biológico. Dentre eles, o mais aceito e utilizado foi proposto por Cole em 1928 [11].

Neste modelo, o tecido é representado por um arranjo de dois resistores e um capacitor, como pode ser visto na Figura 15, em que  $R_i$  e  $R_e$  representam, respectivamente, os fluidos intra e extracelulares, enquanto  $C_m$  representa a membrana celular [38, 40].

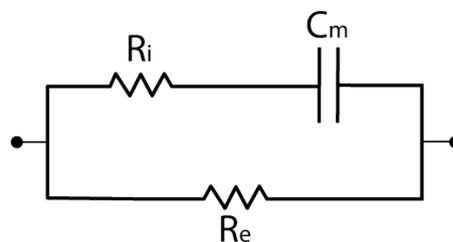


Figura 15 – Modelo elétrico do tecido celular apresentado por Cole. Representa o tecido biológico a partir do arranjo de dois resistores e um capacitor [11].

Dessa forma, o tecido biológico das plantas pode ser visto como um sensor de carga majoritariamente capacitiva. Essa hipótese foi levantada e constatada por Carvalho *et al.* em [27], a partir da análise de sensibilidade dos parâmetros de impedância ao estresse nutricional de nitrogênio nas folhas de tomate. Por esse motivo, ele foi utilizado para realização de testes nesta dissertação.

No capítulo a seguir, são apresentados os trabalhos recentes da literatura que mais se aproximam do objetivo central desta dissertação, com foco em sistemas de medição de cargas capacitivas com osciladores senoidais.

### 3 Revisão Bibliográfica

Diversas topologias de circuitos para medição de cargas capacitivas são descritas na literatura. Dentre elas, os osciladores destacam-se como uma das melhores opções por permitirem a medição direta da capacitância por meio da frequência [3, 17]. Essa abordagem tem sido amplamente utilizada e aprimorada ao longo dos anos, como evidenciado pelo trabalho clássico da década de 1990 apresentado por Goes *et al.* [41].

Desde então, diferentes tipos de osciladores vêm sendo propostos para medição de sensores capacitivos, a exemplo do trabalho proposto por Tarikul *et al.* em [17], que apresenta um circuito utilizando uma ponte TRA associada a um oscilador de relaxação para sensores capacitivos de umidade. O circuito foi projetado para medir pequenas variações de capacitância, entre dezenas e milhares de picofarads, negligenciando altos desvios de *offset* e capacitâncias parasitas. De acordo com os autores, o objetivo foi desenvolver um circuito de ponte capacitiva linear, sensível e simples para converter variações de capacitância em frequência com alta precisão e exatidão.

Experimentos com capacitores cerâmicos discretos e sensores capacitivos de umidade demonstraram estabilidade do circuito frente a capacitâncias parasitas e variações de temperatura ambiente. A calibração e exibição dos resultados são realizadas por um microcontrolador, que compensa a não linearidade por meio de uma tabela de consulta armazenada em sua memória. Contudo, a inclusão do transformador torna o circuito incompatível com tecnologia CMOS de integração, e a componente de condutância, *i.e.*, resistência associada ao capacitor, responsável pelas perdas, não é considerada [17].

Uma atualização desse trabalho foi proposta pelos autores em [3], substituindo a ponte com transformador por uma ponte ativa. Através da natureza diferencial dessa abordagem, os autores buscaram eliminar erros de modo comum e desvios causados pelo envelhecimento e pela temperatura ambiente do sensor. Usando um capacitor diferencial de três terminais, os efeitos da capacitância de terra e de *offset* também foram reduzidos.

Experimentos com um sensor capacitivo de umidade e um sensor capacitivo para medição de constante dielétrica de líquidos foram realizados, e a interface com um microcontrolador para linearizar a curva de resposta do sensor e exibir os dados calibrados foi mantida. Embora o sistema aprimorado seja compatível com tecnologia CMOS, a componente resistiva continuou desconsiderada.

Já em [20], Fatemeh *et al.* apresentam um circuito de interface para medição capacitiva diferencial com faixa dinâmica ajustável, propondo uma boa sensibilidade e relação sinal-ruído. Além de operar em malha aberta, os autores destacam a sua utilização também em malha fechada, ampliando seu alcance de medição.

Projetado e fabricado em tecnologia CMOS padrão de  $0,35 \mu m$  o sistema apresentado em [20] é capaz de medir variações de capacitância de  $0,4 \text{ fF}$  com uma largura de banda de medição de  $50 \text{ kHz}$ . O circuito utiliza a técnica de demodulação síncrona, com sinais de referência gerados internamente no chip. Ele é composto por um gerador de onda triangular, amplificador de transimpedância, demodulador síncrono, filtro passa-baixas e duas fontes de corrente constante controladas pela onda quadrada gerada pelo oscilador de relaxação integrado. A topologia proposta ajusta a amplitude dos sinais de referência através de uma rede de realimentação, em função dos valores dos capacitores sensoreados, garantindo a linearidade do amplificador e ampliando a faixa dinâmica do circuito.

Em [23] é proposta uma configuração de oscilador baseado em amplificador operacional que converte impedância em período, utilizando diferenciação de tensão ao invés da integração de tensão tipicamente abordada em osciladores descritos na literatura, apresentando maior imunidade a distúrbios de baixa frequência. Os autores destacam que essa é uma solução analógica completamente não-calibrada, sendo adequada para sensores capacitivos de ampla faixa e sensores resistivos flutuantes, com sensibilidade ajustável por componentes passivos. Experimentos com sensores capacitivos comerciais demonstraram boa linearidade e precisão na estimativa de capacitâncias, com faixa de medição de picofarads a microfarads.

O circuito implementado consiste em seis resistores, um capacitor e dois amplificadores operacionais: um em configuração de diferenciador de tensão inversor e outro em configuração de comparador de tensão por histerese, gerando uma onda quadrada na saída. A realimentação do sistema elimina a necessidade de calibração, e a excitação do sensor é realizada pela onda alternada gerada. O circuito é adequado para integração em chip, utilizando tecnologia CMOS padrão, com *design* de baixo custo e baixo consumo de energia.

No trabalho de Lakshmi *et al.* [21], é apresentado um conversor capacitância para largura de pulso de auto-balanceamento que utiliza excitação senoidal e opera em malha fechada. O circuito é compatível com sensores de elemento único e diferenciais, fornecendo um sinal modulado por largura de pulso, PWM (do inglês, Pulse Width Modulation), que pode ser digitalizado por um contador. A saída digital é linear, independente da capacitância nominal do sensor e projetada para depender exclusivamente da variação da capacitância. Os autores destacam que o sistema é insensível à capacitância parasita e apresenta baixa sensibilidade às não-idealidades dos componentes, desde que estes sejam selecionados conforme as diretrizes do artigo. Além disso, o auto-balanceamento com realimentação negativa corrige automaticamente algumas dessas não-idealidades.

Também é apresentado por Lakshmi *et al.* em [28] um conversor capacitância para frequência baseado em capacitor chaveado. O sistema opera em malha fechada e também é capaz de realizar medições tanto de sensores capacitivos de elemento único quanto diferencial, fornecendo saídas proporcionais e ratiométricas, respectivamente. Utilizando uma referência de corrente contínua (DC) simples para excitação, o circuito evita a complexidade de fontes AC senoidais, que exigem estabilização precisa de amplitude e baixa distorção harmônica.

Sua saída digital é insensível a capacitâncias parasitas, graças ao *design* do sistema, e mantém uma característica linear independente da capacitância nominal do sensor, dependendo exclusivamente de suas variações. Adequado para fabricação em circuitos integrados, o sistema apresenta características desejáveis, como alta relação sinal-ruído (SNR) e tempo de resposta ajustável por meio da frequência dos sinais de *clock*.

Giuseppe *et al.* em [30] propuseram um circuito analógico integrável baseado em uma ponte de Wheatstone para estimativa de capacitância diferencial. O funcionamento é fundamentado na configuração modificada da ponte AC de De-Sauty, composta por dois capacitores e dois resistores, empregando conversão de capacitância para tensão. Uma malha de realimentação foi implementada para controlar um dos resistores, permitindo avaliar a variação da capacitância diferencial por meio de cálculos simples que abrangem os estados de auto-balanceamento e fora de equilíbrio da ponte.

Uma atualização deste trabalho é apresentada por Gianluca *et al.* em [29], que também utiliza a ponte AC de De-Sauty modificada para estimativa diferencial de sensores capacitivos. O circuito foi aprimorado com uma malha de amplificação e realimentação diferenciais, que ajusta um resistor controlado por tensão (VCR) para balancear a ponte, cujos dois ramos incluem, no lado esquerdo, o sensor em sua totalidade. Além disso, o sistema integra dois filtros passa-alta, um circuito multiplicador e um integrador. Comparado ao trabalho anterior, este projeto foi implementado em tecnologia CMOS padrão, representando um avanço significativo. Os resultados obtidos mostraram alta concordância entre o comportamento teórico e as simulações realizadas.

Já no trabalho apresentado por Boyu *et al.* em [4] é proposto um conversor de frequência para tensão (FVC) balanceado com oscilador RC totalmente integrado. O sistema explora o desbalanço de impedância dependente da frequência entre os componentes reais e imaginários de uma rede RC para detectar variações na frequência de saída em relação à frequência de referência. A impedância complexa da rede é convertida em uma tensão AC por meio da injeção de uma única corrente AC, eliminando a necessidade de referências de tensão adicionais, o que reduz o consumo de energia e os erros de frequência. Além disso, a frequência de saída pode ser ajustada por um deslocamento de fase selecionável, ao invés de uma tensão de referência, tornando o ajuste amplamente independente da faixa de tensão de operação.

No entanto, nenhum dos trabalhos apresentados até o momento considera adequadamente a influência da resistência parasita, típica de sensores capacitivos, no desempenho geral do circuito. Essa limitação é especialmente relevante em aplicações onde essa resistência impacta a estabilidade das medições e o funcionamento do sistema, tornando-se inevitável em situações em que o capacitor não pode ser eletricamente isolado. Nessas condições, a presença da resistência parasita passa a ser um fator crítico.

Esse problema é discutido em [25], que analisa o mecanismo de falha de um oscilador de anel CMOS básico. O autor desenvolve um modelo analítico que define a capacitância mínima de carga e o intervalo de resistência série equivalente para os quais o oscilador falha, avaliando também a influência do número de estágios, da transcondutância e da impedância dos estágios de ganho. Os resultados mostram que a probabilidade de falha diminui significativamente para osciladores com sete ou mais estágios, enquanto a resistência parasita apresenta um impacto crítico em osciladores de cinco e, sobretudo, três estágios. No entanto, o trabalho se limita a caracterizar o problema, sem propor uma solução prática para mitigá-lo.

Nesse contexto, Paolo *et al.* propõem, em [2], quatro topologias de circuitos analógicos e sem necessidade de calibração para estimativa de capacitância. O princípio básico de funcionamento é baseado, mais uma vez, na configuração modificada da ponte AC de De-Sauty, utilizando um resistor controlado por tensão e uma malha de realimentação adequada, permitindo uma estimativa precisa sem a necessidade de conhecer os valores dos outros componentes da ponte. Através da realimentação, é possível ajustar o VCR para equilibrar o módulo e a fase da tensão diferencial de saída da ponte.

A quarta topologia proposta em [2], em especial, foi modificada para detectar e estimar a resistência parasita tipicamente existente de sensores capacitivos, algo até então não abordado nos demais trabalhos da literatura. Dessa forma, em comparação com outras soluções propostas, essa topologia se destaca pela capacidade de detectar o componente parasita do sensor, fornecer ao sensor sempre o mesmo sinal de frequência e apresentar uma arquitetura simples.

Já em [18] Alessandro *et al.* propuseram uma interface analógica para estimativa de capacitância diferencial, capaz de detectar e quantificar variações capacitivas. A interface proposta é baseada no trabalho anterior apresentado em [2], mas com o objetivo de alcançar operação em faixa completa e uma característica linear de entrada-saída, o que representava o principal desafio na solução proposta no trabalho anterior. Para isso, foi implementado um novo mecanismo de realimentação, que controla o VCR e gera uma tensão de referência que segue a saída do sensor, garantindo uma relação direta entre a variação capacitativa e a tensão de saída.

Em [19], Gianluca *et al.* propuseram, em 2023, mais uma atualização dos sistemas apresentados em [29] e [18] por meio de uma interface analógica totalmente diferencial para sensores capacitivos, utilizando a ponte auto-balanceada formada inteiramente por componentes capacitivos. O foco da proposta foi em uma estrutura totalmente analógica, visando evitar a perda de informações associada à conversão analógico-digital em sensores diferenciais capacitivos.

Com essa abordagem, os autores melhoraram a linearidade e a faixa de sensibilidade da interface, ajustando a impedância ao invés da tensão, além de obter uma melhor rejeição de modo comum. A proposta em destaque é composta por dois capacitores sensores, dois resistores controlados por tensão (VCR), um bloco de três amplificadores de instrumentação, um demodulador e um modulador.

Os trabalhos presentes na literatura atual buscaram solucionar os desafios associados às cargas capacitivas não ideais. No entanto, os sistemas desenvolvidos ainda apresentam um alto grau de complexidade e dificuldades na conversão da variável medida em capacitância. Diante disso, esta dissertação propõe uma nova topologia de oscilador senoidal capaz de realizar medições de cargas capacitivas não ideais sem a necessidade de circuitos grandes e complexos, como os encontrados na literatura. O desenvolvimento, o equacionamento e a descrição do oscilador proposto são apresentados no capítulo a seguir.

## 4 Abordagem Proposta

Este capítulo apresenta a construção científica adotada para o desenvolvimento do oscilador proposto neste trabalho, com base na teoria descrita no Capítulo 2, especialmente no que diz respeito ao oscilador Colpitts com ressonadores LC ou cristais. O conteúdo está organizado em duas seções: a primeira aborda a problemática da implementação do oscilador Colpitts com cargas capacitivas, enquanto a segunda detalha a modificação proposta e a nova topologia de oscilador desenvolvida nesta dissertação.

### 4.1 Oscilador Colpitts e cargas capacitivas

O oscilador Colpitts, caracterizado como um oscilador senoidal cuja frequência é determinada por um par de capacitores e um indutor, pode ser utilizado, teoricamente, para medir cargas capacitivas ao integrar o capacitor sensível ao circuito ressonador, conforme ilustrado na Figura 16a. Sua frequência de oscilação,  $\omega_0$ , é determinada pelas propriedades desses componentes, conforme indicado pela relação:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad (4.1)$$

em que  $L$  é a indutância e  $C$  a capacitância equivalente entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , dada por

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}. \quad (4.2)$$

A frequência de operação  $\omega_0$  é inicialmente definida com base nos requisitos da aplicação. A partir dessa frequência, os componentes  $L$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são dimensionados para atender à condição de ressonância. Assim, o valor do indutor é calculado utilizando a relação

$$L = \frac{1}{C \cdot \omega_0^2}, \quad (4.3)$$

em que  $C$  é a capacitância equivalente do circuito ressonador.

É importante destacar que é necessário que o transistor esteja adequadamente polarizado para garantir a amplificação necessária às oscilações. Para isso, a tensão sobre o resistor de emissor ( $R_e$ ) é definida como  $V_\lambda$ , determinando a corrente de emissor

$$I_e = \frac{V_\lambda}{R_e}. \quad (4.4)$$

A partir da corrente de emissor, é possível calcular a transcondutância inicial do transistor ( $g_m$ )

$$g_m = \frac{I_e}{V_t}, \quad (4.5)$$

em que  $V_t$  é a tensão térmica do transistor. Neste trabalho, foi considerada uma tensão  $V_t$  de 26 mV durante os cálculos.

Com o intuito de garantir a estabilidade do circuito e o critério de oscilação, os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  devem atender à relação de divisão capacitiva, de modo que o coeficiente de realimentação  $n$  seja pequeno, idealmente  $n \ll 1$ ,

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (4.6)$$

Durante o desenvolvimento deste trabalho, buscou-se utilizar  $C_2$  dez vezes maior que  $C_1$ , o que mantém  $n \ll 1$ , garantindo uma realimentação estável.

O coeficiente de transcondutância do circuito, utilizado para se obter a amplitude do sinal gerado, é dado por

$$G_m = \frac{G_L + n^2 \cdot G_E}{n \cdot \left(1 - \frac{n}{\alpha}\right)}, \quad (4.7)$$

em que

- $G_E = \frac{1}{R_e}$  é a condutância do emissor;
- $\alpha$  é o parâmetro do transistor, encontrado por  $\frac{\beta}{\beta+1}$ ;
- $G_L = \frac{1}{R_p}$  é a condutância do indutor com resistência equivalente, dada por

$$R_p = \frac{\omega_0^2 \cdot L^2}{R_{serie}}, \quad (4.8)$$

sendo  $R_{serie}$  a resistência em série intrínseca do indutor.

O ganho mínimo requerido para a oscilação é

$$g_{m_{\min}} = \frac{G_t}{n}, \quad \text{com } G_t = G_L + n^2 \cdot G_E + n^2 \cdot g_m. \quad (4.9)$$

É necessário que  $g_m > g_{m_{\min}}$  para que o circuito oscile [42].

Com esses cálculos, é possível determinar o valor da capacitância sensível ( $C_1$ ) a partir da frequência de oscilação do circuito, utilizando as relações estabelecidas na eq. 4.1, onde  $L$ ,  $\omega_0$  e  $C_2$  são fixos, permitindo o cálculo da capacitância desejada,

$$C_1 = -\frac{C \cdot C_2}{C - C_2}. \quad (4.10)$$

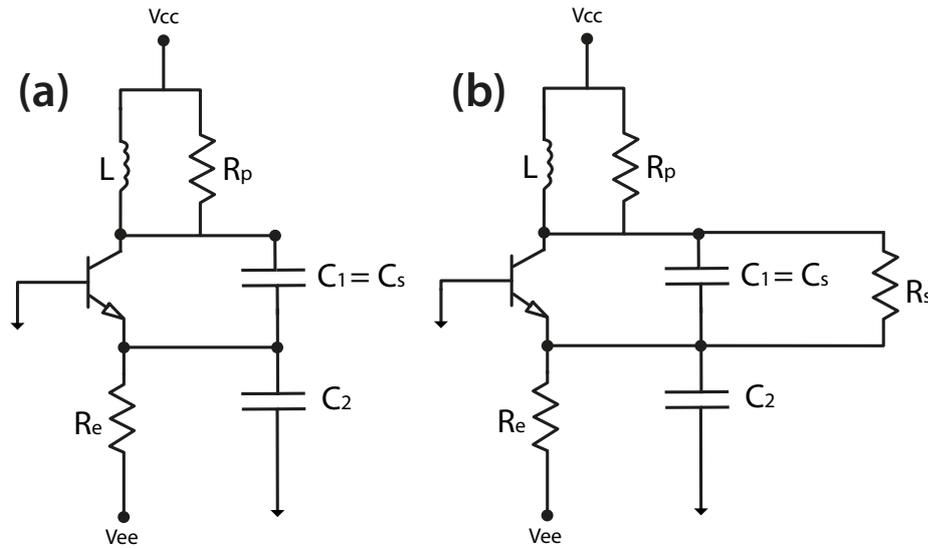


Figura 16 – a) Oscilador Colpitts na configuração base comum a) com carga capacitiva ideal em  $C_1$ ; b) com carga capacitiva não ideal em  $C_1$ .

No entanto, devido à resistência naturalmente associada à capacitores reais, a configuração obtida na prática é apresentada na Figura 16b, contendo um resistor em paralelo com o capacitor  $C_s$ . Essa característica não ideal exige um reajuste nos cálculos do critério de oscilação, pois a impedância total do circuito é alterada.

Assim, onde anteriormente havia apenas um divisor capacitivo, a configuração agora apresenta a seguinte expressão para a impedância equivalente entre  $C_s$ ,  $C_2$  e  $R_s$

$$Z_{eq} = \frac{1}{sC_s + \frac{1}{R_s}} + \frac{1}{sC_2}, \quad (4.11)$$

que resulta em

$$Z_{eq} = \frac{\frac{1}{R_s} + (C_2 + C_s)s}{s^2 C_2 C_s + s \left( \frac{C_2}{R_s} \right)}, \quad (4.12)$$

apresentando um zero e dois polos, o que torna a expressão e os cálculos do critério de oscilação mais complexos.

Essa breve análise da impedância permite perceber não apenas o desbalanceamento introduzido pelo resistor adicional, mas também a dificuldade em ajustar o circuito para atender ao critério de oscilação. Ainda, o fato do resistor ser normalmente de valor desconhecido aumenta a complexidade de realizar medições e garantir o funcionamento adequado do sistema. Por esse motivo, neste trabalho é proposta uma nova topologia, baseada no oscilador Colpitts, que tem como objetivo balancear a carga capacitiva não ideal e possibilitar tanto a medição quanto o correto monitoramento do elemento sensível. Esta topologia é apresentada na seção a seguir.

## 4.2 O Oscilador H

Diante da problemática do oscilador Colpitts associado à carga capacitiva não ideal, este trabalho apresenta a nova topologia, denominada “Oscilador H”. Esta topologia, baseada no oscilador Colpitts em configuração base comum, é ilustrada na Figura 17.

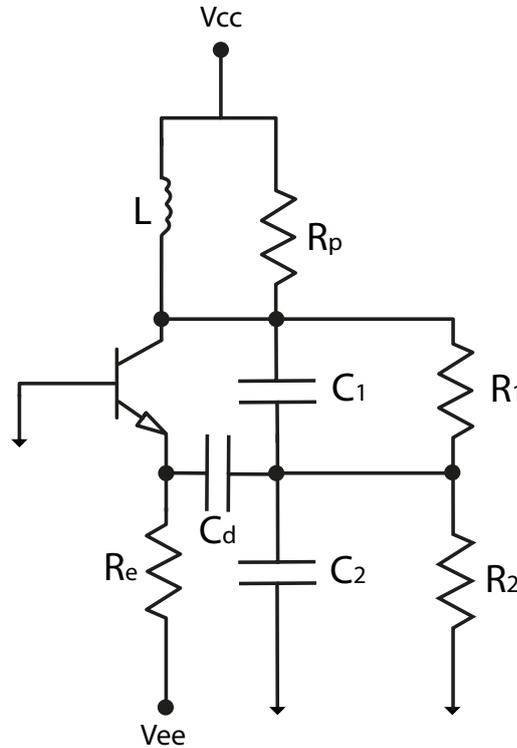


Figura 17 – Topologia proposta neste trabalho para medição de cargas capacitivas não ideais.

Como mostrado na Figura 17, a estrutura básica do oscilador Colpitts permanece inalterada. Por esse motivo, o equacionamento do Oscilador H segue a sequência de cálculos apresentada na Seção 4.1. No entanto, destaca-se a influência dos resistores  $R_1$  e  $R_2$ , e do capacitor  $C_d$ , na nova topologia. Neste ponto, vale destacar que o capacitor  $C_2$  foi considerado com uma capacitância ideal, *i.e.* sem resistência significativa associada, neste trabalho.

De modo geral, o resistor adicional  $R_2$  equilibra o desbalanceamento causado por  $R_1$  quando uma carga capacitiva é conectada a  $C_1$ . Esse equilíbrio ocorre devido à estrutura em ponte formada pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e pelos resistores  $R_1$  e  $R_2$ , conforme evidenciado na Figura 18. Por essa razão, ao longo desta dissertação, o resistor  $R_2$  será referido como resistor  $R_x$ . Para efeitos de polarização, o capacitor adicional  $C_d$  deve ser considerado. No entanto, para a determinação do critério de oscilação, ele é tratado como um curto-circuito.

Assim, a condição

$$Z_{C_s} R_x = Z_{C_2} R_s, \quad (4.13)$$

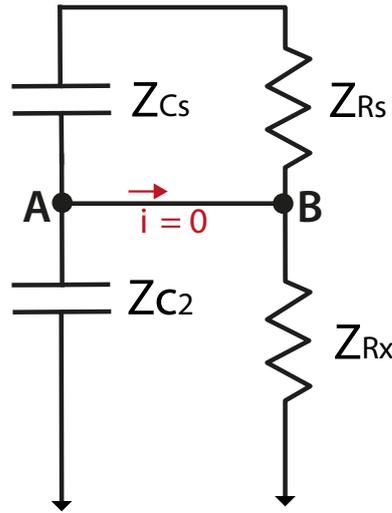


Figura 18 – Circuito em ponte equilibrada presente na topologia proposta.

garante o balanceamento da ponte, sendo  $Z_C$  a impedância capacitiva dada por  $\frac{1}{sC}$  e  $s = j\omega_0$ . Dessa forma,

$$R_x = \frac{Z_{C_2} R_s}{Z_{C_s}}, \quad (4.14)$$

ou

$$R_x = R_s \cdot \frac{C_s}{C_2}. \quad (4.15)$$

Com base na Eq. 4.15, é possível determinar o valor de  $R_x$  necessário para equilibrar o sistema, reduzindo a corrente entre os nós  $A$  e  $B$  (Figura 18) a praticamente zero. Esse equilíbrio permite a associação das resistências  $R_s$  e  $R_x$ , conforme ilustrado na Figura 19, resultando em uma única carga resistiva e retornando à topologia original do oscilador Colpitts. Isso é possível devido à presença do capacitor  $C_d$ , que desacopla a tensão  $V_e$  do circuito em ponte.

Apesar do equacionamento geral seguir o mesmo desenvolvimento apresentado na Seção 4.1 para o oscilador de Colpitts, o resistor  $R$  equivalente da associação entre  $R_s$  e  $R_x$  deve ser considerado no cálculo da transcondutância total. Dessa forma, diferentemente da Eq. 4.7, a transcondutância total do Oscilador H é obtida por

$$G_m = \frac{G_L + G_R + n^2 \cdot G_E}{n \cdot \left(1 - \frac{n}{\alpha}\right)}, \quad (4.16)$$

sendo  $G_R$  a condutância equivalente da série de  $R_s$  e  $R_x$ .

Assim, o ganho mínimo requerido para a oscilação é

$$g_{m\min} = \frac{G_t}{n}, \quad \text{com } G_t = G_L + G_R + n^2 \cdot G_E + n^2 \cdot g_m. \quad (4.17)$$

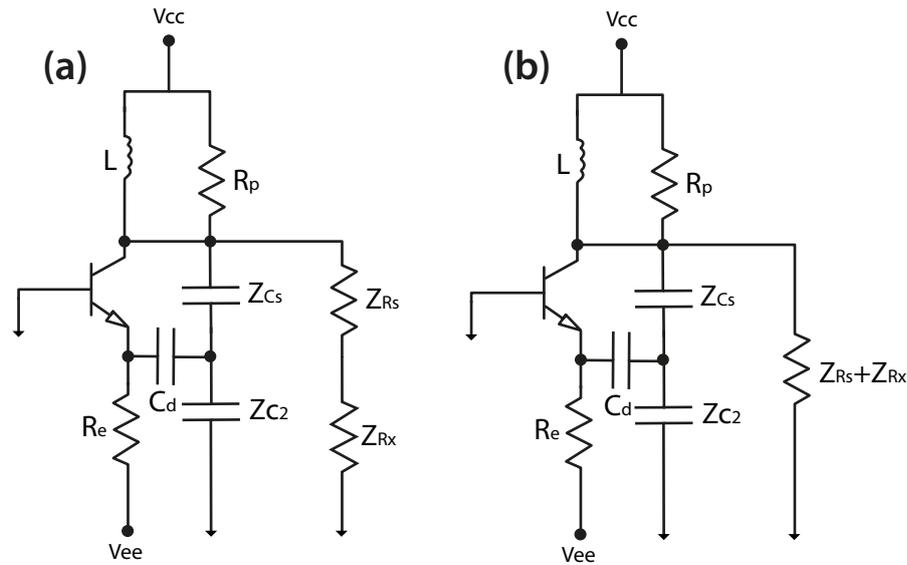


Figura 19 – Circuito equivalente válido para o valor de  $R_x$  que equilibra o sistema, com (a) visualização da ponte em equilíbrio e (b) associação dos resistores  $R_s$  e  $R_x$ .

A amplitude da onda gerada pode ser calculada a partir de

$$V = G_m \cdot (x \cdot V_t) \cdot \frac{1}{G_L + G_R}, \quad (4.18)$$

sendo  $x$  a variável associada à quantidade de realimentação, obtida a partir da relação  $\frac{G_m}{g_m}$  apresentada por Clarke and Hess em [42]. Dessa forma, a onda de saída excursiona entre  $(V_{cc} + V)$  e  $(V_{cc} - V)$ .

O capacitor  $C_d$  auxilia deve ser escolhido de maneira a atuar como um curto em altas frequências e um circuito aberto para a polarização, tornando-se parte essencial da topologia proposta. Devido ao seu papel de desacoplamento não interferir significativamente no equacionamento do oscilador, o equacionamento teórico foi mantido o mesmo. No entanto, é esperado que ele influencie ligeiramente na impedância de emissor e, conseqüentemente, na amplitude do sinal de saída, que dependente diretamente do cálculo de  $G_m$  apresentado na Eq. 4.16.

Assim, a partir da topologia proposta neste trabalho, a medição de cargas capacitivas não ideais poderá ser realizada em uma ampla faixa de frequências. Dessa forma, o Oscilador H possibilitará a transmissão dos dados obtidos sem a necessidade de circuitos complexos. Além disso, espera-se que ele permita o monitoramento contínuo dos dados, exigindo pouca ou nenhuma intervenção durante o processo.

Com o objetivo de analisar e validar experimentalmente o funcionamento da topologia proposta, foram realizados testes utilizando modelos de sensores de carga capacitiva acoplados ao oscilador. Os experimentos, seus resultados e as respectivas

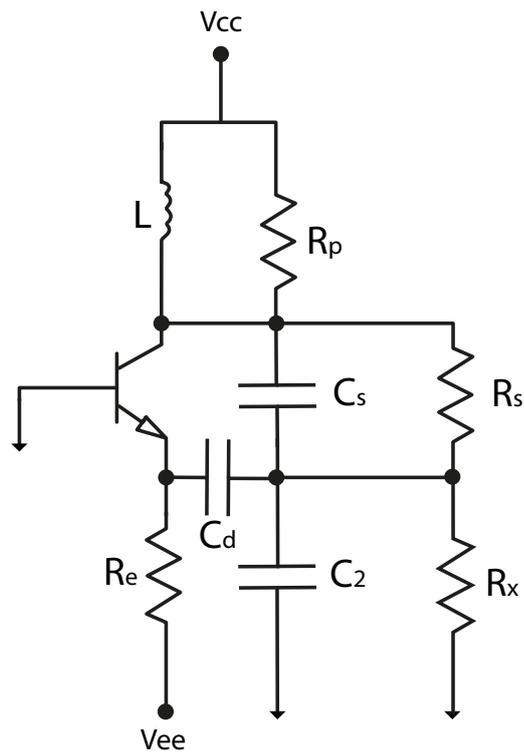


Figura 20 – Topologia proposta nesta dissertação para medição de cargas capacitivas reais, substituindo  $C_1$  por  $C_s$ ,  $R_1$  por  $R_s$  e  $R_2$  por  $R_x$ .

discussões serão descritos e apresentados no Capítulo 5. Como aplicações práticas, o próximo capítulo apresenta simulações utilizando o modelo do dispositivo SAW e do tecido biológico das plantas.

## 5 Resultados e Discussões

Simulações foram conduzidas para testar e validar a topologia desenvolvida nesta dissertação. Com isso, os objetivos foram caracterizar a relação entre as curvas de amplitude e frequência com os componentes do circuito, analisar a influência da variação do resistor  $R_x$  no equilíbrio do sistema e, por fim, aplicar o Oscilador H em sensores de carga capacitiva.

As simulações foram realizadas nos ambientes de simulação de código aberto LTspice® e QucsStudio, utilizando a topologia de oscilador desenvolvida neste trabalho, apresentada na Figura 20. Em todos os testes, o transistor utilizado foi o BF495, amplamente utilizado em aplicações com osciladores na faixa de dezenas a centenas de mega Hertz. As tensões de alimentação contínua  $V_{cc}$  e  $V_{ee}$  foram de +10 V e -10 V, respectivamente. A saída do Oscilador H se mantém a mesma do oscilador de Colppits, sendo medida no coletor do transistor.

Para maior clareza na apresentação das simulações e resultados, este capítulo está dividido em três seções: a primeira, Seção 5.1, descreve os testes e análises realizados para obtenção das curvas de frequência e amplitude esperadas para o Oscilador H, além da investigação por simulação do impacto de variações no parâmetro  $R_x$ ; a segunda, Seção 5.2, apresenta as simulações e os resultados obtidos utilizando o modelo em parâmetros S do dispositivo SAW acoplado ao oscilador desenvolvido; por fim, na Seção 5.3, são apresentadas as simulações e os resultados obtidos utilizando o oscilador proposto para medição do modelo elétrico do tecido das plantas.

### 5.1 Levantamento e análise de curvas características

De acordo com o equacionamento apresentado no Capítulo 4, a frequência de ressonância do oscilador proposto (Eq. 4.1) é modificada pelos parâmetros  $L$ ,  $C_s$  e  $C_2$  (Figura 20). Já a amplitude de oscilação depende principalmente dos parâmetros  $R_p$ ,  $R_s$  e  $R_x$  (Eq. 4.18, Figura 20).

No entanto, ao acoplar uma carga capacitiva na topologia proposta, apenas os parâmetros  $C_s$  e  $R_s$ , *i.e.* capacitância não ideal, são alterados, tornando-os responsáveis pela mudança dinâmica nas curvas de frequência e amplitude esperadas. Por esse motivo, a primeira configuração de teste consistiu em variar os parâmetros  $C_s$  e  $R_s$ , individualmente, e realizar a comparação entre as curvas obtidas e as curvas esperadas.

Para isso, foi realizada uma simulação transiente no ambiente LTspice<sup>®</sup>, utilizando o oscilador operando na frequência inicial de 10 MHz, um tempo total de 10 ms e um intervalo máximo de  $0,1 \mu\text{s}$  entre as amostras. As configurações padrão de operação do ambiente de simulação foram mantidas.

Inicialmente, com o objetivo de possibilitar uma análise comparativa, foi realizada uma simulação utilizando o oscilador Colpitts na configuração base comum, como apresentado na Figura 16a, e o Oscilador H apresentado na Figura 20. Os valores utilizados nos parâmetros são apresentados na Tabela 1, sendo a resistência associada à carga capacitiva representada por  $R_s$ , conforme ilustrado na Figura 16b. O resultado pode ser observado na Figura 21, em que é possível notar a ausência de oscilação ao acoplar a carga capacitiva não ideal ao oscilador Colpitts, enquanto que o Oscilador H apresenta oscilação constante, resultado previsto de acordo com o apresentado no Capítulo 4. Dessa forma, todas as simulações apresentadas a seguir utilizaram apenas a topologia do Oscilador H, desenvolvido neste trabalho.

L	$R_p$	$R_e$	$C_s$	$C_2$	$R_s$	x
$2 \mu\text{H}$	31,50 k $\Omega$	100,00 k $\Omega$	138,13 pF	1,38 nF	3,16 k $\Omega$	18

Tabela 1 – Valores dos parâmetros do oscilador Colpitts utilizados durante a simulação com e sem a carga capacitiva não ideal.

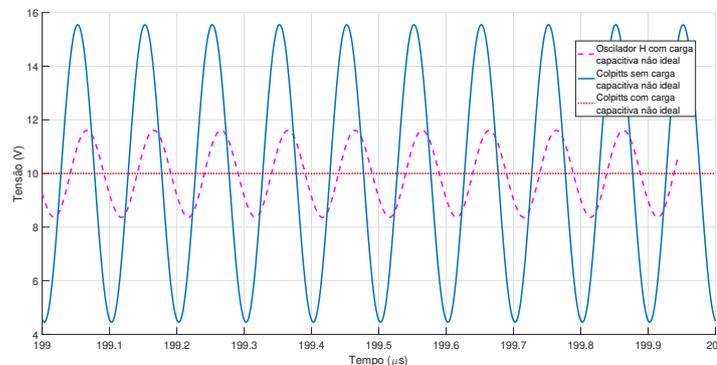


Figura 21 – Resultado obtido a partir da simulação comparativa realizada utilizando o oscilador Colpitts base comum com e sem a resistência associada à carga capacitiva não ideal, e o Oscilador H acoplado a uma carga capacitiva não ideal.

Para o segundo teste, que consistiu na simulação para a obtenção da curva  $C_s$  versus frequência, foram utilizados os valores que estão apresentados na Tabela 2 em cada parâmetro do Oscilador H. É importante notar que os parâmetros  $L$ ,  $R_p$ ,  $R_e$ ,  $R_x$  e  $R_s$  não foram modificados durante a simulação, tendo sido mantidos os mesmos utilizados na simulação de análise comparativa apresentados na Tabela 1, com exceção de  $R_e$  utilizado para polarização do transistor. Nesta simulação, houve variação apenas de  $C_s$  e do fator de realimentação  $x$ , utilizado nos cálculos, devido à alteração do valor de  $G_m$  (Eq. 4.16) causada pelo coeficiente  $n$  (Eq. 4.6) que depende de  $C_1$ , *i.e.*,  $C_s$ .

L	$R_p$	$R_e$	$R_x$	$C_2$	$R_s$	$C_s$	x
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	40,0 pF	1,975
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	70,0 pF	3,672
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	100,0 pF	6,364
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	138,1 pF	8,242
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	168,0 pF	9,794
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	188,0 pF	10,83
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	207,0 pF	11,78
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	233,9 pF	13,81
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	273,0 pF	14,64
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	293,0 pF	15,37
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	323,0 pF	16,35
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	500,47 $\Omega$	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	353,0 pF	17,21

Tabela 2 – Valores dos parâmetros do Oscilador H utilizados durante a simulação para obtenção da curva  $C_s$  versus frequência.

Foram realizadas doze simulações, variando o parâmetro  $C_s$  de modo a obter uma faixa de valores em que os critérios de oscilação fossem satisfeitos. O resultado obtido pode ser visto no gráfico da Figura 22. A partir dele, é possível visualizar que o comportamento da frequência de acordo com a variação do capacitor  $C_s$  é expressivo, o que demonstra a sua viabilidade para sensores capacitivos, utilizando a expressão

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L}, \quad (5.1)$$

sendo  $C = \frac{C_s \cdot C_2}{C_s + C_2}$ , com  $C_2$  conhecido e  $C_s$  o capacitor que se deseja obter o valor. De acordo com o esperado, a amplitude não apresentou mudança significativa, mantendo-se no valor médio de 12,32 V.

Já na Tabela 3 são apresentados os valores utilizados em cada parâmetro do Oscilador H durante essas simulações para a obtenção da curva  $R = R_s + R_x$  versus amplitude da tensão de pico. É possível notar que, desta vez, os parâmetros  $L$ ,  $R_p$ ,  $C_s$ ,  $C_2$  e  $R_e$  não foram modificados durante esta simulação, havendo modificação apenas de  $R_s$  e  $R_x$ , cuja equivalência em série é dada por  $R$ . Mais uma vez, o fator de realimentação  $x$ , utilizado nos cálculos, é modificado devido à alteração do valor de  $G_m$  (Eq. 4.16) que depende de  $R$ .

Foram realizadas doze simulações, variando o parâmetro  $R_s$  e calculando o  $R_x$  correspondente que equilibra o sistema. A variação foi feita de modo a obter uma faixa de valores em que a variação da amplitude fosse evidente e o parâmetro de realimentação  $x$  estivesse dentro da faixa esperada (2 a 20) [42]. O resultado obtido pode ser visto no

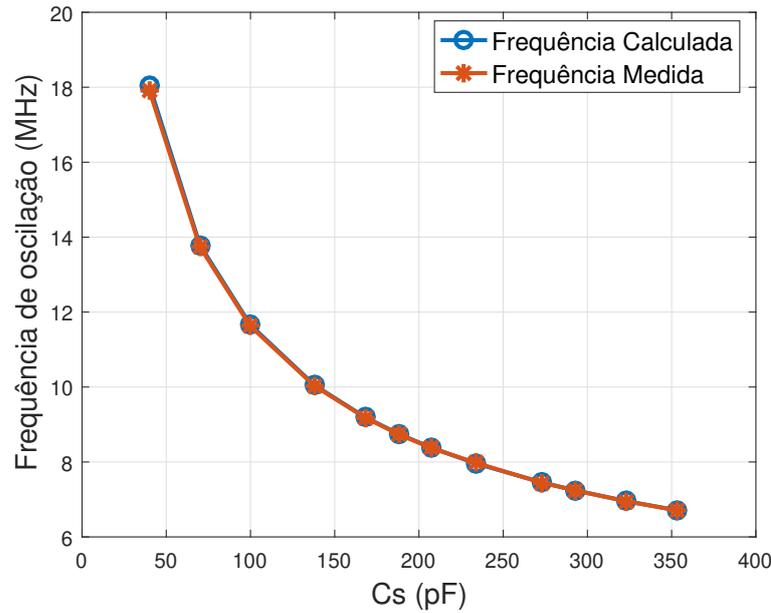


Figura 22 – Curva obtida do parâmetro  $C_s$  versus frequência.

L	$R_p$	$R_e$	$C_s$	$C_2$	$R_s$	$R_x$	x
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	12,5 k $\Omega$	1,251 k $\Omega$	17,99
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	12,0 k $\Omega$	1,201 k $\Omega$	17,53
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	11,5 k $\Omega$	1,151 k $\Omega$	17,03
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	11,0 k $\Omega$	1,101 k $\Omega$	16,51
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	10,5 k $\Omega$	1,051 k $\Omega$	15,97
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	10,0 k $\Omega$	1,000 k $\Omega$	15,39
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	8,00 k $\Omega$	800,7 $\Omega$	12,78
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	5,00 k $\Omega$	500,4 $\Omega$	8,24
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	3,16 k $\Omega$	316,3 $\Omega$	5,35
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	2,44 k $\Omega$	244,2 $\Omega$	3,36
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	1,97 k $\Omega$	197,2 $\Omega$	2,99
2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	138,1 pF	1,38 nF	1,48 k $\Omega$	148,1 $\Omega$	1,97

Tabela 3 – Valores dos parâmetros do Oscilador H utilizados durante a simulação para obtenção da curva  $R$  versus amplitude da tensão de pico.

gráfico da Figura 23. A partir dele, é possível visualizar que para valores maiores de  $R$  a amplitude do sinal de saída é maior, tornando evidente a dependência da amplitude da tensão de saída com o parâmetro  $R$ , podendo-se calcular o valor de  $R_s$  a partir de:

$$G_R = ((G_m \cdot (n \cdot (1 - \frac{n}{\alpha}))) - n^2 \cdot G_E) - G_L, \quad (5.2)$$

sendo  $G_R = 1/R$ , e  $R = R_s + R_x$ . De acordo com o esperado, a frequência não apresentou mudança significativa, mantendo-se no valor médio de 10,03 MHz. Vale destacar que, no ponto em que  $R_s = 2,44$  k $\Omega$  e  $R_x = 244,23$   $\Omega$ , resultando em  $R = 2,68$  k $\Omega$ , o cálculo

apresenta uma pequena variação em relação à trajetória esperada da curva. Esse desvio pode estar relacionado à influência do capacitor de desacoplamento  $C_d$  na amplitude, desconsiderado nos cálculos. No entanto, essa hipótese não foi investigada até o momento deste trabalho.

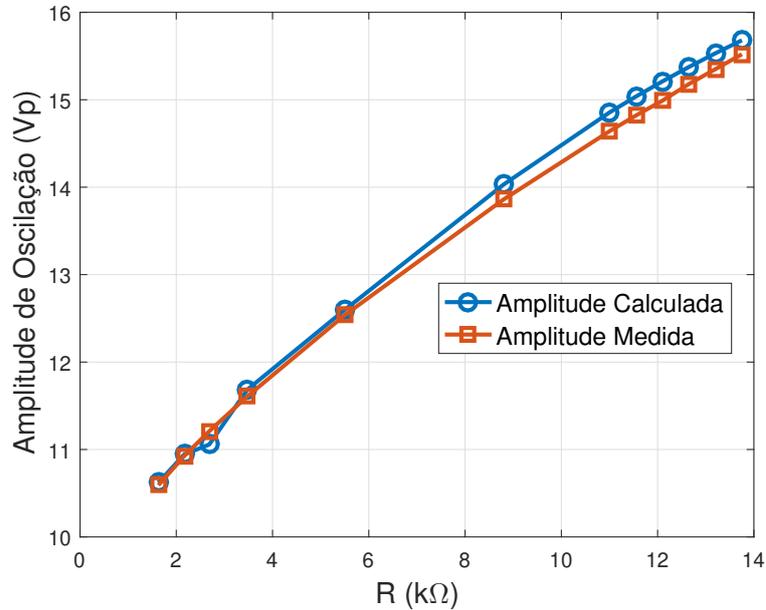


Figura 23 – Curva obtida do parâmetro  $R$  versus amplitude da tensão de pico.

Esse resultado também é um indicativo de que a amplitude do sinal gerado pode ser utilizada para medir o valor do resistor, atuando também como elemento sensível.

A partir das curvas de  $C_1$  versus frequência e  $R$  versus amplitude da tensão de pico, é possível notar que o erro entre os valores medidos e calculados é aceitável. O maior erro relativo obtido para a primeira curva, Figura 22, foi de 0,78%, para o valor de  $C_s = 40,00$  pF. Para a segunda curva, Figura 23, o maior erro relativo obtido foi de 1,47%, para o valor de  $R = 12,10$  kΩ, resultado da série entre  $R_s = 11,00$  kΩ e  $R_x = 1,10$  kΩ. Esse resultado coopera para a validação das equações e análises apresentadas acerca da topologia desenvolvida neste trabalho, apresentando apenas pequenas variações relacionadas à contribuição do capacitor  $C_d = 1$ nF desconsiderado nos cálculos.

No entanto, é importante destacar que o valor real do indutor e da sua resistência associada  $R_s$  variam com a frequência, comportamento que pode alterar o comportamento esperado do circuito e não é modelado em ambientes de simulação. Para avaliar o impacto do erro e da incerteza associada ao indutor, tanto nos cálculos quanto no comportamento do sistema, foi realizada uma simulação de Monte Carlo.

Para esta simulação, considerou-se uma variação de  $\pm 10\%$  nos valores do indutor e da resistência associada  $R_{serie}$ , com um total de 1000 amostras. Os valores nominais adotados para  $L$  e  $R_{serie}$  foram  $2,00 \mu H$  e  $0,5 \Omega$ , respectivamente, utilizando as expressões  $L = L_{nominal} \cdot (1 + 0,2 \cdot (rand - 0,5))$  e  $R_{serie} = 0,5 \cdot (1 + 0,2 \cdot (rand - 0,5))$  para gerar a distribuição estatística das amostras, considerando a incerteza dos componentes reais.

A resistência  $R_p$  foi calculada a partir da Eq. 4.8, levando em conta a relação entre  $R_{serie}$ ,  $L$  e a frequência de operação. Os demais parâmetros, com exceção do fator de realimentação  $x$  que é modificado devido à alteração do valor de  $L$ , seguiram as Tabelas 2 e 3, e os resultados obtidos estão apresentados nas Figuras 24 e 25, respectivamente.

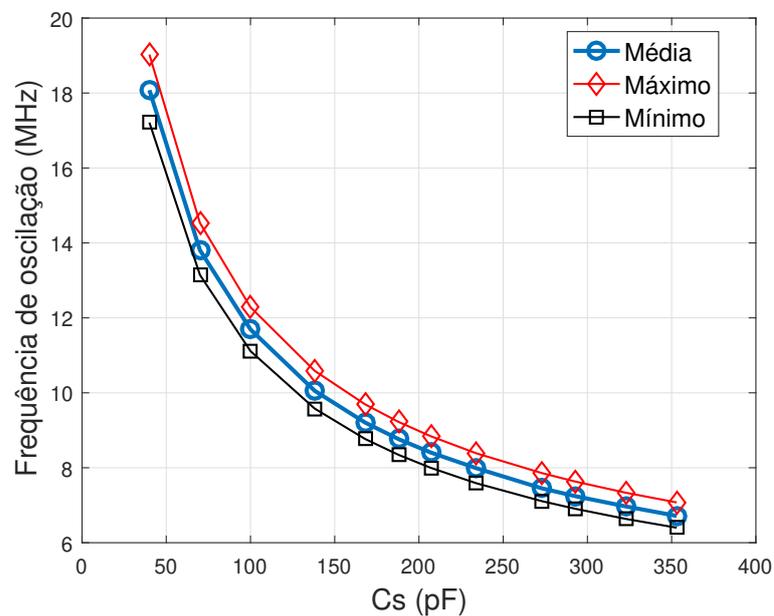


Figura 24 – Curva obtida do parâmetro  $C_1$  versus frequência a partir da simulação de Monte Carlo, para o valor de  $L$  e  $R_p$  com uma variação de  $\pm 10\%$  em 1000 amostras.

Conforme mostrado no gráfico da Figura 24, obteve-se uma variação máxima absoluta de aproximadamente  $0,95 \text{ MHz}$  para  $C_1 = 40,00 \text{ pF}$  e  $L = 1,80 \mu H$ . No gráfico da Figura 25, foi observada uma variação máxima absoluta de aproximadamente  $0,50 \text{ V}$  para  $R = 13,75 \text{ k}\Omega$  e  $L = 1,92 \mu H$ . Esses resultados indicam que o comportamento da curva se manteve próximo ao esperado, sugerindo o correto funcionamento do sistema mesmo em condições não ideais.

A partir dos resultados apresentados, é possível observar a robustez do circuito em relação à variação dos parâmetros  $C_s$  e  $R_s$  na manutenção da oscilação. Esse comportamento é atribuído à característica de equilíbrio do oscilador desenvolvido, alcançado pela presença do parâmetro  $R_x$ , o que destaca sua importância no funcionamento do circuito. Por esse motivo, uma simulação foi conduzida para investigar a influência do valor de  $R_x$  no desempenho do sistema.

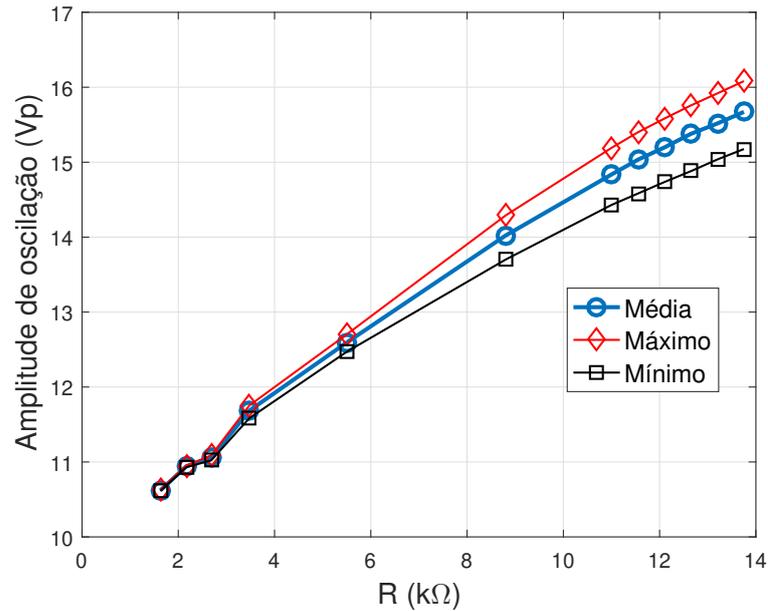


Figura 25 – Curva obtida do parâmetro  $R$  versus amplitude da tensão de pico a partir da simulação de Monte Carlo, para o valor de  $L$  e  $R_p$  com uma variação de  $\pm 10\%$  em 1000 amostras.

Esta simulação consistiu em variar o valor de  $R_x$  enquanto os demais parâmetros eram mantidos fixos, analisando a ocorrência ou interrupção da oscilação. Para isso, os valores de  $L$ ,  $R_p$ ,  $R_e$ ,  $C_s$  e  $C_2$  foram os mesmos apresentados na Tabela 3, enquanto  $R_s$  foi fixado em  $5,0\text{ k}\Omega$ . Foi realizada uma varredura do parâmetro  $R_x$  em uma sequência crescente iniciando em  $500\ \Omega$  e finalizando em  $50\text{ k}\Omega$ , a um passo de  $500\ \Omega$ . A simulação realizada resultou na ocorrência de oscilação para todos os valores assumidos por  $R_x$ .

Assim, a partir desta simulação foi possível analisar a robustez do circuito à variação do parâmetro  $R_x$  para a manutenção da oscilação. O resultado obtido para os valores de  $500\ \Omega$ ,  $1\text{ k}\Omega$ ,  $3\text{ k}\Omega$ ,  $5\text{ k}\Omega$ ,  $10\text{ k}\Omega$ ,  $20\text{ k}\Omega$ ,  $30\text{ k}\Omega$ ,  $40\text{ k}\Omega$  e  $50\text{ k}\Omega$  pode ser visto na Figura 26, em que é possível observar que a oscilação foi mantida, na frequência esperada de  $10\text{ MHz}$ , para todos os valores assumidos por  $R_x$ , indicando uma boa estabilidade do sistema mesmo em condições não ideais de equilíbrio da ponte e operação dos componentes. Também era esperado observar uma variação mais significativa da amplitude, característica que poderá ser investigada em trabalhos futuros.

As simulações realizadas e apresentadas nesta seção permitiram validar o equacionamento teórico do oscilador proposto. A partir dele, foram traçadas as curvas de variação de frequência e amplitude esperadas em função dos parâmetros do circuito. Também foi possível investigar a relação entre o equilíbrio da ponte, formada pelos capacitores  $C_s$  e  $C_2$  e os resistores  $R_s$  e  $R_x$ , e o papel do parâmetro de equilíbrio  $R_x$  na manutenção da oscilação. Os resultados obtidos demonstram a robustez do sistema frente

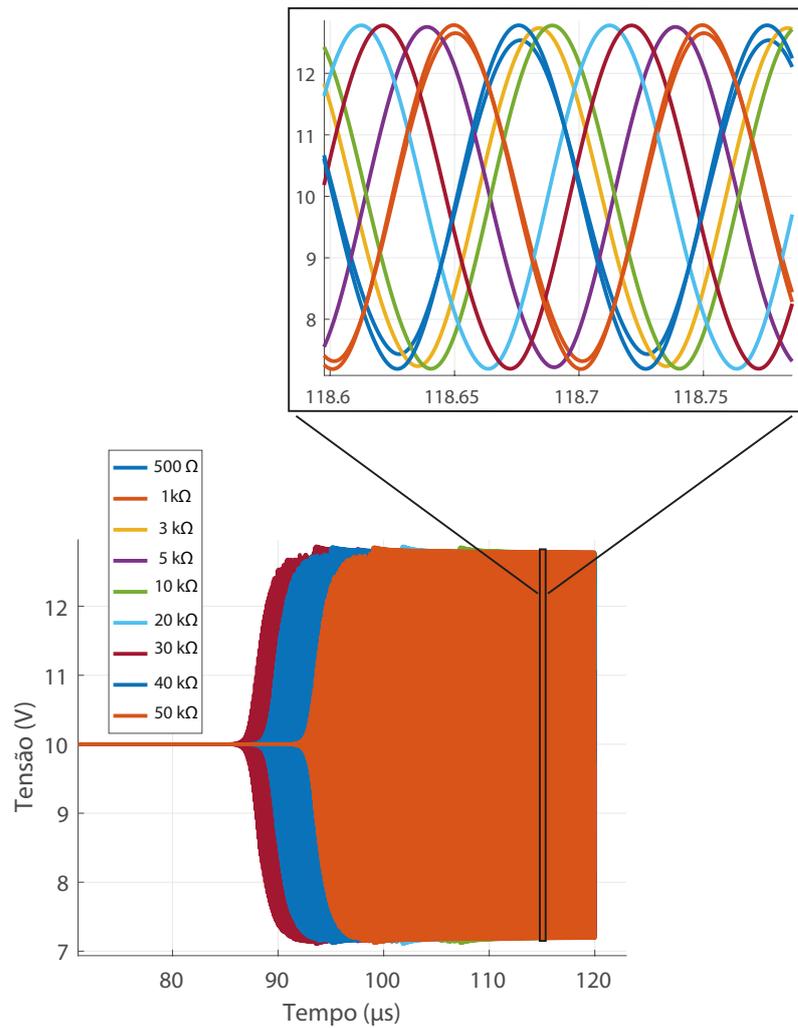


Figura 26 – Resultado obtido a partir da varredura realizada no parâmetro  $R_x$ .

a variações dos parâmetros, permitindo a medição de diferentes cargas capacitivas por meio de  $C_s$  e  $R_s$ , sem a interrupção da oscilação mesmo diante da variação do elemento sensível.

As demais simulações realizadas neste trabalho consistiram em utilizar o oscilador desenvolvido com modelos elétricos de sensores de carga capacitiva. Na seção a seguir é apresentada a implementação do Oscilador H com o modelo descritivo do dispositivo SAW proposto por Rube *et. al* em [12].

## 5.2 Simulação com o dispositivo SAW

Este trabalho propõe uma abordagem mista para a utilização do dispositivo SAW, na qual um capacitor e um resistor (pertencentes ao próprio dispositivo) fecham a malha do Oscilador H acoplados no lugar de  $C_s$  e  $R_s$ , enquanto a parte acústica e o segundo IDT

permanecem em malha aberta. Essa abordagem permite utilizar o IDT da malha fechada como um sensor capacitivo e, simultaneamente, o SAW como um sensor para diversas aplicações sem a necessidade de um VNA.

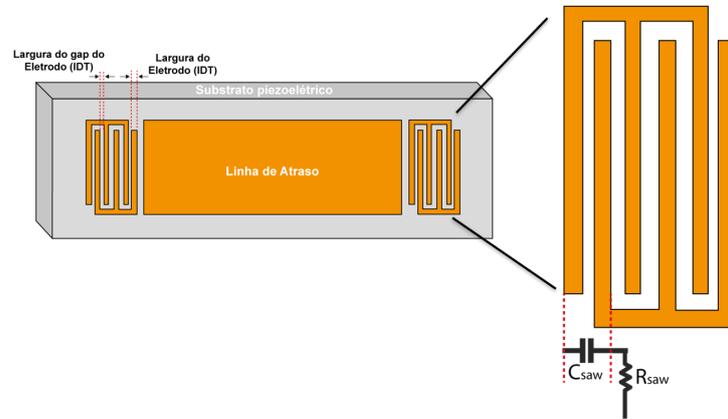


Figura 27 – Representação do dispositivo SAW, com foco na modelagem elétrica da impedância de entrada.

Para realizar esta simulação, foi utilizado o modelo descritivo do comportamento de um sensor de ondas de Love para projeto e análise de circuitos no ambiente de simulação QucsStudio, apresentado por Rube *et al.* em [12], cuja resposta pode ser vista na Figura 28. Esse modelo permite estimar o comportamento dinâmico do sensor em resposta a variações mecânicas, oferecendo uma representação ainda mais fiel ao sensor real, em comparação com os modelos anteriormente mencionados M1 e M2 propostos por [8] e [9], respectivamente.

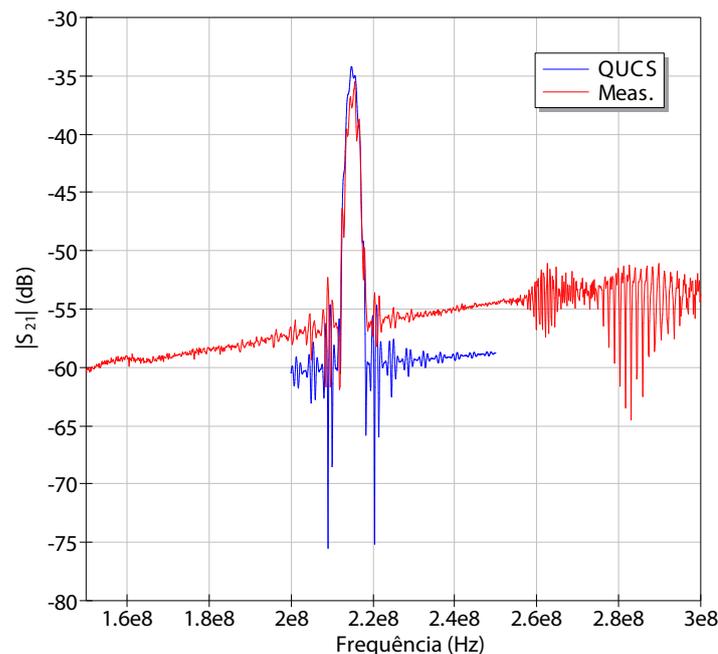


Figura 28 – Resposta em frequência do modelo do dispositivo SAW descrito e apresentado em [12].

Devido à natureza da análise em parâmetros  $S$ , abordagem utilizada no desenvolvimento do modelo descritivo, foi necessário abrir a malha do Oscilador H para viabilizar a simulação. Isso porque a análise em parâmetros  $S$  é empregada para descrever o comportamento de redes lineares em frequência, permitindo avaliar a reflexão e transmissão de sinais aplicados às suas portas. No entanto, essa abordagem é incompatível com circuitos osciladores fechados, devido à sua natureza não linear, e ao fato de um oscilador não ter entrada, característica necessária para simulações em parâmetros  $S$ . Dessa forma, ao abrir a realimentação o sistema é linearizado, possibilitando a realização da análise.

Durante esse procedimento, os critérios de Barkhausen permanecem válidos, uma vez que sua definição se aplica à análise em malha aberta. O esquemático utilizado na realização desta simulação é apresentado na Figura 29. Vale destacar que o capacitor  $C_d$  utilizado é apenas para desacoplamento elétrico da tensão de pequeno sinal  $V_1 = 1\text{ mV}$  utilizada na realização da simulação. Os resistores  $R_{1s}$  e  $R_{2s}$ , assim como os capacitores  $C_{1s}$ ,  $C_{2s}$  e  $C_{3s}$  são pertencentes ao modelo do dispositivo SAW utilizado.

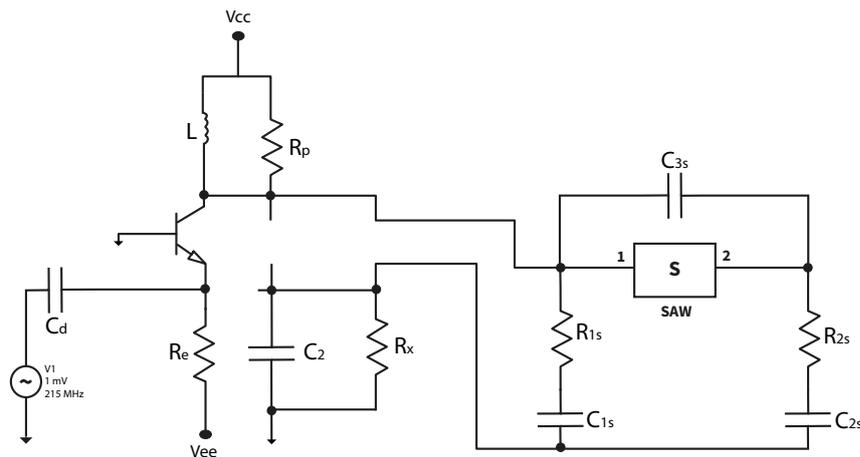


Figura 29 – Esquemático utilizado para realização da simulação utilizando o modelo descritivo do comportamento do dispositivo SAW em parâmetros  $S$  ([12]) no ambiente de simulação de circuitos QucsStudio acoplado ao Oscilador H desenvolvido neste trabalho.

Para analisar o funcionamento do sistema, foi realizada uma simulação em corrente alternada (AC). O objetivo desta simulação consistiu em checar se os critérios de oscilação estavam sendo atendidos, mesmo com o modelo do dispositivo SAW acoplado. Para isso, foram plotados os gráficos da saída sobre a entrada da frequência *versus* magnitude e frequência *versus* fase. Os pontos de entrada e saída utilizados para medição podem ser vistos na Figura 30, destacados em linha tracejada azul.

Os valores dos parâmetros utilizados na montagem do oscilador H foram projetados considerando uma frequência de ressonância de  $215\text{ MHz}$  e podem ser visualizados na Tabela 4. No entanto, devido à variações dos parâmetros  $C_s$  e  $R_s$  entre os cálculos e

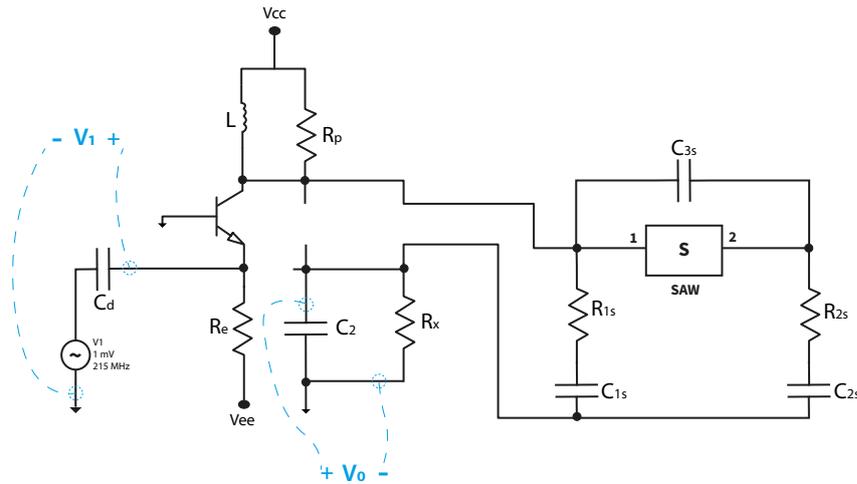


Figura 30 – Esquemático utilizado para realização da simulação utilizando o modelo descritivo do comportamento do dispositivo SAW em parâmetros  $S$  ([12]) no ambiente de simulação de circuitos QucsStudio acoplado ao Oscilador H desenvolvido neste trabalho, com destaque em linha azul tracejada nos pontos de entrada e saída medidos.

o modelo implementado, o indutor foi experimentalmente ajustado para  $L = 125 \text{ nH}$  para melhor ajuste da frequência de ressonância de maior magnitude do dispositivo SAW modelado.

L	$R_p$	$C_d$	$R_e$	$C_s$	$C_2$	$R_s$	$R_x$	x
160,00 nH	93,40 k $\Omega$	200,00 pF	80,00 k $\Omega$	3,70 pF	46,00 pF	20,00 k $\Omega$	1,60 k $\Omega$	9

Tabela 4 – Valores dos parâmetros do Oscilador H utilizados durante o cálculo para a simulação com o modelo descritivo do dispositivo SAW operante na frequência de ressonância de 215 MHz.

Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 31. A partir deles, observa-se que a magnitude da oscilação é superior a 1 e que a fase na frequência de oscilação é praticamente 0. Esses resultados indicam que o sistema mantém o atendimento aos critérios de Barkhausen, mesmo com o dispositivo SAW acoplado ao oscilador.

Também foram incorporados deslocamentos de capacitância ao modelo utilizado, com o objetivo de simular perturbações na superfície do dispositivo SAW. Com isso, o resultado esperado é a mudança na frequência de oscilação do sistema. Os deslocamentos aplicados foram a adição de 1 pF, 2 pF e 3 pF, respectivamente, na configuração de variações dinâmicas disponibilizada no modelo.

Os resultados obtidos podem ser visualizados nas Figuras 32, 33 e 34. A partir dessas figuras, observa-se que a frequência de ressonância foi alterada à medida que o deslocamento de capacitância foi modificado, sem que os critérios de oscilação fossem comprometidos, conforme esperado para o funcionamento do sistema. Esse resultado

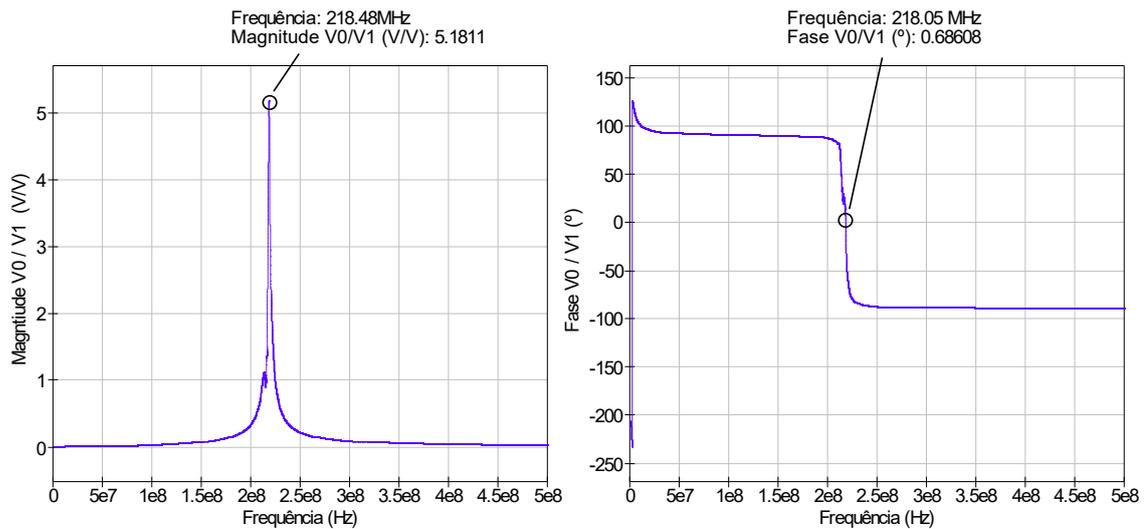


Figura 31 – Resultado de magnitude e fase obtido a partir da simulação realizada com o Oscilador H acoplado ao modelo descritivo do dispositivo SAW.

demonstra que o Oscilador H proposto neste trabalho é capaz de operar como um sensor capacitiva utilizando o dispositivo SAW, mantendo a estabilidade das oscilações mesmo na presença de perturbações na superfície do sensor.

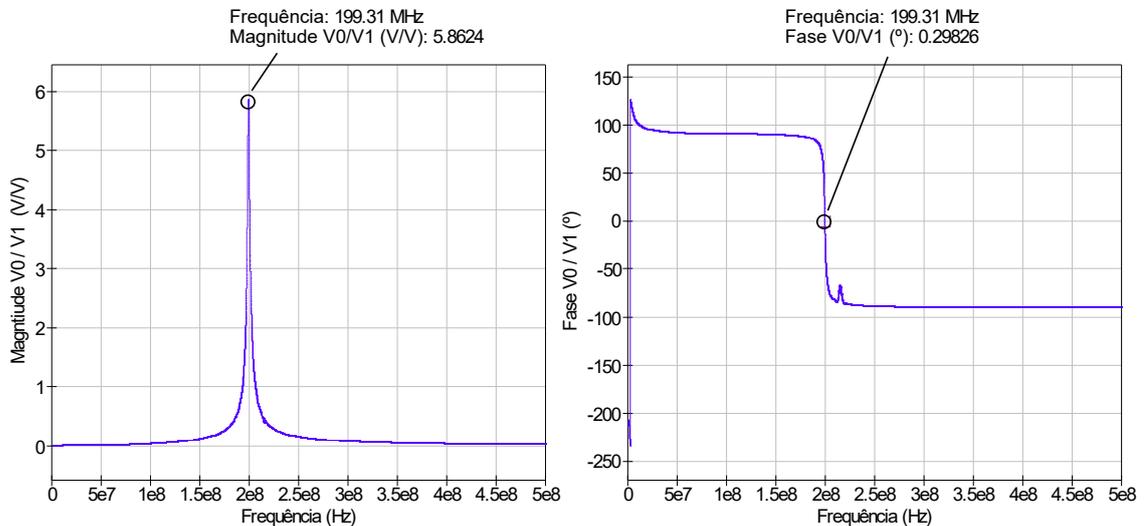


Figura 32 – Resultado da medição com o Oscilador H obtido a partir da simulação de perturbações na superfície do dispositivo SAW para o deslocamento de capacitância de 1,00 pF.

Dessa forma, ao utilizar o oscilador H, é possível realizar medições no dispositivo SAW de maneira simples e eficiente. Ele elimina a necessidade de circuitos grandes e complexos para compensar a atenuação inerente ao SAW e ajustar os critérios de oscilação, funcionando com apenas um estágio de amplificação. Além disso, essa abordagem de medição permite a transmissão do sinal medido pelo próprio sistema, possibilitando uma medição automatizada e minimizando as interferências manuais durante o processo.

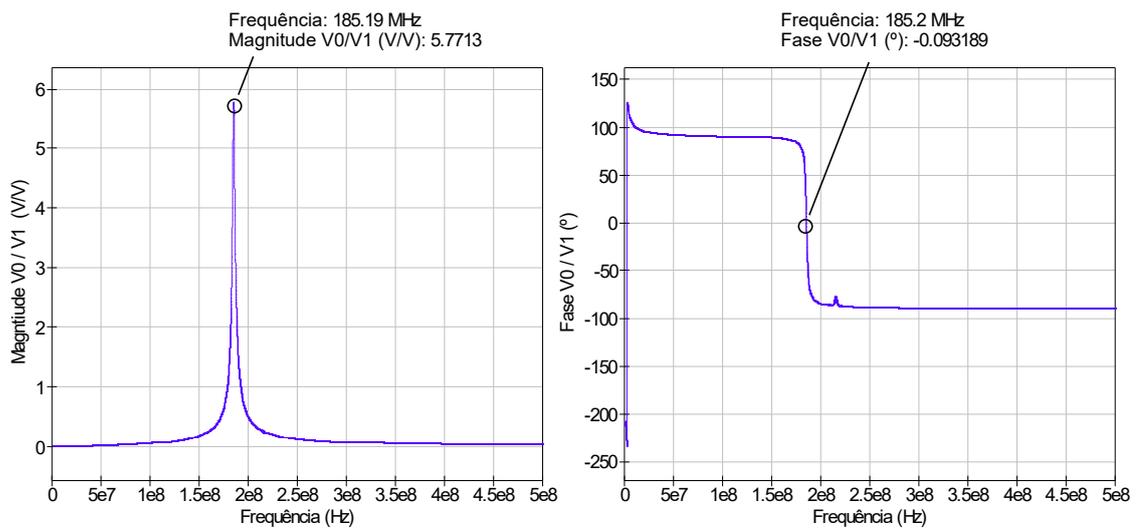


Figura 33 – Resultado da medição com o Oscilador H obtido a partir da simulação de perturbações na superfície do dispositivo SAW para o deslocamento de capacitância de  $2,00 \text{ pF}$ .

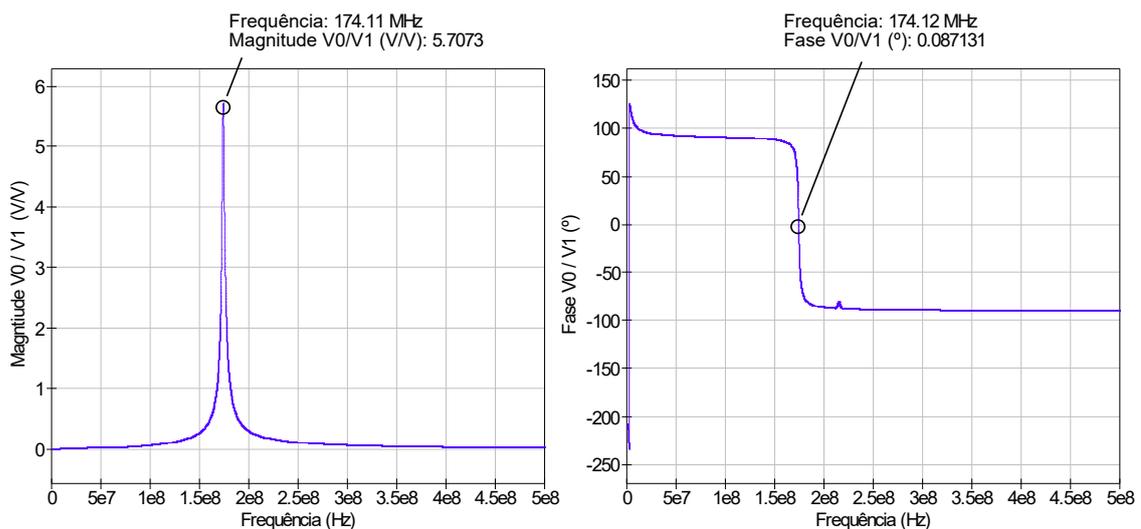


Figura 34 – Resultado da medição com o Oscilador H obtido a partir da simulação de perturbações na superfície do dispositivo SAW para o deslocamento de capacitância de  $3,00 \text{ pF}$ .

Assim, os resultados obtidos demonstram que o primeiro IDT do dispositivo SAW, ao fechar a malha do Oscilador H e atuar como um sensor capacitivo, funciona adequadamente, permitindo a medição de perturbações causadas pelo depósito de materiais na superfície do sensor.

Como os critérios de oscilação são mantidos e aplicados ao primeiro IDT do dispositivo SAW, ele continua operando independentemente das perturbações na parte acústica ou no segundo IDT. Essa característica é viabilizada pela parte do circuito em malha aberta, eliminando a necessidade de um VNA e ampliando suas possibilidades de aplicação em campo.

O oscilador proposto neste trabalho também foi utilizado para medir o nível de nitrogênio no tecido das plantas, por meio do modelo elétrico do tecido biológico. Esta simulação, juntamente com seus resultados e discussões, é apresentada na seção a seguir.

### 5.3 Simulação com o modelo elétrico do tecido das plantas

Para implementação do modelo elétrico do tecido das plantas com o oscilador proposto neste trabalho, foi realizada a equivalência do modelo para um circuito composto por um resistor e um capacitor, Figura 35b.

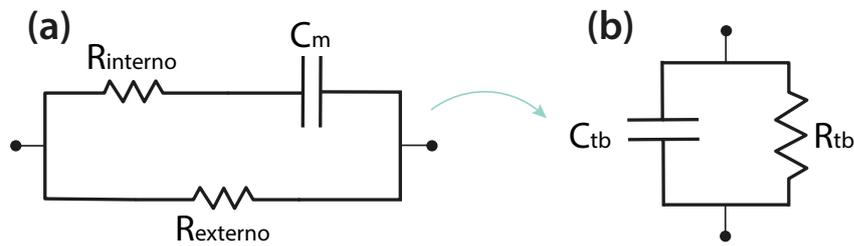


Figura 35 – (a) Modelo elétrico do tecido biológico das plantas proposto por Cole *et al.* [11]. Neste modelo,  $R_{externo}$  e  $R_{interno}$  representam, respectivamente, a resposta elétrica dos fluidos intracelular e extracelular, e  $C_m$  representa a resposta elétrica devido à membrana celular; (b) Circuito equivalente para o modelo elétrico do tecido biológico das plantas utilizado durante as simulações neste trabalho.

Para isso, a impedância do circuito que envolve o resistor  $R_{interno}$  e o capacitor  $C_m$  foi expressa como a soma das impedâncias desses dois elementos, ou seja,  $Z_{R_{interno}C_m} = R_{interno} + Z_{C_m}$ . A impedância do capacitor,  $Z_{C_m}$ , é dada pela expressão  $Z_{C_m} = \frac{-j}{\omega \cdot C_m}$ , onde  $\omega$  é a frequência angular e  $C_m$  é a capacitância.

Em seguida, para obter a impedância equivalente do sistema, a impedância do circuito  $Z_{R_{interno}C_m}$  foi combinada com a impedância do resistor  $R_{externo}$  em paralelo, resultante na expressão da impedância equivalente do sistema, dada por

$$Z_{equivalente} = \frac{Z_{R_{interno}C_m} \cdot R_{externo}}{Z_{R_{interno}C_m} + R_{externo}}. \quad (5.3)$$

A partir dessa expressão, as componentes real e imaginária de  $Z_{equivalente}$  podem ser extraídas, permitindo calcular o resistor equivalente  $R_{tb}$  e a reatância capacitiva  $X_{C_{tb}}$  do modelo elétrico equivalente para o tecido biológico das plantas. Finalmente, o valor do capacitor equivalente  $C_{tb}$  é obtido a partir da reatância capacitiva  $X_{C_{tb}}$ , utilizando

$$C_{tb} = \frac{-1}{\omega \cdot X_{C_{tb}}}. \quad (5.4)$$

N	$R_{externo}$	$R_{interno}$	$C_m$	$R_{tb}$	$C_{tb}$
1	65,00 k $\Omega$	3,30 k $\Omega$	125,00 pF	3,16 k $\Omega$	138,13 pF
2	94,00 k $\Omega$	2,50 k $\Omega$	222,00 pF	2,44 k $\Omega$	233,98 pF
3	114,20 k $\Omega$	2,00 k $\Omega$	200,00 pF	1,97 k $\Omega$	207,00 pF
4	120,00 k $\Omega$	1,50 k $\Omega$	267,00 pF	1,48 k $\Omega$	273,00 pF
5	140,00 k $\Omega$	680,00 $\Omega$	320,00 pF	678,00 $\Omega$	323,00 pF

Tabela 5 – Valores apresentados para cada nível de N em [13] para  $R_{externo}$ ,  $R_{interno}$  e  $C_m$  e os valores equivalentes  $R_{tb}$  e  $C_{tb}$  obtidos para os parâmetros do modelo elétrico do tecido biológico das plantas.

N	L	$R_p$	$R_e$	$C_2$	$R_x$	$C_d$	x
1	2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	1,38 nF	316,30 $\Omega$	1,00 nF	5,34
2	2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	1,38 nF	413,70 $\Omega$	1,00 nF	6,00
3	2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	1,38 nF	295,50 $\Omega$	1,00 nF	4,61
4	2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	1,38 nF	292,78 $\Omega$	1,00 nF	4,27
5	2,00 $\mu H$	31,50 k $\Omega$	30,00 k $\Omega$	1,38 nF	158,69 $\Omega$	1,00 nF	1,94

Tabela 6 – Valores dos parâmetros do Oscilador H calculados para cada nível de N. Os parâmetros  $C_s$  e  $R_s$  foram substituídos por  $C_{tb}$  e  $R_{tb}$ , respectivamente, apresentados na Tabela 5.

A partir da equivalência obtida, foram feitos os cálculos de  $R_{tb}$  e  $C_{tb}$  considerando os valores apresentados por L. Meiqing *et al* em [13] para cinco níveis de nitrogênio (N), considerando uma frequência de ressonância de 10  $MHz$ . Na Tabela 5 são exibidos os valores apresentados em [13] para cinco níveis de N e os valores equivalentes obtidos para os parâmetros do modelo elétrico do tecido biológico das plantas.

Após calcular o resistor e capacitor equivalentes, foram feitos os cálculos dos parâmetros do Oscilador H para a frequência de ressonância de 10  $MHz$ . Os valores obtidos e utilizados são apresentados na Tabela 6. Os parâmetros  $C_s$  e  $R_s$  foram substituídos por  $C_{tb}$  e  $R_{tb}$ , respectivamente, apresentados na Tabela 5. O esquemático utilizado para a realização desta simulação pode ser visto na Figura 36. Vale destacar que, devido à robustez do Oscilador H em relação ao resistor de equilíbrio  $R_x$ , não há necessidade de reajustar os cálculos para esse componente. No entanto, como a análise de  $R_x$  ainda não havia sido realizada no momento do experimento, seu valor foi ajustado durante as medições.

Os resultados estão apresentados na Figura 37. Na Figura 37a, observa-se uma variação significativa da frequência conforme a concentração de nitrogênio se altera, permitindo distinguir diferentes níveis desse elemento. O maior erro obtido para a frequência foi de 1,68%, para  $N = 4,5\%$  e  $C_{eq} = 323 pF$ . Já na Figura 37b, o erro máximo de magnitude foi de 0,84%, também para  $N = 4,5\%$  e  $C_{eq} = 323 pF$ , evidenciando a variação da amplitude em função do nível de nitrogênio e proporcionando uma análise mais abrangente. Os baixos erros obtidos reforçam a validade das equações apresentadas no Capítulo 4 para o Oscilador H.

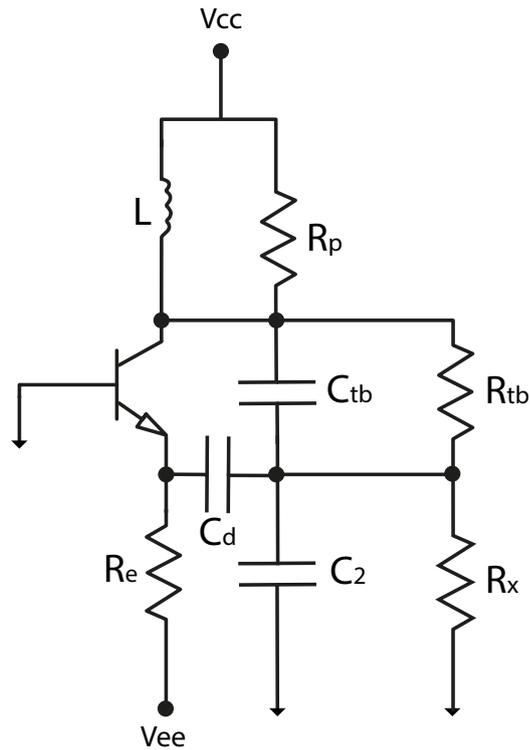


Figura 36 – Esquemático utilizado na simulação utilizando o modelo elétrico do tecido das plantas.

Vale destacar o comportamento não monotônico da curva apresentada na Figura 37a, o que dificulta sua aplicação no monitoramento do nível de N no tecido das plantas. No entanto, esse resultado ressalta a importância da medição considerando a resistência sensível  $R_s$ , cuja influência não pode ser desprezada. A curva correspondente, exibida na Figura 37b, apresenta um comportamento mais próximo do linear, facilitando a determinação precisa da contribuição do nível de N.

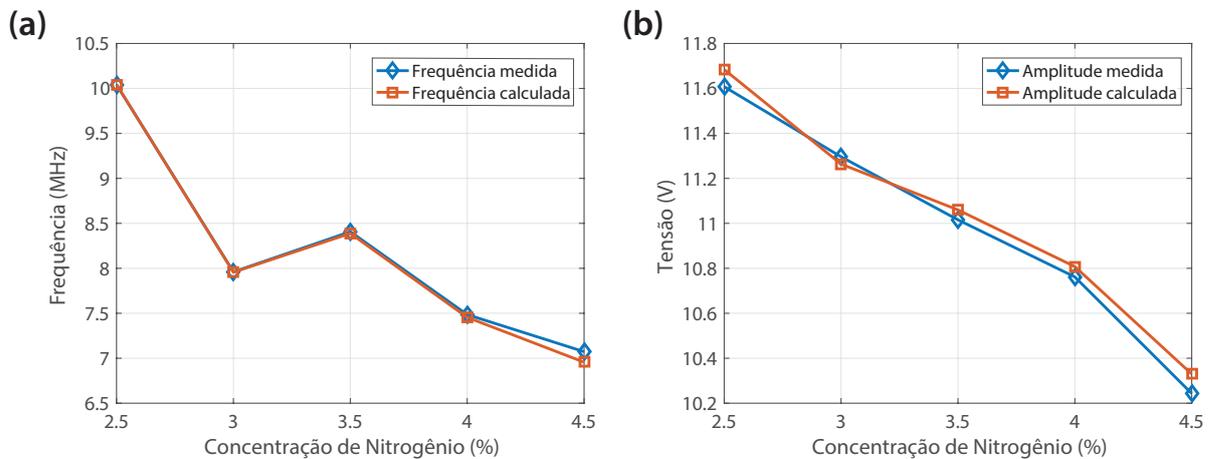


Figura 37 – (a) Gráfico de frequência *versus* concentração de N obtido; (b) Gráfico de amplitude *versus* concentração de N obtido.

Dessa forma, os resultados obtidos demonstram que o oscilador proposto neste trabalho pode ser utilizado para monitorar, de maneira simples e eficiente, o impacto dos níveis de nitrogênio para o modelo equivalente do tecido biológico das plantas. Esse resultado, somado à implementação com o dispositivo SAW, demonstra a grande versatilidade de aplicações em que o oscilador proposto neste trabalho pode ser utilizado. Com isso, esta dissertação apresenta uma nova abordagem para medição de sensores de carga capacitiva em diversas aplicações.

Por fim, vale destacar que neste trabalho a impedância equivalente foi utilizada para modelar o tecido biológico das plantas, pois o parâmetro de equilíbrio do Oscilador H é dado por uma impedância  $R_x$ . Assim, as cargas capacitivas consideradas são compostas apenas por um resistor e um capacitor. Para incluir múltiplos componentes, como no modelo da planta, é necessário aprofundar as investigações sobre a impedância apropriada para equilibrar a ponte.

## 6 Conclusões

Neste trabalho foi proposta uma nova topologia de oscilador senoidal para medição de cargas capacitivas reais, denominada Oscilador H. Esta topologia, baseada no oscilador Colpitts base comum, garante que os critérios de oscilação permaneçam estáveis durante todo o processo de medição, enfrentando um grande desafio presente na literatura.

Com o Oscilador H será possível realizar a integração de sensores que operam tanto em altas quanto em baixas frequências, viabilizando o monitoramento dos dados medidos sem a necessidade de circuitos grandes e complexos. Dessa forma, esta dissertação apresenta uma nova abordagem altamente promissora, que abre novos horizontes para o uso de sensores capacitivos nas mais diversas aplicações.

A partir das simulações realizadas, foi possível verificar a robustez do circuito desenvolvido frente a variações não apenas dos parâmetros sensíveis,  $C_s$  e  $R_s$ , mas também do parâmetro de equilíbrio,  $R_x$ . Os resultados demonstraram que o circuito é capaz de medir diferentes cargas capacitivas reais sem interrupção da oscilação, mesmo diante de variações nesses parâmetros.

Os resultados obtidos permitiram validar o equacionamento teórico desenvolvido para o oscilador proposto nesta dissertação. O erro máximo foi de 0,78% para a curva característica de frequência e 1,47% para a curva característica de amplitude de oscilação, demonstrando uma exatidão aceitável para o sistema de medição proposto.

Ao possibilitar a medição do dispositivo SAW, mesmo na presença de perturbações na superfície do sensor, a topologia proposta se apresenta como uma abordagem inovadora e inédita na área de sensores acústicos de superfície. Com os experimentos utilizando o modelo do tecido biológico das plantas foi possível verificar a versatilidade do Oscilador H em ser utilizado em diversas aplicações.

Por se tratar de uma nova topologia, ainda são necessárias análises e investigações adicionais acerca do funcionamento do Oscilador H. Dessa forma, como trabalhos futuros é proposto um estudo mais aprofundado sobre a influência do parâmetro  $C_d$  na amplitude e frequência de oscilação, além de uma análise mais detalhada acerca do parâmetro  $R_x$ . Também é proposta a implementação da topologia em placa de circuito impresso (PCI) para realização dos experimentos com sensores reais.

# Referências

- [1] Raymond Calvert. The transformer ratio-arm bridge. *Wayne Kerr Monograph*, 1:7–8, 1968.
- [2] Paolo Mantenuto, Andrea De Marcellis, and Giuseppe Ferri. Novel modified de-sauty autobalancing bridge-based analog interfaces for wide-range capacitive sensor applications. *IEEE Sensors Journal*, 14(5):1664–1672, 2014.
- [3] Anwar Ulla Khan, Tarikul Islam, and Jamil Akhtar. An oscillator-based active bridge circuit for interfacing capacitive sensors with microcontroller compatibility. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 65(11):2560–2568, 2016.
- [4] Boyu Shen, Soumya Bose, and Matthew L Johnston. A frequency-locked oscillator using complex rc impedance iq-balancing. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 57(3):677–687, 2022.
- [5] Behzad Razavi. *Fundamentals of microelectronics*. John Wiley & Sons, 2021.
- [6] MMIR Gaso, Yolanda Jiménez, L Francis, and Antonio Arnau. Love wave biosensors: a review. *State Art Biosens. Gen. Asp*, pages 277–310, 2013.
- [7] Henrique Silva, Raimundo Carlos Silvério Freire, Jalberth Fernandes de Araújo, Sávio Correia Bezerra, Maria Nathália Freitas Nunes, Maxence Rube, and Ollivier Tamarin. Comparative analysis of sinusoidal oscillators with surface acoustic wave sensor in the feedback loop. *Journal of Integrated Circuits and Systems*, 18(2):1–12, 2023.
- [8] Dailan de Jesus Pereira Bernardes. Oscilador pierce com sensor a ondas de love na malha de realimentação. 2021.
- [9] Raphael CO Jesus, Elyson AN Carvalho, Ollivier Tamarin, Raimundo CS Freire, and Corinne Dejous. Equivalent circuit models for saw delay line sensors. *IEEE Sensors Journal*, 22(12):11810–11818, 2022.
- [10] Stéphane Carvalho, Paulo Nogueira, Raphael Cardoso, Pedro Barroso, Amanda Nunes, Elyson Carvalho, Maxence Rube, José Carvalho, and Raimundo CS Freire. Implementation and investigation of the operation of a saw sensor in the feedback loop of sinusoidal oscillators. In *2024 8th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, pages 1–6. IEEE, 2024.
- [11] Kenneth S Cole. Electric impedance of suspensions of spheres. *The Journal of general physiology*, 12(1):29–36, 1928.

- [12] Maxence Rube, Ollivier Tamarin, Simon Hemour, Martine Sebeloue, Asawari Choudhari, Idris Sadli, Laurent Linguet, Dominique Rebiere, and Corinne Dejos. A behavior-descriptive model of love wave sensor in liquid medium for circuit-design and analysis with qucsstudio. In *2021 IEEE Sensors*, pages 1–4. IEEE, 2021.
- [13] Li Meiqing, Li Jinyang, Wei Xinhua, and Zhu Wenjing. Early diagnosis and monitoring of nitrogen nutrition stress in tomato leaves using electrical impedance spectroscopy. *International Journal of Agricultural and Biological Engineering*, 10(3):194–205, 2017.
- [14] Yongsang Yoo and Byong-Deok Choi. Readout circuits for capacitive sensors. *Micromachines*, 12(8):960, 2021.
- [15] RA Brookhuis, TSJ Lammerink, and RJ Wiegerink. Differential capacitive sensing circuit for a multi-electrode capacitive force sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*, 234:168–179, 2015.
- [16] Allen J Cheng, Liao Wu, Zhao Sha, Wenkai Chang, Dewei Chu, Chun Hui Wang, and Shuhua Peng. Recent advances of capacitive sensors: Materials, microstructure designs, applications, and opportunities. *Advanced Materials Technologies*, 8(11):2201959, 2023.
- [17] Tarikul Islam, Shakeb A Khan, Md Firoz A Khan, and Subhas Chandra Mukhopadhyay. A relaxation oscillator-based transformer ratio arm bridge circuit for capacitive humidity sensor. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64(12):3414–3422, 2015.
- [18] Alessandro Depari, Emiliano Sisinni, Alessandra Flammini, Giuseppe Ferri, Vincenzo Stornelli, Gianluca Barile, and Francesca Romana Parente. Autobalancing analog front end for full-range differential capacitive sensing. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 67(4):885–893, 2018.
- [19] Gianluca Barile, Paolo Esposito, Vincenzo Stornelli, and Giuseppe Ferri. A novel interface architecture for differential capacitive sensors. In *2023 9th International Workshop on Advances in Sensors and Interfaces (IWASI)*, pages 138–142. IEEE, 2023.
- [20] Fatemeh Aezinia and Behraad Bahreyni. An interface circuit with wide dynamic range for differential capacitive sensing applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 60(11):766–770, 2013.
- [21] Lakshmi Areekath, Bobby George, and Ferran Reverter. An auto-balancing capacitance-to-pulse-width converter for capacitive sensors. *IEEE Sensors Journal*, 21(1):765–775, 2020.

- [22] Olfa Kanoun, Ahmed Yahia Kallel, and Ahmed Fendri. Measurement methods for capacitances in the range of 1 pf–1 nf: A review. *Measurement*, 195:111067, 2022.
- [23] Andrea De Marcellis, Giuseppe Ferri, and Paolo Mantenuto. Uncalibrated operational amplifier-based sensor interface for capacitive/resistive sensor applications. *IET Circuits, Devices & Systems*, 9(4):249–255, 2015.
- [24] Boyu Shen and Matthew L Johnston. A digitally-reconfigurable rc frequency generator using impedance iq-balanced frequency-locked-loop with selectable phase mixing. In *2021 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pages 1–2. IEEE, 2021.
- [25] Luca Ravezzi. Failure in ring oscillators with capacitive load. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 68(8):3388–3396, 2021.
- [26] Xuanze Wang, Zhenyu Yang, Yuxiong Cai, Zhongsheng Zhai, Haowei Wang, and Da Liu. Dual excitation self-balancing capacitance measurement method based on frequency adjustment. *Measurement Science and Technology*, 35(4):045125, 2024.
- [27] Stéphane Carvalho, Matheus Souza, Valner Brusamarello, Tawan Chryster dos Santos, Elyson Carvalho, José Carvalho, and Raimundo CS Freire. Plant health evaluation based on bioimpedance phase measurement. In *2022 6th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, pages 1–5. IEEE, 2022.
- [28] Lakshmi Areekath, Bobby George, and Ferran Reverter. A closed-loop capacitance-to-frequency converter for single-element and differential capacitive sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 69(11):8773–8782, 2020.
- [29] Gianluca Barile, Giuseppe Ferri, Francesca Romana Parente, Vincenzo Stornelli, Alessandro Depari, Alessandra Flammini, and Emiliano Sisinni. A standard cmos bridge-based analog interface for differential capacitive sensors. In *2017 13th Conference on Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, pages 281–284. IEEE, 2017.
- [30] Giuseppe Ferri, Vincenzo Stornelli, Francesca Romana Parente, and Gianluca Barile. Full range analog wheatstone bridge-based automatic circuit for differential capacitance sensor evaluation. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 45(12):2149–2156, 2017.
- [31] Aleksandr Aleksandrovich Andronov, Aleksandr Adol’fovich Vitt, and Semen Emmanuilovich Khaikin. *Theory of Oscillators: Adiwes International Series in Physics*, volume 4. Elsevier, 2013.
- [32] Ralf Lucklum and Frank Eichelbaum. Interface circuits for qcm sensors. *Piezoelectric sensors*, pages 3–47, 2007.

- [33] Nicolas Moll, Emilie Pascal, Duy Ha<sup>ı</sup> Dinh, Jean-Paul Pillot, Bernard Bennetau, Dominique Rebière, Daniel Moynet, Yan Mas, Djavad Mossalayi, Jacques Pistré, et al. A love wave immunosensor for whole e. coli bacteria detection using an innovative two-step immobilisation approach. *Biosensors and Bioelectronics*, 22(9-10):2145–2150, 2007.
- [34] Edwin H Colpitts. Oscillation generator, April 12 1927. US Patent 1,624,537.
- [35] Norio Nomura, Yuji Aoyagi, Tsung-lin Chou, and Yoshifumi Sekine. Colpitts-type oscillator for high frequency application. In *Proceedings of the 2004 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2004.*, pages 748–751. IEEE, 2004.
- [36] Debdyuti Mandal and Sourav Banerjee. Surface acoustic wave (saw) sensors: Physics, materials, and applications. *Sensors*, 22(3):820, 2022.
- [37] Ronald Pethig and Douglas B Kell. The passive electrical properties of biological systems: their significance in physiology, biophysics and biotechnology. *Physics in Medicine & Biology*, 32(8):933, 1987.
- [38] E Borges, M Sequeira, AF Cortez, HC Pereira, T Pereira, V Almeida, J Cardoso, C Correia, TM Vasconcelos, IM Duarte, et al. Bioimpedance parameters as indicators of the physiological states of plants in situ. *International Journal on Advances in Life Sciences*, 6:74–86, 2014.
- [39] Alfadhl Yahya Khaled, Samsuzana Abd Aziz, Siti Khairunniza Bejo, Nazmi Mat Nawi, Idris Abu Seman, and Daniel Iroemeha Onwude. Early detection of diseases in plant tissue using spectroscopy—applications and limitations. *Applied Spectroscopy Reviews*, 53(1):36–64, 2018.
- [40] Ursula G Kyle, Ingvar Bosaeus, Antonio D De Lorenzo, Paul Deurenberg, Marinos Elia, José Manuel Gómez, Berit Lilienthal Heitmann, Luisa Kent-Smith, Jean-Claude Melchior, Matthias Pirlich, et al. Bioelectrical impedance analysis—part i: review of principles and methods. *Clinical nutrition*, 23(5):1226–1243, 2004.
- [41] Frank ML Van der Goes and Gerard CM Meijer. A novel low-cost capacitive-sensor interface. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 45(2):536–540, 1996.
- [42] Kenneth K Clarke and Donald Thomas Hess. Communication circuits: analysis and design. (*No Title*), 1971.