



Universidade Federal  
de Campina Grande

**Centro de Engenharia Elétrica e Informática**

Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

Henrique Dantas Silva

ANÁLISE COMPARATIVA DE OSCILADORES SENOIDAIS COM  
SENSOR A ONDA ACÚSTICA DE SUPERFÍCIE NA MALHA DE  
REALIMENTAÇÃO

Campina Grande, Paraíba.  
Março de 2023

ANÁLISE COMPARATIVA DE OSCILADORES SENOIDAIS COM SENSOR A ONDA ACÚSTICA  
DE SUPERFÍCIE NA MALHA DE REALIMENTAÇÃO

*Dissertação apresentada à Coordenadoria do  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Campina Grande, em  
cumprimento às exigências para obtenção do grau de  
Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia  
Elétrica.*

Henrique Dantas Silva  
Orientando

Raimundo Carlos Silvério Freire, D. Sc.  
Orientador

Jalberth Fernandes de Araújo, D. Sc.  
Orientador

Campina Grande, Paraíba.  
Março de 2023

S586a

Silva, Henrique Dantas.

Análise comparativa de osciladores senoidais com sensor a onda acústica de superfície na malha de realimentação / Henrique Dantas Silva. – Campina Grande, 2023.  
73 f.: il. Color

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2023.

"Orientação: Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire, Prof. Dr. Jalberth Fernandes de Araújo".

Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Análise Comparativa. 3. Método de Montecarlo. 4. Osciladores Senoidais. 5. Sensor a Onda Acústica de Superfície. I. Freire, Raimundo Carlos Silvério. II. Araújo, Jalberth Fernandes de. III. Título.

CDU 621.3(043)

**ANÁLISE COMPARATIVA DE OSCILADORES SENOIDAIS COM  
SENSOR A ONDA ACÚSTICA DE SUPERFÍCIE NA MALHA DE  
REALIMENTAÇÃO**

**HENRIQUE DANTAS SILVA**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 24/03/2023**



**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG  
Orientador(a)**



Assinado digitalmente por Jalberth Fernandes de  
Araújo  
ND: C=BR, OU=Universidade Federal de Campina  
Grande, CN=Jalberth Fernandes de Araújo, E=jalberth  
@dee.ufcg.edu.br  
Razão: Eu sou o autor deste documento  
Localização:  
Data: 2023.03.30 08:47:51-03'00'  
Foxit PDF Reader, Versão: 12.1.0

**JALBERTH FERNANDES DE ARAÚJO, D.Sc., UFCG  
Orientador(a)**



**ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG  
Examinador(a)**



**ELYSON ÁDAN NUNES CARVALHO, D.Sc., UFS  
Examinador(a)**

**MAXENCE RUBE,  
Examinador(a)**



**CAMPINA GRANDE - PB**

## AGRADECIMENTOS

À minha mãe e à minha avó, por se fazerem presentes em todos os momentos da minha trajetória, e que mesmo com todas as dificuldades, me incentivaram na dedicação aos estudos, abrindo mão de seus projetos em favor dos meus.

À Matheus Costa e à Paulo Ricardo, por me apoiarem em todos os momentos da minha trajetória nos últimos anos.

À Marlo, Raphael, Dailan, Arthur, Arllan, Maria Gabriela, Yasmin, João Pedro, Patrick, Sávio, Hebert, Ícaro, Gilson, Mayara, Maria Nathália e Allan pelo auxílio durante o desenvolvimento dos resultados do mestrado.

Aos meus orientadores Jalberth Fernandes de Araújo e Raimundo Carlos Silvério Freire por aceitarem me orientar e me apoiarem ao longo dos últimos anos.

Ao *Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système* de Bordeaux, em conjunto com o *Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes* de Toulouse, França, pelo fornecimento das características do sensor a onda acústica de superfície utilizado nesse trabalho.

## RESUMO

Sensores a onda acústica de superfície podem ser utilizados na malha de realimentação de osciladores senoidais para impor a frequência de oscilação. A variação da frequência de oscilação, como também da amplitude, indica que existe uma amostra de líquido ou gás em contato com esse sensor. Além disso, existem diferentes topologias de osciladores senoidais que podem ser utilizadas com o sensor a onda acústica de superfície. Portanto, faz-se necessário uma análise comparativa para a determinação do oscilador com melhor desempenho a ser utilizado com o sensor. Para a obtenção dos resultados foi escolhido um modelo de sensor a onda acústica de superfície baseado no cristal piezoelétrico com frequência de ressonância de 117 MHz e três topologias de osciladores senoidais: Pierce, Colpitts e Clapp. Os osciladores foram simulados com o modelo de sensor na malha de realimentação pelo método de Montecarlo. A simulação foi realizada em dois passos: variou-se cada componente individualmente em +/- 20% com 250 iterações e variou-se todos os componentes simultaneamente em +/- 20% com 1000 iterações. As variáveis analisadas das simulações foram a amplitude, a frequência de oscilação e um novo parâmetro que indica o percentual de vezes em que há oscilação, denominado nesse trabalho como robustez. Como resultados, verificou-se que todos os três osciladores geram oscilações na tensão de saída, possibilitando seu uso com o sensor. Além disso, verificou-se que o oscilador Clapp possui uma robustez de 84,5%, enquanto os osciladores Colpitts e Pierce possuem robustez de 56,3% e 49,9%, respectivamente. No entanto, as variações de frequência do oscilador Pierce com a variação dos componentes do modelo do sensor foram de 10%, enquanto que nos osciladores Colpitts e Clapp, a variação foi de 0,1%. Logo, de acordo com os resultados apresentados nesse trabalho, o oscilador Clapp é o melhor para ser utilizado em conjunto com o modelo de sensor a onda acústica de superfície para a frequência de 117 MHz se o critério de decisão for a robustez, já se o critério for a sensibilidade, o oscilador Pierce é o mais indicado para ser utilizado com o modelo do sensor na malha de realimentação.

Palavras-chave: análise comparativa, método de Montecarlo, osciladores senoidais, sensor a onda acústica de superfície.

## ABSTRACT

Surface acoustic wave sensors can be used in the feedback loop of sinusoidal oscillators to impose the oscillation frequency. The variation in both frequency and amplitude of the oscillation indicates the presence of a liquid or gas sample in contact with the sensor. Additionally, there are different sinusoidal oscillator topologies that can be used with surface acoustic wave sensors. Therefore, a comparative analysis is necessary to determine the oscillator with the best performance to be used with the sensor. To obtain the results, a surface acoustic wave sensor model based on a piezoelectric crystal with a resonance frequency of 117 MHz and three sinusoidal oscillator topologies (Pierce, Colpitts, and Clapp) were chosen. The oscillators were simulated with the sensor model in the feedback loop using the Montecarlo method. The simulation was performed in two steps: individual components were varied by  $\pm 20\%$  with 250 iterations, and all components were varied simultaneously by  $\pm 20\%$  with 1000 iterations. The analyzed variables in the simulations were the amplitude, the oscillation frequency, and a new parameter indicating the percentage of times there was oscillation, called robustness in this work. The results showed that all three oscillators generated oscillations in the output voltage, allowing their use with the sensor. Additionally, the Clapp oscillator was found to have a robustness of 84.5%, while the Colpitts and Pierce oscillators had a robustness of 56.3% and 49.9%, respectively. However, the frequency variations of the Pierce oscillator with the variation of the sensor model components were 10%, while in the Colpitts and Clapp oscillators, the variation was 0,1%. Therefore, according to the results presented in this work, the Clapp oscillator is the best to be used in conjunction with the surface acoustic wave sensor model for a frequency of 117 MHz if the decision criterion is robustness. However, if sensitivity is the decision criterion, the Pierce oscillator is the most suitable to be used with the sensor model in the feedback loop.

Keywords: comparative analysis, Montecarlo method, sinusoidal oscillators, surface acoustic wave sensor.

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADS	<i>Advanced Design System</i>
CC	Corrente Contínua
dB	Decibel
IDT	<i>Interdigitated Transducer</i> ou Transdutor interdigitado
IMS	Laboratório de Integração de Materiais para Sistema
LAAS	Laboratório de Análise e Arquitetura de Sistemas
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i> ou Onda Acústica de Superfície
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> ou Frequência ultra alta
VHF	<i>Very High Frequency</i> ou Frequência muito alta
$\alpha$	Ganho estático de corrente
$A_P$	Parâmetro de atenuação adicional
$A(s)$	Função de transferência do bloco amplificador
$A_V$	Ganho do amplificador emissor comum
$H(s)$	Função de transferência da malha seletiva em frequência
$C$	Capacitância
$C_f$	Capacitância parasita
$C_s$	Capacitância por seção
$C_T$	Capacitância por IDT
$f$	Frequência de oscilação
$f_s$	Frequência de ressonância do sensor
$k^2$	Constante eletroacústica
$L$	Indutância
$l$	Distância entre os IDTs
$N_p$	Número de pares de dedos do IDT
$Q$	Fator de qualidade
$R$	Resistência
$r$	Robustez
$R_0$	Impedância característica do sensor
$R_s$	Resistência por seção



$R_T$	Resistência por IDT
$\text{SiO}_2$	Dióxido de Silício
$T_I$	Transistor bipolar de junção NPN
$t_L$	Tempo de atraso
$t_P$	Parâmetro ajustável de tempo
$V_B$	Tensão na base do transistor
$V_{BE}$	Tensão entre base e emissor do transistor
$V_{CC}$	Tensão de alimentação em corrente contínua
VCO	Oscilador de frequência variável
$V_E$	Tensão no emissor do transistor
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_{out}$	Tensão de saída
$V_T$	Tensão térmica
$X_I$	Cristal piezoelétrico

# SUMÁRIO

1	Introdução	9
1.1	Objetivo	11
1.2	Organização do texto	11
2	Sensor a Onda Acústica de Superfície	12
2.1	Aspectos Gerais	12
2.2	Princípio de Funcionamento	12
2.3	Tipos de Ondas Acústicas de Superfície	14
2.4	Modelos de Sensor	16
2.4.1	Modelo Baseado no Cristal Piezoelétrico	17
2.4.2	Modelo Baseado nos Parâmetros Distribuídos de Linhas de Transmissão	20
3	Osciladores Senoidais	23
3.1	Elementos Integrantes	23
3.2	Amplificador Emissor Comum	25
3.3	Oscilador Colpitts	27
3.4	Oscilador Pierce	28
3.5	Oscilador Clapp	29
4	Método de Montecarlo	31
5	Revisão Bibliográfica	33
6	Metodologia	37
6.1	Escolha dos Modelos de Sensor SAW	37
6.2	Escolha das topologias dos Osciladores Senoidais	38
6.3	Simulação dos Osciladores Senoidais com o Modelo de Sensor SAW	38
6.4	Análise Comparativa do Desempenho dos Osciladores pelo Método de Montecarlo	41
7	Resultados	44
8	Considerações Finais	67
8.1	Trabalhos Futuros	67
9	Publicações	69
	Referências	70

# 1 INTRODUÇÃO

O monitoramento para detecção e alerta da concentração de poluentes em um meio justifica-se pela necessidade do controle da poluição ambiental (LANDRIGAN, 2018). Dentre os meios de monitoramento existentes tem-se o sensoriamento por imagem e a análise laboratorial. No método do sensoriamento por imagem é feita uma varredura no meio a ser analisado, de forma a detectar concentrações de poluentes via imagens. Com esse método é difícil fazer análises não superficiais e sob condições de clima nublado (MORAES *et al*, 2006; BECKER *et al*, 2014; CRISTINA *et al*, 2015). Em relação às análises laboratoriais, deve-se assegurar a coleta, a embalagem e o transporte da amostra, o que dificulta a realização de uma amostragem exaustiva. Por fim, outra alternativa de monitoramento da poluição ambiental é o uso de biossensores, que são sensores projetados para reagir a uma substância (MANDAL *et al*, 2022; LANGE *et al*, 2013; LANDRIGAN *et al*, 2018; ZIMMERMANN *et al*, 2001; TAMARIN *et al*, 2020; HUANG *et al*, 2021).

Um sensor que vem sendo estudado para monitorar a poluição ambiental é o sensor a onda acústica de superfície (SAW - *surface acoustic wave*). O sensor SAW é passivo, se destaca pelo seu tamanho de alguns centímetros, permitindo o uso em ambientes de testes mais controlados, e pelo baixo custo de fabricação em relação aos materiais utilizados nos demais métodos apresentados, tais como o sensoriamento por imagens e a análise laboratorial (DEVKOTA *et al*, 2017; MORGAN, 2000; RUPPEL *et al*, 2002).

Os sensores a onda acústica de superfície são conhecidos por suas qualidades em aplicações de filtragem de sinais de radiofrequência (RF). As aplicações abrangem uma ampla gama no campo de detecção de traços de espécies bioquímicas, particularmente nos setores de meio ambiente e saúde (ALEMDAR *et al*, 2010; ALRESHAID *et al*, 2018). Até o momento, a maioria das aplicações de detecção com sensores SAW usa analisadores de redes vetoriais (ZHANG *et al*, 2018; TAMARIN *et al*, 2003).

Uma alternativa ao uso de analisadores de redes vetoriais é o uso de osciladores. Ao utilizar o oscilador em conjunto com o sensor SAW é possível analisar, por meio de variações na frequência de oscilação (WANG *et al*, 2006; BERNARDES, 2020), no ruído de fase (NOMURA *et al*, 2004; TRAN *et al*, 2006), na potência (PENZA *et al*, 2000) e na sensibilidade dos componentes (ADDOUCHE *et al*, 2001), a presença ou ausência e a

quantidade da substância que está sendo analisada. Dentre os osciladores mais utilizados na bibliografia se destacam o Pierce (EICHINGER *et al*, 2000; BERNARDES, 2020), o Colpitts (NOMURA *et al*, 2004; YADAVI *et al*, 2013) e o Clapp (SILVA, 2022), não havendo um consenso sobre o oscilador a ser utilizado e nem uma comparação entre diferentes tipos de osciladores com base em um parâmetro específico para determinar qual o melhor oscilador a ser utilizado com o sensor SAW.

Outro ponto a ser destacado é o grande número de trabalhos envolvendo osciladores senoidais com modelos de sensor SAW que foram realizados por meio de simulações computacionais (EICHINGER *et al*, 2000; NOMURA *et al*, 2004; WANG *et al*, 2006; YADAVI *et al*, 2013; HAMZAH *et al*, 2019; BERNARDES, 2020). A utilização de simulações computacionais está relacionada aos avanços da capacidade de processamento dos computadores e com o desenvolvimento de plataformas computacionais baseadas na construção de circuitos eletrônicos. Assim, o uso dessas ferramentas para osciladores senoidais com sensores SAW permite, atualmente:

- Analisar a tensão de saída do oscilador senoidal com o sensor SAW na malha de realimentação, sendo possível determinar dados como a amplitude e a frequência de oscilação;
- Variar os valores dos componentes, pelo método de Montecarlo, para analisar a influência dessa variação na tensão de saída do circuito;
- Evitar danos ao sensor durante seu manuseio;
- Reduzir custos da realização de novas medições, uma vez que é necessário fazer uma limpeza do sensor antes de cada medição.

Dado o exposto, os estudos envolvendo osciladores com sensor SAW vêm desenvolvendo sistemas para o monitoramento ambiental via simulações computacionais. Porém, verifica-se um dissentimento sobre o oscilador a ser utilizado e não há uma comparação entre os tipos de osciladores mais utilizados, com base em um parâmetro específico, para determinar qual possui o melhor desempenho. Com a determinação do oscilador com o melhor desempenho para ser utilizado com o sensor SAW será possível realizar medições com maior exatidão e obter dados com maior confiabilidade. Esse entendimento permite que sejam desenvolvidos e analisados novos sistemas de monitoramento a depender da frequência e parâmetros utilizados. Com isso, determinar o oscilador senoidal com melhor desempenho para ser utilizado com modelos do sensor SAW, a partir de uma análise comparativa via simulações computacionais dos parâmetros

amplitude, frequência de oscilação e robustez, que indica o percentual de vezes em que há oscilação, é o objetivo desse trabalho.

## 1.1 OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo geral realizar uma análise comparativa do desempenho de osciladores senoidais com sensor SAW na malha de realimentação a partir da análise de parâmetros como a frequência de oscilação e a amplitude da tensão de saída. A análise comparativa, via simulações computacionais, permitirá determinar o melhor oscilador para ser utilizado em conjunto com um modelo do sensor SAW para a frequência de 117 MHz.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está organizado em nove capítulos, descritos a seguir.

No Capítulo 2 é apresentado o embasamento teórico a respeito do sensor a onda acústica de superfície, que trata de conceitos teóricos pertinentes à compreensão do sensor, a saber: aspectos gerais, princípio de funcionamento, tipos de ondas acústicas de superfície e modelos de circuito elétrico do sensor.

No Capítulo 3 é apresentado o embasamento teórico a respeito dos osciladores senoidais, que trata de conceitos teóricos pertinentes à compreensão dos osciladores, a saber: elementos, critérios de oscilação, amplificador emissor comum, topologias Pierce, Colpitts e Clapp.

No Capítulo 4 é apresentado o método de Montecarlo.

No Capítulo 5 é apresentada a revisão bibliográfica, discutindo a respeito de pesquisas que tratam da utilização de osciladores senoidais com sensores SAW.

No Capítulo 6 é apresentada a metodologia empregada para a obtenção dos resultados.

No Capítulo 7 são apresentados os resultados obtidos nesse trabalho.

No Capítulo 8 são apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros, com o intuito de continuar a linha de pesquisa apresentada neste trabalho.

No Capítulo 9 são apresentados os artigos que foram publicados.

Por fim, são apresentadas as referências bibliográficas.

## 2 SENSOR A ONDA ACÚSTICA DE SUPERFÍCIE

Neste capítulo são abordados os fundamentos dos dispositivos baseados em ondas acústicas de superfície, bem como modelos de circuito elétrico dos sensores SAW.

### 2.1 ASPECTOS GERAIS

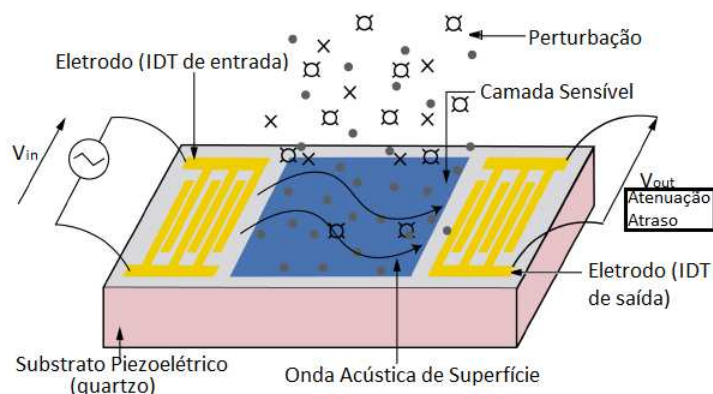
O primeiro sensor a onda acústica de superfície foi fabricado em 1965 (WHITE; VOLTMER, 1965) e, com o decorrer dos anos, passou a ser utilizado como: linha de atraso e filtro mecânico para o processamento de sinais de radiofrequência; ressonador para a detecção de modificações na velocidade e comprimento de onda mediante alterações em parâmetros físicos, tais como temperatura e tensão; e oscilador para o processamento do sinal analógico em radares, comunicações e aplicações espaciais (DURDAUT *et al*, 2021; LIU *et al*, 2016).

Outra aplicação do sensor SAW é o seu uso como biossensor para a detecção de vírus, bactérias e toxinas (LANGE *et al*, 2013; LANDRIGAN *et al*, 2018). Essa aplicação é possível devido à presença de uma camada no sensor que é sensível à substância para a qual foram projetados para detectar, podendo ser utilizados tanto em meios líquidos quanto em meios gasosos. O uso do sensor SAW como biossensor ganhou importância nos últimos anos pelo aumento da poluição ambiental e pelo crescimento do número de doenças decorrente de vírus e bactérias (LANDRIGAN *et al*, 2018). Para entender melhor como funciona a detecção de substâncias no sensor e como elas são analisadas é necessário um detalhamento do princípio de funcionamento do sensor SAW. Assim, na Seção 2.2 está apresentado o princípio de funcionamento do sensor SAW.

### 2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O funcionamento desses sensores é baseado na propagação de ondas mecânicas na superfície de um substrato piezoelétrico ao qual estão depositados transdutores interdigitados (IDTs - *Interdigitated Transducers*). Uma representação do princípio de funcionamento do sensor SAW pode ser observada na Figura 1.

Figura 1 - Princípio de funcionamento do sensor SAW.



Fonte: Adaptado de (TAMARIN *et al*, 2020).

Conforme apresentado na Figura 1, o sensor SAW possui dois IDTs, um IDT de entrada e outro de saída. Nos eletrodos do IDT de entrada é aplicada uma tensão alternada,  $V_{in}$ , com frequência próxima à frequência de ressonância do sensor, proporcionando o efeito piezoelétrico sobre a superfície de quartzo. Assim, uma deformação mecânica caracterizada por um conjunto de compressão e expansão se forma e se espalha ao longo do substrato. Dessa forma, o IDT de entrada proporciona a transformação da onda elétrica em mecânica, gerando a onda acústica de superfície. A amplitude dessa onda acústica de superfície é determinada pelo corte cristalográfico do substrato de quartzo, que cai exponencialmente com a espessura do material. Assim, a energia dessas ondas é concentrada na superfície do material (HUANG *et al*, 2021).

Considerando o fato de o efeito piezoelétrico ser reversível, um IDT de saída é utilizado como receptor e possibilita a coleta do sinal em forma elétrica. O sinal recebido,  $V_{out}$ , é atrasado e atenuado em relação ao sinal transmitido,  $V_{in}$  (JESUS *et al*, 2021).

Uma outra estrutura que pode ser observada na Figura 1 é a camada sensível. Essa camada é utilizada para absorver ou reagir com a substância externa depositada sobre a camada sensível do sensor, também chamada de perturbação. A adição das perturbações sobre a camada sensível gera variações no sinal acústico e, portanto, nas características de propagação da onda acústica de superfície. Essas variações no sinal acústico são a base para o mecanismo de detecção do sensor SAW (DEVKOTA *et al*, 2017).

As variações no sinal acústico podem ser monitoradas por circuitos eletrônicos de leitura, como osciladores senoidais. Assim, esse circuito, conectado ao sensor SAW, pode relacionar mudanças na propagação da onda acústica de acordo com a concentração de elementos químicos ou biológicos que interagem com a camada sensível. Dessa forma, variações na frequência e na amplitude da onda geradas pelo oscilador são reflexos das

perturbações causadas nas ondas acústicas de superfície devido ao aumento da massa de analitos em deposição sobre a camada sensível. Nesses dispositivos, se a camada sensível apropriada for escolhida, é possível detectar vários analitos químicos e biológicos (MANDAL *et al*, 2022; BISOFFI *et al*, 2008). Porém, o tipo de onda acústica de superfície a ser utilizado no sensor para se obter resultados mensuráveis deve ser escolhido a depender do meio a ser analisado. Assim, na Seção 2.3 estão apresentados os principais tipos de ondas acústicas de superfície.

### 2.3 TIPOS DE ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFÍCIE

Uma perturbação exercida na superfície livre de um meio propaga-se sob a forma de ondas superficiais. As ondas superficiais também podem ser diferenciadas em ondas Rayleigh (RAYLEIGH, 1885) e em ondas Love (LOVE, 1911) que se distinguem pelo tipo de movimento que as partículas exercem. O tipo de onda acústica que se propaga em um cristal piezoelétrico depende de parâmetros como a secção cristalográfica do cristal e as características do meio considerado. Uma variação desses parâmetros perturba a onda e modifica as características da velocidade de propagação e amplitude. Entre os parâmetros pode-se citar a densidade, elasticidade, viscosidade ou espessura da camada e parâmetros externos como temperatura e pressão (ZIMMERMANN, 2002).

A onda de Rayleigh se propaga na interface entre um meio elástico e o vácuo e possui uma polarização elíptica, ou seja, as partículas são polarizadas de modo a vibrar no plano vertical (MANDAL *et al*, 2022; ZIMMERMANN, 2002). A propagação da onda de Rayleigh pode ser observada na Figura 2.



Fonte: (BADETTE, 2020).

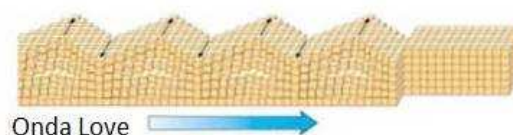
Conforme observado na Figura 2, tomando o sentido de propagação da onda para a direita no eixo horizontal, cada partícula atingida pela perturbação descreve um movimento elíptico retrógrado, sendo que o eixo maior está alinhado com a vertical e o eixo menor com a direção de propagação. A onda de Rayleigh é utilizada em



experimentos com gases, uma vez que a propagação dessa onda ao longo do gás ocorre de forma perpendicular, reduzindo a atenuação do sinal de saída. Já para líquidos, ocorre a radiação da componente vertical da onda, causando perda no sinal (MANDAL *et al*, 2022; ZIMMERMANN, 2002).

Por outro lado, a onda de Love se propaga na superfície de um meio elástico sobreposto a outro. A principal característica dessa onda é a ausência de uma componente vertical de polarização. Assim, a polarização é resultante da componente transversal horizontal (TAMARIN *et al*, 2003). A propagação da onda de Love pode ser observada na Figura 3.

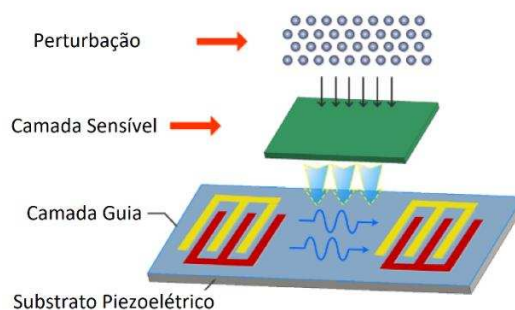
Figura 3 - Propagação da onda de Love.



Fonte: (BADETTE, 2020).

A onda de Love é o tipo de onda acústica de superfície mais utilizado para análises em meios líquidos, uma vez que a propagação dessa onda ao longo do líquido ocorre de forma perpendicular, reduzindo a atenuação do sinal de saída. As ondas de Love são ondas guiadas em uma placa fina, denominada de camada guia, depositada sobre o substrato piezoelétrico. A onda é confinada na camada guia e pode ser perturbada pela adição de uma camada sensível (TAMARIN *et al*, 2003). Na Figura 4 está apresentado um esquema do sensor a onda de Love.

Figura 4 - Esquema do sensor SAW a onda de Love.



Fonte: (TIAN, 2021).

A camada guia dá suporte à propagação das ondas de superfície. A espessura da camada deve ser controlada de forma a se obter a espessura ótima que garanta a

sensibilidade máxima às perturbações causadas pela adição de partículas sobre a superfície. Esse fenômeno é chamado de efeito de massa (TIAN *et al*, 2021).

As ondas acústicas de superfície podem ser modeladas em conjunto com o sensor SAW, os modelos mais utilizados no estado da arte estão expostos na Seção 2.4.

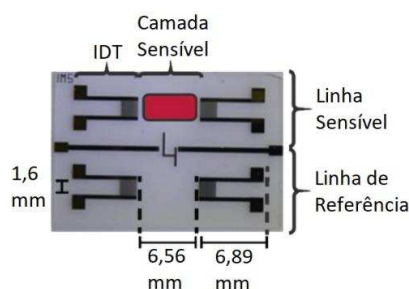
## 2.4 MODELOS DE SENSOR

Conforme apresentado na Seção 2.2, a adição de partículas sobre a superfície do sensor SAW causa atenuações e atraso no sinal de saída, o que pode dificultar a análise da resposta em frequência do sensor. Essa característica, juntamente com o fato de o sensor poder ser facilmente danificado devido ao mal manuseio, gerou a necessidade de se desenvolver modelos do sensor SAW para que as primeiras análises fossem realizadas via simulações computacionais (BERNARDES, 2020; JESUS *et al*, 2021).

Os dois modelos utilizados na bibliografia são o modelo baseado no cristal piezoelétrico e o modelo baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão, que consistem nos modelos simplificado e detalhado do sensor, respectivamente.

Esses modelos foram adaptados por Bernardes (2020) e Jesus e outros (2021) com base no sensor SAW a ondas de Love com uma camada de SiO<sub>2</sub> de 4 µm de espessura, depositada acima do substrato piezoelétrico, comprimento de onda de 40 µm e frequência fundamental de operação de cerca de 117 MHz. Esse sensor foi projetado e testado pelo Laboratório de Integração de Materiais para Sistema (do francês *Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système* - IMS) de Bordeaux, em conjunto com o Laboratório de Análise e Arquitetura de Sistemas (do francês *Laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes* - LAAS) de Toulouse. Um esquema do sensor é apresentado na Figura 5.

Figura 5 - Sensor SAW de 117 MHz desenvolvido pelo IMS Bordeaux.



Fonte: Adaptado de (TAMARIN *et al*, 2003).

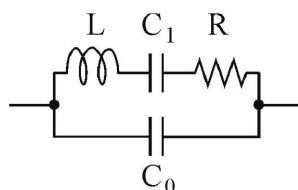
Conforme apresentado na Figura 5, é possível observar dois pares de IDTs. Na linha sensível foi depositada uma camada sensível entre os IDTs e a linha de referência foi utilizada como referência para compensar mudanças no ambiente, como mudanças na temperatura, pressão e umidade.

Os modelos de sensores baseados no cristal piezoelétrico e nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão estão apresentados as Seções 2.4.1 e 2.4.2, respectivamente.

#### 2.4.1 MODELO BASEADO NO CRISTAL PIEZOELÉTRICO

O modelo de sensor SAW mais utilizado é o de um cristal piezoelétrico, também conhecido como o modelo de Butterworth Van-Dyke (BUTTERWORTH, 1914; VAN-DYKE, 1925; VAN-DYKE, 1928), que representa um filtro passa-faixa. Na Figura 6 está apresentado o modelo de Butterworth Van-Dyke.

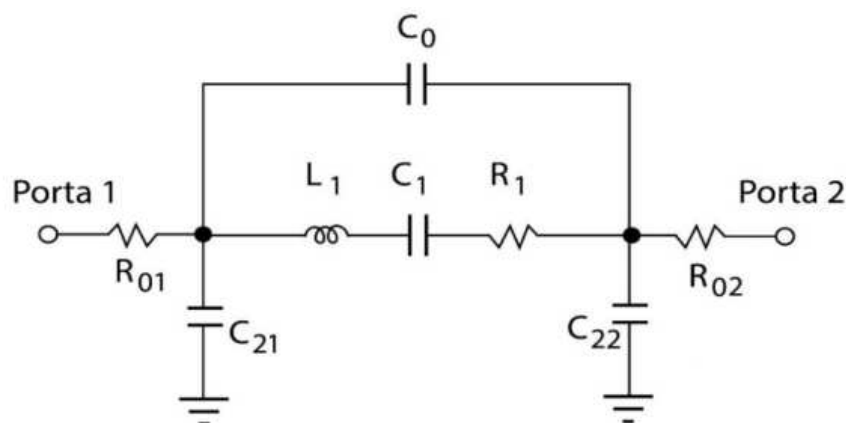
Figura 6 -Modelo de Butterworth Van-Dyke.



Fonte: (BUTTERWORTH, 1914; VAN-DYKE, 1925; VAN-DYKE, 1928).

A partir de adaptações do modelo de Butterworth Van-Dyke, Bernardes (2020) modelou o sensor SAW apresentado na Figura 5. O modelo pode ser observado na Figura 7.

Figura 7 -Modelo de circuito elétrico do sensor SAW baseado no cristal piezoelétrico.



Fonte: (BERNARDES, 2020).

Os valores de cada componente do modelo apresentado na Figura 7 para uma frequência de ressonância de 117 MHz e perdas de inserção de 31 dB estão mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 - Valores dos componentes para o modelo de SAW baseado no Cristal Piezoelétrico.

Componente	Valor
$R_{01}$	500 $\Omega$
$R_{02}$	500 $\Omega$
$R_1$	250 $\Omega$
$L_1$	192,5 $\mu$ H
$C_0$	9,53 fF
$C_1$	9,53 fF
$C_{21}$	7,3 pF
$C_{22}$	7,3 pF

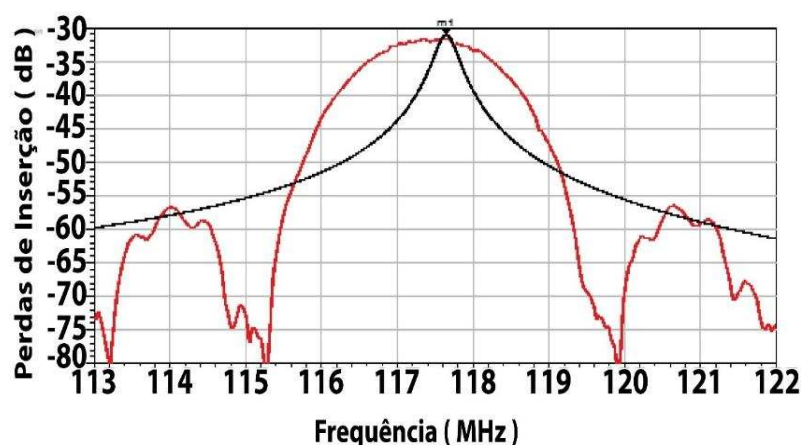
Fonte: (BERNARDES, 2020).

Em que  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_0$  e  $R_1$  são os componentes que representam o cristal piezoelétrico e que determinam a frequência de ressonância,  $C_{21}$  e  $C_{22}$  representam a característica capacitiva do sensor que é determinada pela análise do modelo por meio da Carta de Smith (BERNARDES, 2020),  $R_{01}$  e  $R_{02}$  representam as perdas pela adição de perturbações sobre o sensor. A frequência de ressonância,  $f_s$ , do modelo apresentado nas Figuras 6 e 7 é definida por:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (1)$$

Nas Figuras 8 e 9 estão apresentadas as perdas de inserção em decibéis e fase do modelo do sensor (preto) e do sensor real (vermelho) como função da frequência, respectivamente.

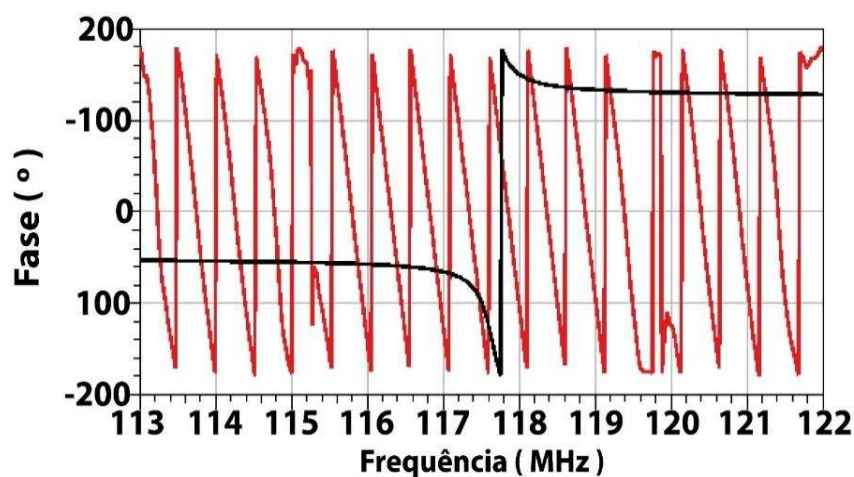
Figura 8 -Perdas de inserção do modelo de circuito elétrico do sensor SAW baseado no cristal piezoelétrico (preto) e do sensor real (vermelho).



Fonte: (BERNARDES, 2020).

Conforme observado na Figura 8, o modelo, em preto, apresenta uma frequência de ressonância de 117,6 MHz, perdas de inserção de 33 dB na frequência de ressonância e uma banda de passagem de 4 MHz, 75% menor em relação ao sensor, em vermelho.

Figura 9 -Fase do modelo de circuito elétrico do sensor SAW baseado no cristal piezoelétrico (preto) e do sensor (vermelho).



Fonte: (BERNARDES, 2020).

Já na Figura 9, o modelo apresenta uma fase de 150° na frequência de ressonância e não reproduz todas as características de fase do sensor SAW. Isso pode ser explicado pela simplicidade do modelo que não leva em consideração o comprimento do caminho acústico que induz várias rotações de fase.

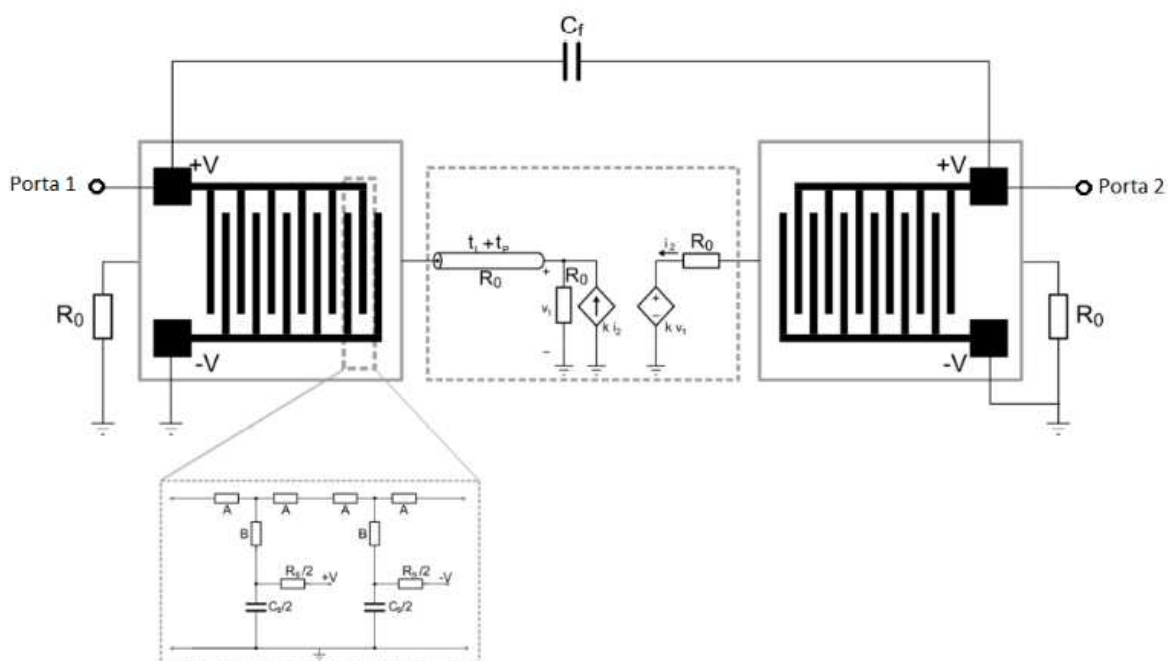
Considerando as limitações do modelo de sensor SAW baseado no cristal piezoelétrico, foi desenvolvido o modelo baseado nos parâmetros distribuídos de linhas

de transmissão. Na seção 2.4.2 é apresentado o modelo desenvolvido por Jesus e outros (2021).

#### 2.4.2 MODELO BASEADO NOS PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Jesus e outros (2021) desenvolveram um modelo de sensor SAW baseado em parâmetros distribuídos de linhas de transmissão com frequência de ressonância de 116,5 MHz. O modelo de componentes distribuídos é baseado na analogia entre as equações do telégrafo sem perdas e as equações piezoelétricas (JESUS *et al*, 2021). Na Figura 10 está apresentado o modelo de sensor SAW baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão.

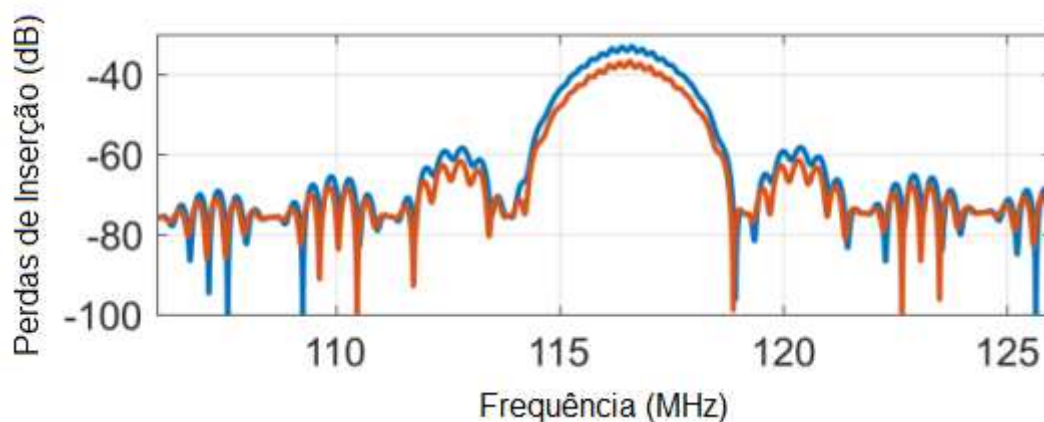
Figura 10 -Modelo de circuito elétrico do sensor SAW baseado no cristal piezoelétrico.



Fonte: (JESUS *et al*, 2021).

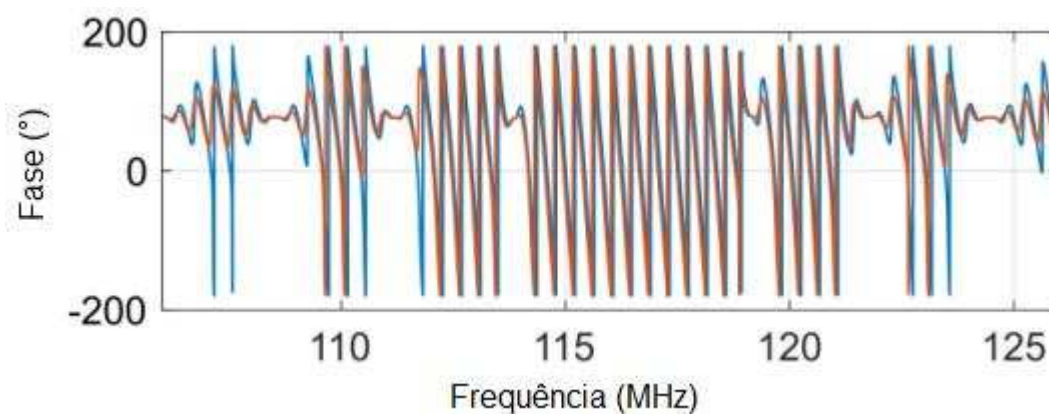
Nas Figuras 11 e 12 estão apresentadas as perdas de inserção em decibéis e fase do modelo do sensor com superfície livre (azul) e do modelo do sensor com superfície perturbada com uma gota de água (vermelho) como função da frequência, respectivamente.

Figura 11 - Perdas de inserção do modelo de circuito elétrico do sensor SAW baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão com superfície livre (azul) e com superfície perturbada por uma gota de água (vermelho).



Fonte: (JESUS *et al*, 2021).

Figura 12 - Fase do modelo de circuito elétrico do sensor SAW baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão com superfície livre (azul) e com superfície perturbada por uma gota de água (vermelho).



Fonte: (JESUS *et al*, 2021).

O modelo da Figura 10 é um modelo que simula todos os elementos do sensor SAW (IDT, camada sensível e acoplamento eletroacústico). Esse modelo apresenta uma frequência de ressonância de 116,5 MHz, banda de passagem de 4 MHz, igual à banda de passagem do sensor e fase com variação linear, entre  $-180^\circ$  e  $180^\circ$ , em toda banda de passagem. Os valores de cada componente do modelo apresentado na Figura 10 estão mostrados na Tabela 2.

Tabela 2: Valores dos componentes para o modelo de SAW baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão.

Componente	Valor
$k^2$	1,4 %
$C_T$	8,51 pF
$C_f$	10,0 fF
$R_T$	10,1 $\Omega$
$R_0$	3,23 M $\Omega$
$R_S$	444,4 $\Omega$
$N_P$	44
$l$	8,4 mm
$C_S$	0,19 pF
$t_L$	2 $\mu$ s
$t_P$	0 s
$A_P$	0

Fonte: (JESUS *et al*, 2021).

Em que  $k^2$  é a constante eletroacústica,  $C_T$  é a capacitância por IDT,  $R_T$  é a resistência por IDT,  $R_0$  é a impedância característica do modelo do sensor,  $R_S$  é a resistência por seção dada ao multiplicar a resistência por IDT pelo número de pares de dedos,  $N_P$  é o número de pares de dedos do IDT,  $l$  é a distância entre os IDTs,  $C_S$  é a capacitância por seção dada ao dividir a capacitância por IDT pelo número de pares de dedos,  $C_f$  é a capacitância parasita e  $t_L$  é o tempo de atraso,  $t_P$  é o parâmetro ajustável de tempo e  $A_P$  é o parâmetro de atenuação adicional .

No Capítulo 2 é apresentada a teoria dos osciladores senoidais que são utilizados em conjunto com os modelos dos sensores SAW.



## 3 OSCILADORES SENOIDAIS

Osciladores eletrônicos são circuitos que podem ser classificados de acordo com a forma de onda que produzem e as malhas seletivas à frequência inseridas ao circuito (KARRIS, 2008).

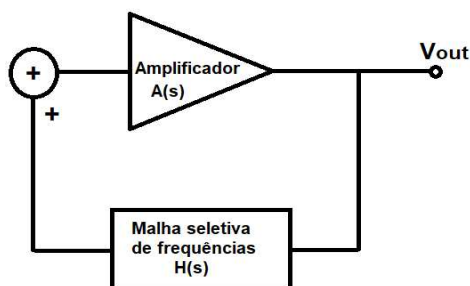
Um tipo de oscilador é o senoidal. Osciladores senoidais são circuitos capazes de produzir um sinal senoidal sem a necessidade de aplicação de um sinal externo. Os osciladores senoidais são muito utilizados em circuitos para comunicações, tais como os moduladores, demoduladores, misturadores, transmissores e receptores de rádio, telefonia celular e televisão. Além dessas aplicações, os osciladores senoidais também são utilizados em conversores de energia e no biosensoriamento. As características mais importantes desses circuitos são frequência, amplitude, forma de onda das oscilações e ruído de fase (HAMZAH, 2019), que são determinados de acordo com os elementos integrantes de cada bloco do oscilador. Os elementos do oscilador estão apresentados na Seção 3.1.

### 3.1 ELEMENTOS INTEGRANTES

O oscilador senoidal é constituído de três blocos: um elemento ativo para produzir ganho na frequência de oscilação, uma rede seletiva em frequência para a sintonização da frequência desejada e um mecanismo não-linear para controle de amplitude do sinal de saída.

Dessa forma, o circuito básico para se formar um oscilador senoidal consiste em um amplificador, que produz o ganho na frequência de oscilação e o mecanismo para controle de amplitude, e uma malha seletiva a frequência, conectada numa malha de realimentação com o amplificador. Na Figura 13 está apresentado o diagrama de blocos básico para o circuito do oscilador.

Figura 13 - Diagrama de blocos do oscilador senoidal.



Fonte: (CLARKE; HESS, 1971).

As redes seletivas em frequência mais empregadas são as redes LC e os ressonadores piezoelétricos. O ressonador piezoelétrico tem maior exatidão na escolha da frequência e maior estabilidade, porém a banda de passagem é menor em relação as redes LC (CARR, 2002).

Utilizando a teoria de sistemas com realimentação, encontra-se que a função de transferência do sistema apresentado na Figura 13 é definida por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A(s)}{1 - A(s)H(s)}, \quad (2)$$

em que  $A(s)$  é a função de transferência do bloco amplificador,  $H(s)$  é a função de transferência da malha seletiva de frequências,  $V_{in}$  é a tensão de entrada e  $V_{out}$  é a tensão de saída.

Desta forma, o ganho de malha aberta do sistema é definido por:

$$A(s)H(s). \quad (3)$$

A equação característica do sistema é definida por:

$$1 - A(s)H(s) = 0. \quad (4)$$

Analisando (4), pode-se inferir que um ganho em malha fechada unitário resulta em uma saída finita para o sistema em uma frequência específica. Assim, a fase do ganho de malha fechada deve ser igual a zero ou múltiplo de  $360^\circ$  e sua amplitude deve ser unitária para essa frequência. Esse critério de oscilação é conhecido como critério de Barkhausen (BARKHOUSEN, 1935). As Equações (5) e (6) descrevem os critérios de Barkhausen para oscilação.

$$|A(s)H(s)|=1, \quad (5)$$

$$\angle A(s)H(s) = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \quad (6)$$

Os critérios de Barkhausen são necessários, mas não suficientes para produzir e manter as oscilações. Para que isso ocorra, é necessário que (4) tenha raízes imaginárias. As raízes desta equação são os pólos do sistema e são fundamentais na determinação do comportamento do sistema.

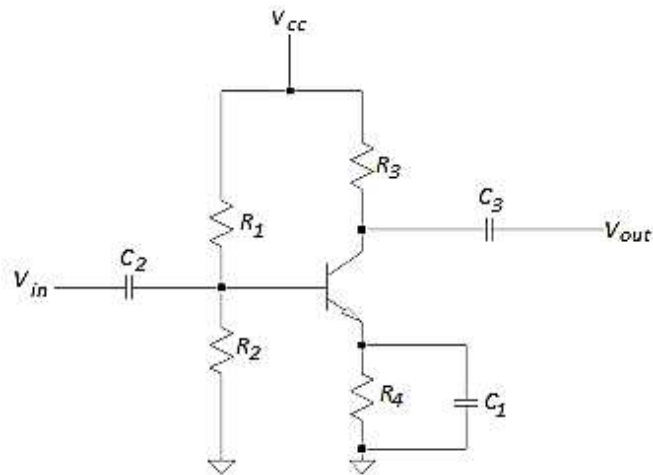
As condições discutidas até então garantem e mantêm as oscilações matematicamente, mas os parâmetros de qualquer sistema real podem variar de acordo com mudanças em parâmetros ambientais como temperatura, umidade, pressão. Dessa forma, uma variação no ganho de malha aberta implicaria em alteração nas oscilações. Por isso, reforça-se a necessidade de se ter um oscilador que gere oscilação na tensão de saída para a maior faixa de valores de componentes possível (SEDRA; SMITH, 2015).

Dentre os elementos integrantes do oscilador, o mecanismo amplificador escolhido nesse trabalho foi o amplificador emissor comum. O equacionamento e funcionamento do amplificador emissor comum é detalhado na Seção 3.2.

## 3.2 AMPLIFICADOR EMISSOR COMUM

A malha de amplificação utilizada nos osciladores das topologias Pierce, Colpitts e Clapp desse trabalho é o amplificador emissor comum. O emissor comum é um estágio de um amplificador eletrônico baseado em um transistor bipolar em série com um elemento de carga. O terminal do coletor é conectado à saída, e o terminal da base atua como a entrada de sinal (SEDRA; SMITH, 2015). Na Figura 14 está apresentado o circuito do amplificador emissor comum.

Figura 6 - Amplificador emissor comum.



Fonte: Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2015).

A tensão CC na base do amplificador comum é definida por:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}, \quad (7)$$

em que  $V_B$  é a tensão na base do transistor,  $R_1$  e  $R_2$  são as resistências que formam o divisor de tensão e  $V_{CC}$  é a tensão de alimentação do amplificador emissor comum.

A relação entre a tensão na base e no emissor é definida por:

$$V_E = V_B - V_{BE}, \quad (8)$$

em que  $V_E$  é a tensão no emissor do transistor e  $V_{BE}$  é a queda de tensão entre a base e o emissor, esse valor varia entre 0,5 e 0,8 V (SEDRA; SMITH, 2015).

O ganho do amplificador emissor comum é definido por:

$$A_V = -\alpha \frac{R_3 V_E}{V_T R_4}, \quad (9)$$

em que  $A_V$  é o ganho do amplificador emissor comum,  $\alpha$  é o ganho estático de corrente de um transistor, aproximadamente é 1,  $V_T$  é a tensão térmica do transistor,  $R_3$  é o resistor do coletor e  $R_4$  é o resistor do emissor do transistor. O sinal negativo representa que o amplificador emissor comum apresenta um defasamento de  $180^\circ$ .

Substituindo (7) e (8) em (9), encontra-se que o ganho do amplificador emissor comum é definido por:

$$A_V = -\alpha \frac{R_3 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} \right)}{V_T R_4}. \quad (10)$$

O ganho em decibel (dB),  $A_{vdB}$ , do amplificador emissor comum é definido por:

$$A_{vdB} = 20 \log |A_V|. \quad (11)$$

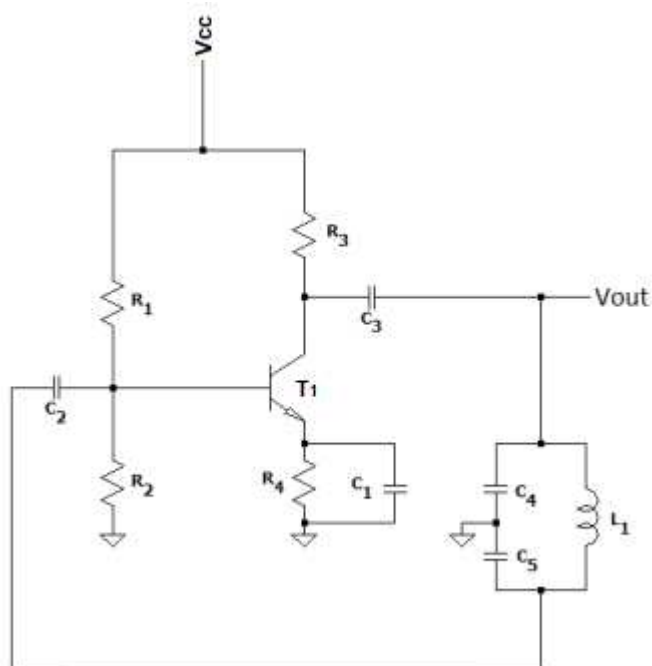
O capacitor  $C_1$  desacopla o emissor do terra, e os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  desacoplam o nível de corrente contínua (CC).

O amplificador emissor comum apresentado nessa seção é utilizado no bloco amplificador dos osciladores Colpitts, Pierce e Clapp, que estão apresentados nas Seções 3.3, 3.4 e 3.5, respectivamente.

### 3.3 OSCILADOR COLPITTS

O oscilador Colpitts foi desenvolvido em 1918 pelo engenheiro americano Edwin H. Colpitts. O oscilador Colpitts pode gerar sinais senoidais em VHF e UHF, suporta altas e baixas temperaturas, a frequência pode ser variada usando ambos os capacitores da malha seletiva em frequência e a amplitude da saída permanece constante em uma faixa de frequência fixa. (COLPITTS, 1918). Na Figura 15 está apresentado o circuito elétrico da topologia do oscilador Colpitts que é utilizada nesse trabalho.

Figura 15 - Circuito elétrico do oscilador Colpitts.



Fonte: Adaptado de (YADAVI, 2013).

O oscilador Colpitts apresentado na Figura 15 é composto por um amplificador emissor comum formado por  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $T_1$ , que é definido segundo a Seção 3.2 e uma malha seletiva de frequência formada por  $C_4$ ,  $C_5$  e  $L_1$ . A frequência de oscilação,  $f$ , do oscilador Colpitts apresentado na Figura 15 é definida por:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}}}. \quad (12)$$

O fator de qualidade,  $Q$ , do oscilador Colpitts é definido por:

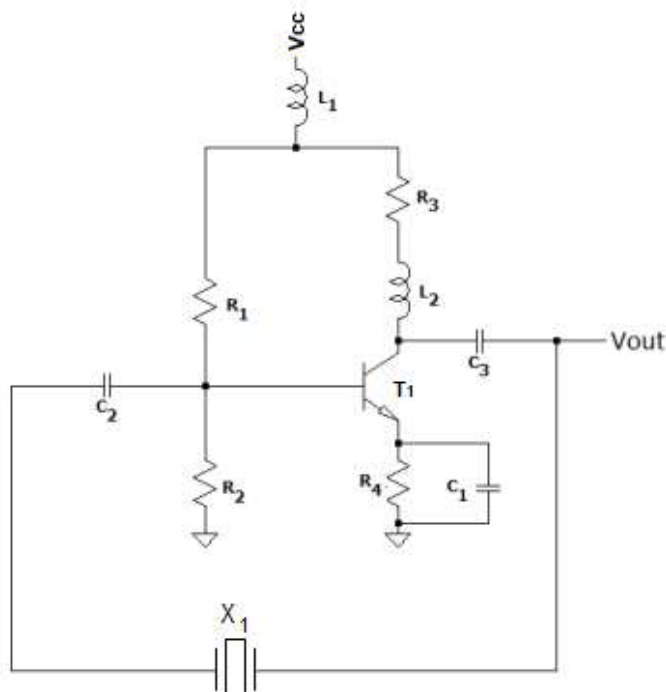
$$Q = 2\pi f \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} R_3. \quad (13)$$

### 3.4 OSCILADOR PIERCE

O oscilador Pierce foi desenvolvido por George W. Pierce e é derivado do oscilador Colpitts, sendo particularmente adequado para uso em circuitos osciladores de

cristal piezoelétrico (PIERCE, 1923). Na Figura 16 está apresentado o circuito elétrico da topologia do oscilador Pierce que é utilizado nesse trabalho.

Figura 16 - Circuito elétrico do oscilador Pierce.



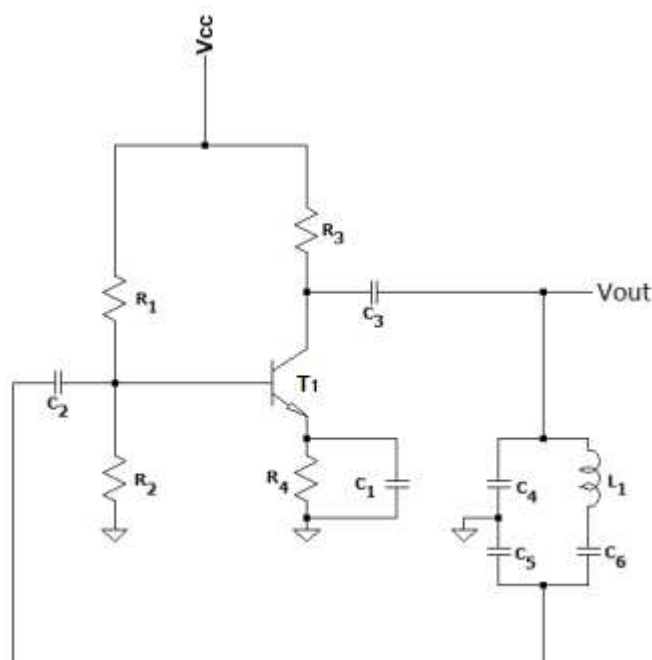
Fonte: Adaptado de (BERNARDES, 2020).

O oscilador Pierce apresentado na Figura 16 é composto por um amplificador emissor comum formado por  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $T_1$ , que é definido segundo a Seção 3.3, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  para o desacoplamento do nível CA e uma malha seletiva de frequência definida pelo cristal piezoelétrico  $X_1$ . Assim, a frequência de oscilação,  $f$ , e o fator de qualidade,  $Q$ , do oscilador Pierce apresentado na Figura 16 são iguais às do cristal piezoelétrico.

### 3.5 OSCILADOR CLAPP

O oscilador Clapp foi desenvolvido em 1948 por James Kilton Clapp (CLAPP, 1948). Na Figura 17 está apresentado o circuito elétrico da topologia do oscilador Clapp que é utilizada nesse trabalho.

Figura 17 - Circuito elétrico do oscilador Clapp.



Fonte: Adaptado de (YADAVI, 2013).

O oscilador Clapp apresentado na Figura 17 é composto por um amplificador emissor comum formado por  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $T_1$ , que é definido segundo a Seção 3.2 e uma malha seletiva de frequência formada por  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$  e  $L_1$ . A frequência de oscilação,  $f$ , do oscilador Clapp apresentado na Figura 17 é definida por:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 C_4 C_5 C_6}{C_4 C_5 + C_4 C_6 + C_5 C_6}}}. \quad (14)$$

A presença da capacitância  $C_6$  tornará o oscilador Clapp preferível ao Colpitts quando houver necessidade de variar a frequência, como é o caso do oscilador de frequência variável (VCO). Logo, mantêm-se  $C_4$  e  $C_5$  fixos enquanto se obtém a variação de frequência usando um capacitor variável separado  $C_6$ , que por sua vez torna o oscilador Clapp mais estável em relação ao Colpitts em termos de frequência.

Além disso, o oscilador Clapp exibe um alto fator  $Q$  com uma alta relação  $L/C$  e menor corrente circulante em comparação com os osciladores Colpitts.

O fator de qualidade,  $Q$ , do oscilador Clapp é definido por:



$$Q = 2\pi f \frac{C_4 C_5 C_6}{C_4 C_5 + C_4 C_6 + C_5 C_6} R_3. \quad (15)$$

Diante dos osciladores senoidais apresentados, Pierce, Colpitts e Clapp, uma análise para determinar a sensibilidade da tensão de saída do oscilador com base na variação dos componentes que o compõe é bastante realizada no estado da arte. Essa análise permite a verificação da viabilidade do oscilador para determinada função e é feita por meio do método de Montecarlo. Uma descrição mais detalhada desse método pode ser observada no Capítulo 4.

## 4 MÉTODO DE MONTECARLO

A Simulação de Monte Carlo, também conhecida como Método de Monte Carlo ou uma simulação de probabilidade múltipla, é uma técnica matemática, que é usada para estimar os possíveis resultados de um evento incerto. O Método de Monte Carlo foi inventado por John von Neumann e Stanislaw Ulam durante a Segunda Guerra Mundial para melhorar a tomada de decisão em condições incertas (METROPOLIS, 1987).

Diferente de um modelo de previsão normal, a Simulação de Monte Carlo prevê um conjunto de resultados com base em um intervalo de valores estimados em relação a um conjunto de valores de entrada fixos. Em outras palavras, uma Simulação de Monte Carlo cria um modelo de resultados possíveis, usando uma distribuição de probabilidade, como uma distribuição uniforme ou normal, para qualquer variável que tenha incerteza inerente. Ela, então, recalculará os resultados sucessivamente, cada vez usando um conjunto diferente de números aleatórios entre os valores mínimo e máximo (ECKHARDT, 1987).

Independentemente da ferramenta utilizada, as técnicas de Monte Carlo envolvem três etapas básicas:

- Configuração do modelo preditivo, identificando tanto a variável dependente a ser prevista quanto as variáveis independentes (também conhecidas como variáveis de entrada) que conduzirão a predição.
- Especificação das distribuições de probabilidade das variáveis independentes.

- Execução de simulações repetidamente, gerando valores aleatórios das variáveis independentes, obtendo-se resultados suficientes para compor uma amostra representativa do número quase infinito de combinações possíveis.

O método de Montecarlo é vastamente utilizado em *softwares* de simulação de circuitos elétricos, como o *Advanced Design System*. Nesse *software* são utilizadas as técnicas de Montecarlo para realizar análises de sensibilidade de circuitos elétricos por meio da variação de seus componentes. Essa análise permite a verificação da viabilidade do circuito simulado mediante erros intrínsecos aos componentes e desgastes devido à condições externas, tais como temperatura, umidade e pressão (MILLER, 2008).

Com a fundamentação do método de Montecarlo, do sensor SAW e dos osciladores senoidais, foi feita uma revisão bibliográfica com os trabalhos que envolvem esses temas. A revisão bibliográfica se encontra no Capítulo 5.

## 5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados os principais trabalhos correlatos ao tema em estudo disponíveis na bibliografia científica. O objetivo do capítulo é compor o estado da arte para o tema, destacando as principais contribuições de cada autor, bem como identificar as limitações das soluções apresentadas e as oportunidades de melhorias existentes.

Eichinger e outros (2000) realizaram simulações computacionais de um oscilador Pierce com frequência de oscilação de 1,9 GHz empregando o modelo de sensor SAW baseado no modelo de Butterworth Van-Dyke como o elemento controlador da frequência. Os autores tiveram como objetivo realizar uma comparação entre os valores medidos e simulados da frequência de oscilação, da potência de saída e do ruído de fase, obtendo diferenças de 3,33%, 1,22% e 4%, respectivamente. A partir dos resultados obtidos, os autores concluíram que as simulações computacionais realizadas simularam com exatidão o sistema real.

Penza e outros (2000) desenvolveram um sistema de medição de umidade relativa utilizando dois sensores SAW com frequências de ressonância de 434 MHz. O sistema foi implementado com dois osciladores Pierce, cada um com um amplificador de RF e um sensor SAW na malha de realimentação. Além disso, utilizou-se um misturador de frequência, sendo a diferença entre as frequências utilizadas a frequência de saída do sistema. Os autores utilizaram um polímero higroscópico sensível às mudanças de umidade relativa na camada sensível do sensor SAW. Os autores verificaram que o sistema foi capaz de identificar a umidade de vapores como o etanol, metanol e 2-propanol. Além disso, constatou-se que o desempenho de detecção do sistema na faixa de umidade relativa ambiente é comparável com o de um higrômetro comercial.

Nomura e outros (2004) projetaram e simularam um oscilador Colpitts de tensão controlada a 600 MHz com o ressonador SAW baseado no modelo de Butterworth Van-Dyke. Os autores concluíram que o ruído de fase do oscilador Colpitts de altas frequências é suficiente para ser aplicado em sistemas de rede de comunicação óptica.

Tran e outros (2006) apresentaram o projeto de sensores dedicados a detecção de gás. O estudo baseou-se em sensores SAW que operam numa frequência entre 100 e 200 MHz. Os autores caracterizaram o sensor e descreveram uma configuração de amplificador que garantisse a formação de um oscilador Pierce. Os autores realizaram

testes sobre o ruído no sistema e sua sensibilidade à temperatura. Além disso, o sistema detectou com sucesso o gás óxido de nitrogênio (NO<sub>2</sub>).

Wang e outros (2006) desenvolveram um oscilador Pierce com sensor SAW em 158 MHz que foi utilizado como um sensor de gás. O oscilador projetado foi simulado com o modelo de sensor SAW de Butterworth Van-Dyke e medido, e os resultados obtidos divergiram em menos de 1% em relação a frequência de oscilação medida. Além disso, o sensor apresentou um limite de deposição de gás em sua camada sensível de 0,5 mg/m<sup>3</sup>.

Miller e outros (2008) os autores realizaram simulações computacionais de um oscilador Pierce com um cristal de quartzo baseado no modelo de Butterworth Van-Dyke com frequência de ressonância de 5 MHz. Os autores realizaram uma análise de sensibilidade dos componentes do oscilador projetado pelo método de Montecarlo, de forma a analisar a amplitude e a frequência da tensão de saída. Como resultado, foi desenvolvido um programa que auxilia a verificação e melhora o projeto do circuito do oscilador.

Karim e outros (2012) projetaram e montaram um oscilador Pierce a 600 MHz para um ressonador SAW CMOS. Como resultado, a topologia projetada foi capaz de alcançar o ganho requerido para superar as perdas de inserção do ressonador SAW.

Thomas e outros (2013) apresentaram o projeto de um oscilador Colpitts com base aterrada e com o ressonador SAW para a frequência de 262 MHz na configuração de 1 porta. O experimento consistiu na realização de medições em um ambiente controlado para a detecção de gás Germânio. Nesse estudo, constatou-se que o oscilador projetado apresentou um elevado fator de qualidade de 2870 e foi capaz de detectar com eficiência a presença do gás.

Yadavi e outros (2013) apresentaram um novo projeto de oscilador Colpitts utilizando o sensor SAW na malha de realimentação para uma frequência de 433 MHz. O oscilador foi testado via simulação com o modelo de sensor SAW de Butterworth Van-Dyke para a análise da variação da frequência de oscilação mediante a variação da temperatura. Os autores constataram que a frequência de oscilação aumenta para temperaturas superiores a 25 °C e reduz para temperaturas inferiores a 25 °C. A variação da frequência de oscilação do oscilador para a faixa de temperatura utilizada (-20 °C a 75 °C) foi de 0,03%. Com esse resultado, os autores concluíram que o oscilador projetado é estável nessa faixa de temperatura.

Hamzah e outros (2019) desenvolveram, via simulações computacionais, o projeto e a análise de um oscilador Pierce utilizando um modelo de ressonador SAW baseado no modelo de Butterworth Van-Dyke. A topologia utilizada emprega dois amplificadores cascode em três estágios, fornecendo ganho suficiente para compensar as perdas de inserção de -65 dB na faixa de frequência de 1,3 GHz. O circuito desenvolvido apresentou um consumo de energia de 1,52 mW. Esse resultado é comparável com osciladores existentes, o que levou os autores a concluir que as simulações computacionais fornecem uma previsão, com exatidão, do desempenho do oscilador antes da fabricação.

Bernardes (2020) desenvolveu, também via simulações computacionais, o projeto e a análise de um oscilador Pierce utilizando um modelo de sensor SAW a linha de atraso baseado no cristal piezoelétrico. A topologia utilizada emprega um amplificador base comum, fornecendo ganho suficiente para compensar perdas de inserção de -32 dB na faixa de frequência de 117 MHz. O autor analisou a tensão de saída do oscilador projetado mediante a adição de gotas de água no modelo do sensor. Como resultados, o autor constatou que o oscilador projetado manteve sua amplitude constante para uma e duas gotas, caracterizando uma estabilidade para essas configurações.

Jesus e outros (2021) projetaram e simularam um modelo equivalente para dispositivos SAW de uma e duas portas operando em 117 MHz baseado em ondas de Love. O autor projetou o modelo baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão. Os autores extraíram os parâmetros de espalhamento do modelo proposto, comparando-os com um componente SAW projetado no Laboratório do IMS de Bordeaux de mesma frequência de operação. Nesse estudo, os autores utilizaram simulações para realizar as análises dos parâmetros de interesse obtendo que o modelo é sensível para descasamento nos valores LC, porém o modelo projetado representa com precisão o modelo real.

A partir da revisão bibliográfica apresentada, constatou-se que osciladores senoidais com sensor SAW estão sendo estudados em diversas pesquisas. Além disso, os trabalhos apresentados se destacam pela análise da capacidade dos osciladores senoidais em compensar as perdas de inserção do sensor por meio de simulações computacionais. As simulações computacionais são embasadas em diferentes *softwares* de simulação de circuitos eletrônicos. Adicionalmente, a tendência na utilização de simulações computacionais deu-se pela fragilidade do sensor bem como a necessidade de se realizar uma limpeza rigorosa no sensor após cada medição. Por outro lado, verificou-se que na bibliografia existem poucos trabalhos que realizam uma análise da viabilidade de

diferentes topologias de osciladores senoidais para a determinação do oscilador mais adequado a ser utilizado em conjunto com o sensor.

A fim de sintetizar as contribuições dos trabalhos supracitados, a seguir é apresentada uma tabela com as principais referências e contribuições abordadas nessa revisão bibliográfica. Adicionalmente, na Tabela 3 também é destacada a contribuição desta pesquisa.

Tabela 3 - Resumo das principais referências e contribuições dos pesquisadores citados na revisão bibliográfica.

Pesquisadores	Contribuições			
	SAW	OSC	SIM	AC
<b>Eichinger e outros (2000)</b>	X	X	X	
<b>Penza e outros (2000)</b>	X	X		
<b>Nomura e outros (2004)</b>	X	X	X	
<b>Tran e outros (2006)</b>	X	X		
<b>Wang e outros (2006)</b>	X	X	X	
<b>Miller e outros (2008)</b>	X	X	X	
<b>Karim e outros (2012)</b>	X	X		
<b>Thomas e outros (2013)</b>	X	X		
<b>Yadavi e outros (2013)</b>	X	X	X	
<b>Hamzah e outros (2019)</b>	X	X	X	
<b>Bernardes (2020)</b>	X	X	X	
<b>Jesus e outros (2021)</b>	X			
<b>Este trabalho</b>	X	X	X	X

1. Utilizaram o sensor ou modelos de sensor SAW para medições em meios líquidos ou gasosos (SAW).
2. Utilizaram osciladores senoidais para serem utilizados em conjunto com o sensor (OSC).
3. Realizaram simulações computacionais para a análise do oscilador com o sensor (SIM).
4. Realizaram uma análise comparativa do desempenho de osciladores com o sensor para a determinação do melhor oscilador a ser utilizado com o sensor SAW (AC).

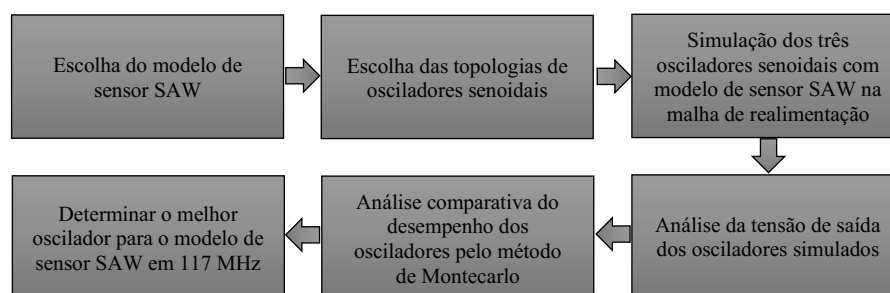
Fonte: Autor.

A revisão bibliográfica apresentada foi utilizada como base para o desenvolvimento da metodologia desse trabalho. A metodologia está apresentada no Capítulo 6.

## 6 METODOLOGIA

Neste capítulo estão apresentados o material e os métodos utilizados para a análise comparativa do desempenho de osciladores senoidais com o sensor SAW na malha de realimentação. A metodologia desse trabalho é baseada em seis etapas, as quais estão apresentadas na Figura 18.

Figura 18 - Diagrama de blocos representativo da metodologia proposta.



Fonte: Autor.

Nas Seções 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4 é apresentada a descrição de como foram realizados cada um dos procedimentos, tendo como objetivo explicar como a análise da viabilidade é realizada.

### 6.1 ESCOLHA DO MODELO DE SENSOR SAW

Para realizar a escolha dos modelos de sensor SAW, foi necessário conhecer os parâmetros do sensor SAW fabricado no IMS em Bordeaux, a saber: frequência de ressonância, atenuação e fase. Esses parâmetros foram de, respectivamente, 117 MHz, 31 dB e  $151^\circ$ , conforme apresentado na Seção 2.4. Em seguida, foi realizada uma busca no estado da arte para encontrar modelos de sensor SAW com os mesmos valores dos parâmetros apresentados. Como resultados das pesquisas, foram encontrados dois modelos para serem utilizados nesse trabalho. O primeiro modelo é baseado no cristal piezoelétrico, sendo suas características apresentadas na Seção 2.4.1 e o segundo modelo é baseado nos parâmetros distribuídos de linhas de transmissão, sendo suas características apresentadas na Seção 2.4.2. Para verificar a viabilidade dos osciladores na frequência de 117 MHz foi escolhido o modelo de sensor SAW de Bernardes (2020), uma vez que o mesmo modela de forma simplificada as características base do sensor, tais como a

frequência de ressonância e a seletividade. Uma vez escolhido o modelo do sensor, foi necessário fazer a escolha dos osciladores senoidais, conforme apresentado na Seção 6.2.

## 6.2 ESCOLHA DAS TOPOLOGIAS DE OSCILADORES SENOIDAIS

Para esse trabalho foram escolhidos os osciladores senoidais mais utilizados no estado da arte em conjunto com o sensor SAW, foram eles os osciladores das topologias Pierce, Colpitts e Clapp. Além disso, foi necessário escolher a malha de amplificação que satisfizesse as condições de Barkhausen apresentadas em (5) e (6). A malha de amplificação que satisfez essas condições foi o amplificador emissor comum apresentado na Seção 3.2.

O valor dos componentes do amplificador emissor comum utilizado para as topologias de osciladores apresentados nas Figuras 15, 16 e 17 foi escolhido com base em (10) e (11), considerando um ganho mínimo de 31 dB. Além disso, os transistores utilizados foram o BFP405 para o oscilador Pierce e o BFR92P para os osciladores Colpitts e Clapp. Esses transistores foram escolhidos por apresentarem uma frequência de transição de 2,5 GHz, sendo bastante utilizados no estado da arte para faixas de frequência de VHF e UHF.

Os componentes da malha seletiva em frequência do oscilador Colpitts da Figura 15 foram escolhidos com base em (12) e (13) e do oscilador Clapp da Figura 17 com base em (14) e (15), ambos tomando como base uma frequência de oscilação de 117 MHz. A tensão de alimentação em corrente contínua é de 5 V, a tensão entre base e emissor de 0,75 V, a tensão térmica de 26 mV, e o  $\alpha$  do transistor de 1. Já o oscilador Pierce possui como malha seletiva em frequência o próprio cristal piezoelétrico. Os osciladores escolhidos foram simulados conforme apresentado na Seção 6.3.

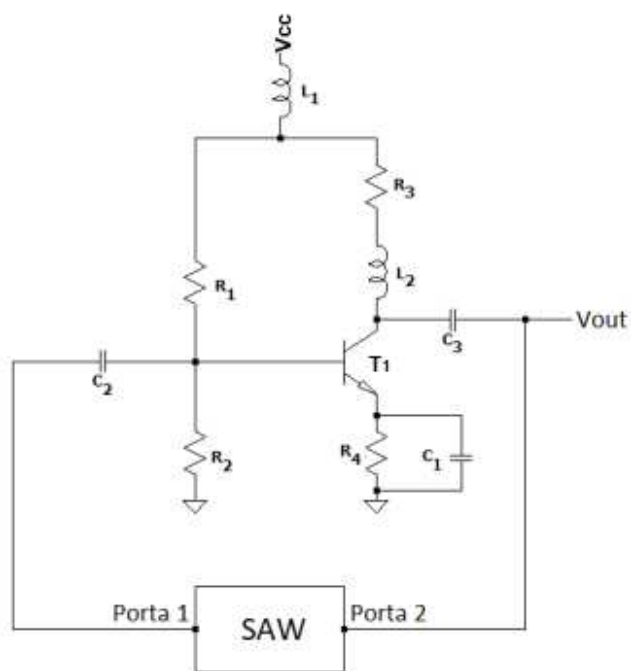
## 6.3 SIMULAÇÃO DOS OSCILADORES SENOIDAIS COM O MODELO DE SENSOR SAW

Para simular os osciladores senoidais com os modelos de sensor SAW, o modelo do SAW foi inserido na malha de realimentação dos osciladores. Nas Figuras 19, 20 e 21



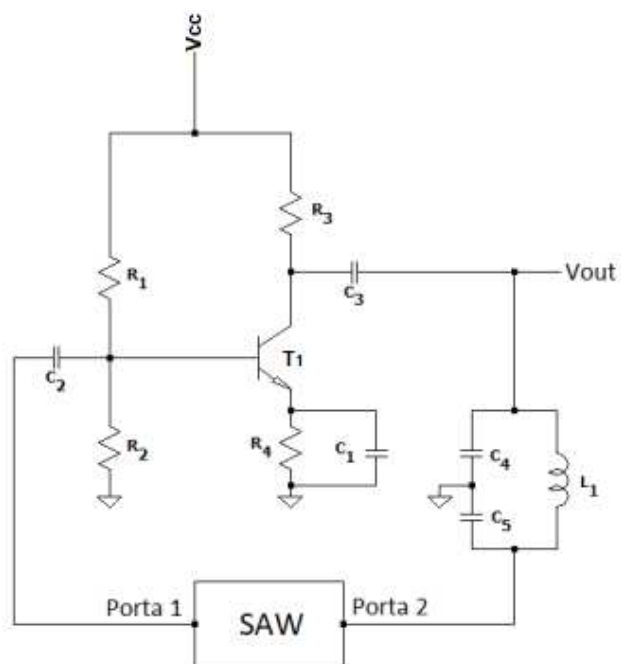
estão apresentados os osciladores Pierce, Colpitts e Clapp com os sensores SAW na malha de realimentação, respectivamente.

Figura 19 - Oscilador Pierce com sensor SAW na malha de realimentação.



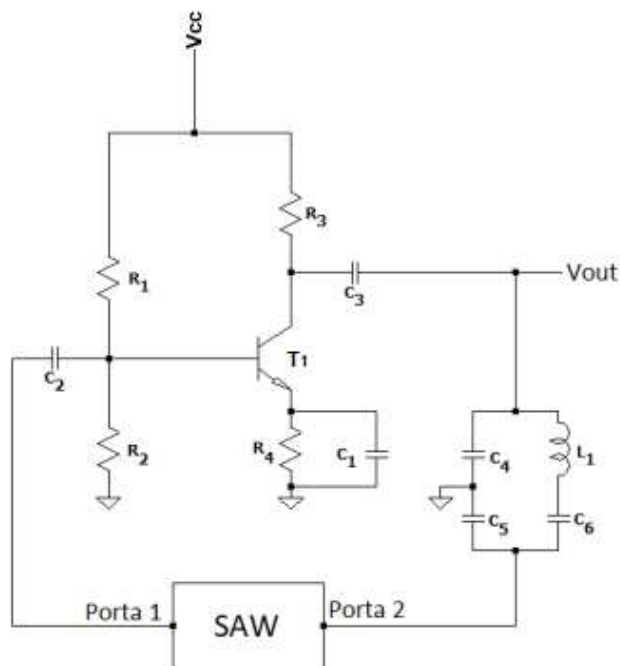
Fonte: Adaptado de (BERNARDES, 2020).

Figura 20 - Oscilador Colpitts com sensor SAW na malha de realimentação.



Fonte: Adaptado de (YADAVI, 2013).

Figura 21 - Oscilador Clapp com sensor SAW na malha de realimentação.



Fonte: Adaptado de (YADAVI, 2013).

Para a realização das simulações computacionais foi utilizado o *software* ADS® (*Advanced Design System*®), que é utilizado principalmente para aplicações nessa faixa de frequências e é destaque pela diversidade de bibliotecas disponíveis para aplicações em rádio-frequência. Para a realização das simulações, foram utilizados os blocos *harmonic balance* e *oscport* de modo a obter a tensão de saída para cada oscilador com o modelo de sensor SAW na malha de realimentação.

Os dados de entrada da simulação são os componentes do oscilador senoidal e os componentes do modelo de sensor SAW. Os dados de saída são a amplitude e a frequência da tensão  $V_{out}$ . Em seguida, uma análise comparativa dos valores de amplitude e frequência foi realizada. A frequência de oscilação foi comparada com o valor teórico, 117 MHz, por meio do cálculo do erro percentual para verificar qual oscilador apresentou maior estabilidade em relação à frequência. Já a amplitude da tensão de saída foi comparada com zero, de modo que se o valor for não nulo, significa que a oscilação ocorreu.

A partir da análise da frequência de oscilação e da amplitude da tensão de saída foi possível determinar o desempenho individual de cada oscilador. Uma vez determinado o desempenho individual de cada oscilador, foi determinado o oscilador com melhor desempenho para ser utilizado em conjunto com o sensor SAW. Os passos para a

determinação do oscilador com melhor desempenho para ser utilizado com o sensor SAW estão apresentados na Seção 6.4.

## 6.4 ANÁLISE COMPARATIVA DO DESEMPENHO DOS OSCILADORES PELO MÉTODO DE MONTECARLO

Para a análise comparativa do desempenho dos osciladores senoidais modelo de sensor SAW de Bernardes (2020), foi adicionado o bloco *Montecarlo* com o objetivo de analisar a sensibilidade de cada componente de cada oscilador. Assim, foi feita uma variação uniforme de 20% em cada componente do oscilador e do modelo do sensor de forma individual, com um total de 250 iterações (MILLER, 2008). Para a variação de cada componente foram plotados gráficos da amplitude em função do valor do componente e da frequência em função do valor do componente. Com esses gráficos foi possível analisar a influência da variação de cada componente no circuito.

Após serem feitas todas as simulações individuais, foram variados todos os componentes simultaneamente com tolerância de 20% em um total de 1000 iterações (MILLER, 2008). Essas simulações vão indicar a quantidade de iterações que fazem com que o circuito oscile. Quanto maior for o número de iterações em que existem oscilações, maior será a robustez do oscilador. Sendo assim, define-se a variável robustez ( $r$ ) como a porcentagem de iterações em que ocorreu oscilação. Os valores máximos e mínimos de cada componente dos osciladores senoidais Pierce, Colpitts e Clapp e do modelo de sensor SAW de Bernardes (2020) podem ser vistos nas Tabelas 4\*, 5, 6 e 7, respectivamente.

Tabela 4 - Valores máximos e mínimos de cada componente do oscilador Pierce.

Componente	Valor nominal	Valor mínimo	Valor máximo
R <sub>1</sub> (kΩ)	3,5	2,8	4,2
R <sub>2</sub> (kΩ)	3,1	248	3,72
R <sub>3</sub> (Ω)	35	28	42
R <sub>4</sub> (Ω)	80	64	96
C <sub>1</sub> (pF)	12	9,6	14,4
C <sub>2</sub> (nF)	100	80	120
C <sub>3</sub> (nF)	100	80	120
L <sub>1</sub> (μH)	68	-	-
L <sub>2</sub> (μH)	33	-	-
V <sub>CC</sub> (V)	5	4	6

\*Os indutores L<sub>1</sub> e L<sub>2</sub> foram considerados constantes, uma vez que o modelo utilizado era invariável.

Fonte: Adaptado de (BERNARDES, 2020).

Tabela 5 - Valores máximos e mínimos de cada componente do oscilador Colpitts.

Componente	Valor nominal	Valor mínimo	Valor máximo
R <sub>1</sub> (kΩ)	7,9	6,32	9,48
R <sub>2</sub> (kΩ)	4,5	3,6	5,4
R <sub>3</sub> (kΩ)	4,6	3,68	5,52
R <sub>4</sub> (kΩ)	2	1,6	2,4
C <sub>1</sub> (pF)	5	4	6
C <sub>2</sub> (nF)	100	80	120
C <sub>3</sub> (nF)	100	80	120
C <sub>4</sub> (pF)	227	181,6	272,4
C <sub>5</sub> (nF)	1	0,8	1,2
L <sub>1</sub> (nH)	10	8	12
V <sub>CC</sub> (V)	5	4	6

Fonte: Adaptado de (YADAVI, 2013).

Tabela 6 - Valores máximos e mínimos de cada componente do oscilador Clapp.

Componente	Valor nominal	Valor mínimo	Valor máximo
R <sub>1</sub> (kΩ)	7,9	6,32	9,48
R <sub>2</sub> (kΩ)	4	3,2	4,8
R <sub>3</sub> (kΩ)	4,6	3,68	5,52
R <sub>4</sub> (kΩ)	2	1,6	2,4
C <sub>1</sub> (pF)	5	4	6
C <sub>2</sub> (nF)	100	80	120
C <sub>3</sub> (nF)	100	80	120
C <sub>4</sub> (pF)	24,8	19,84	29,76
C <sub>5</sub> (pF)	2	1,6	2,4
C <sub>6</sub> (nF)	4	3,2	4,8
L <sub>1</sub> (μH)	1	0,8	1,2
V <sub>CC</sub> (V)	5	4	6

Fonte: Adaptado de (YADAVI, 2013).

Tabela 7- Valores máximos e mínimos de cada componente do modelo de Bernardes (2020).

Componente	Valor nominal	Valor mínimo	Valor máximo
R <sub>0</sub> (Ω)	500	400	600
R <sub>1</sub> (Ω)	250	200	300
L <sub>1</sub> (μH)	192,5	154	231
C <sub>0</sub> (fF)	9,53	7,62	11,44
C <sub>1</sub> (fF)	9,53	7,62	11,44
C <sub>2</sub> (pF)	7,3	5,84	8,76

Fonte: (BERNARDES, 2020).

Após todas as análises, foi possível determinar se os osciladores escolhidos são viáveis para serem utilizados em conjunto com o modelo do sensor para a frequência de 117 MHz e qual é o oscilador com melhor desempenho, ou seja, que apresenta o maior  $r$ .

Os resultados obtidos por meio da metodologia com relação ao desempenho individual dos osciladores senoidais escolhidos e da análise comparativa para a

determinação do oscilador com melhor desempenho para ser utilizado em conjunto com o modelo de sensor SAW estão apresentados no Capítulo 7.

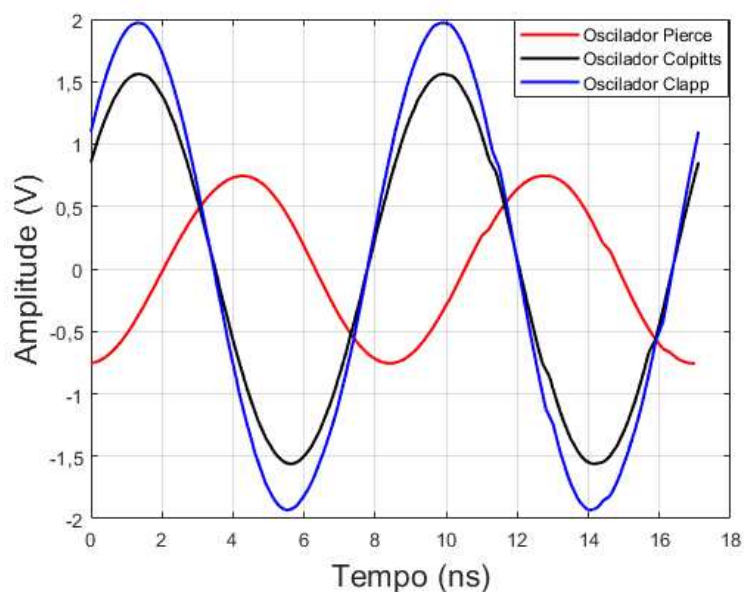
## 7 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos nesse trabalho.

Inicialmente foram feitas simulações de acordo com a metodologia apresentada na Seção 6.3 que corresponde a análise comparativa da tensão de saída dos osciladores Pierce, Colpitts e Clapp com o modelo de sensor SAW de Bernardes (2020) na malha de realimentação.

As tensões de saída,  $V_{out}$ , dos osciladores Pierce, Colpitts e Clapp com o modelo de sensor SAW na malha de realimentação, apresentados nas Figuras 19, 20 e 21 e nas Tabelas 4, 5 e 6, podem ser observadas na Figura 22. Na Tabela 8 estão apresentadas as frequências de oscilação e as amplitudes das tensões de saída dos osciladores Pierce, Colpitts e Clapp.

Figura 22 - Tensão de saída dos osciladores Pierce (Vermelho), Colpitts (Preto) e Clapp (Azul) com modelo de SAW.



Fonte: Autor.

Tabela 8 - Amplitude e frequência da tensão de saída dos osciladores senoidais simulados com sensor SAW na malha de realimentação.

Configuração	Amplitude (V)	Frequência (MHz)	Erro - Frequência (%)
Oscilador Pierce com SAW	0,75	117,63	0,54
Oscilador Colpitts com SAW	1,56	116,69	0,26
Oscilador Clapp com SAW	1,95	116,78	0,19

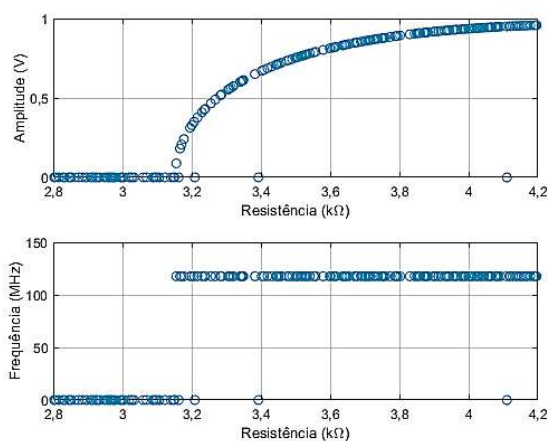
Fonte: Autor.

Conforme observado na Figura 22 e na Tabela 7, as três topologias apresentaram oscilação na tensão de saída, com amplitude superior a zero, e frequência de oscilação com erro percentual inferior a 1% em relação a frequência de ressonância do modelo do sensor. Esses resultados constataam a viabilidade do uso dos três osciladores com o modelo de sensor SAW de Bernardes (2020), dado os valores dos componentes considerados. Porém, os componentes elétricos apresentam uma margem de erro em relação ao seu valor nominal. Assim, em seguida foi feita uma análise de sensibilidade pelo método de Montecarlo, tomando como base uma variação de até 20% em relação ao valor nominal de cada componente para os osciladores Pierce, Colpitts e Clapp.

a) ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DOS COMPONENTES DO OSCILADOR PIERCE.

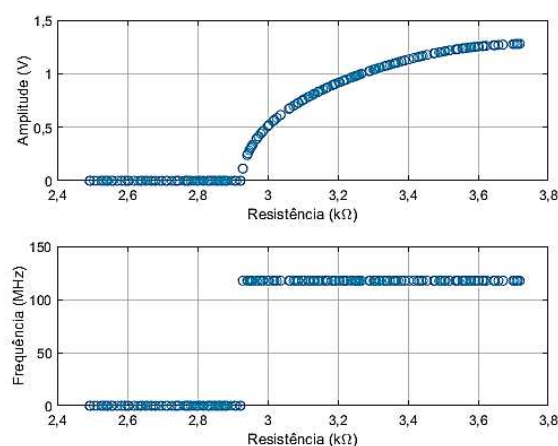
Inicialmente foi feita a análise de cada componente individualmente do oscilador Pierce com 250 iterações entre os valores máximos e mínimos apresentados na Tabela 4. Nas Figuras 23 a 30 estão apresentadas a tensão e a frequência da tensão de saída com as variações feitas em  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $V_{cc}$  a partir da simulação de Montecarlo, respectivamente.

Figura 23 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_1$ .



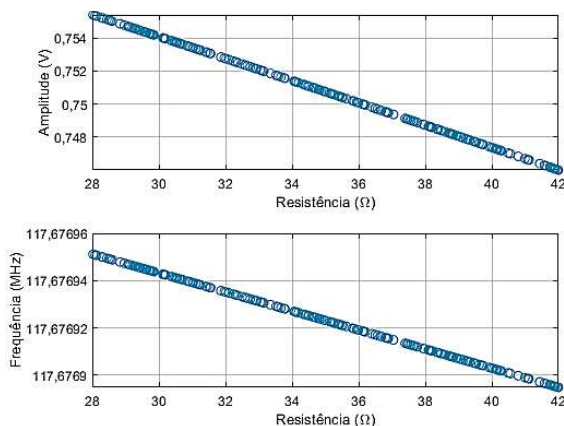
Fonte: Autor.

Figura 24 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_2$ .



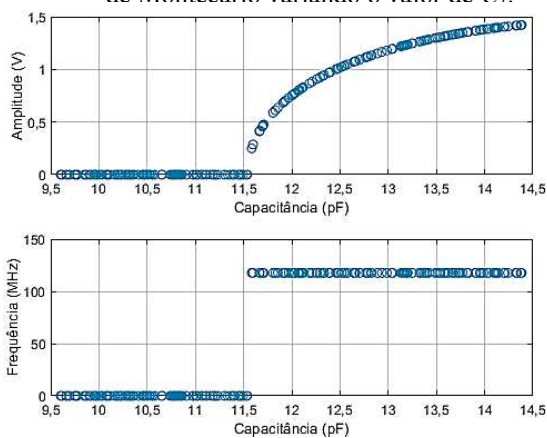
Fonte: Autor.

Figura 25 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_3$ .



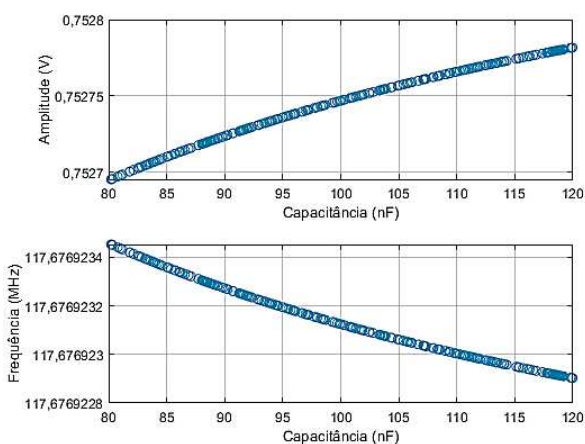
Fonte: Autor.

Figura 27 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_1$ .



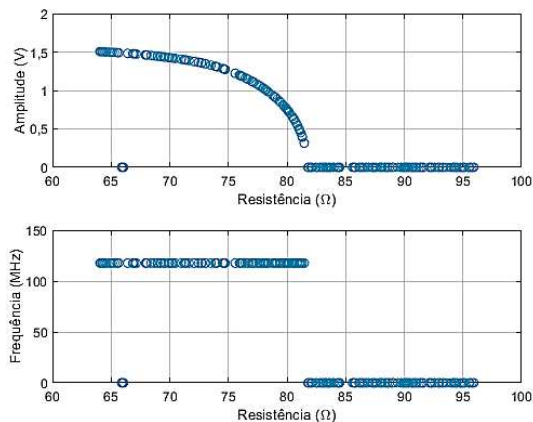
Fonte: Autor.

Figura 29 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_3$ .



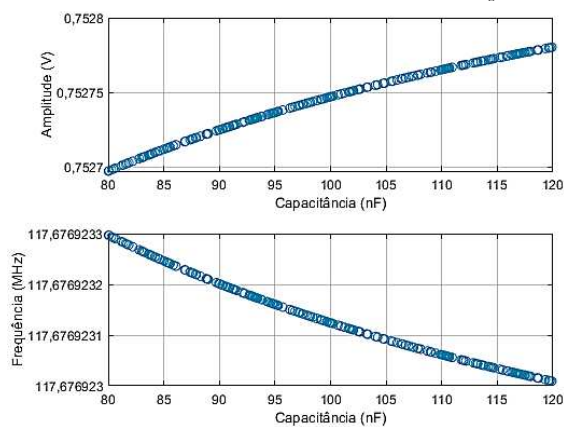
Fonte: Autor.

Figura 26 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_4$ .



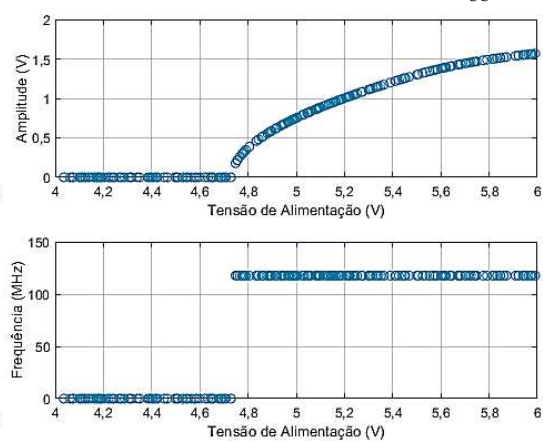
Fonte: Autor.

Figura 28 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_2$ .



Fonte: Autor.

Figura 30 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de  $V_{CC}$ .



Fonte: Autor.



Conforme apresentado nas Figuras 23, 24, 26 e 30, constata-se que os resistores  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_4$  e a tensão de alimentação  $V_{CC}$  influenciam diretamente na amplitude da tensão de saída e não exercem influência significativa na frequência de oscilação, dado que a variação é inferior a 0,0026%, 0,0051%, 0,0016% e 0,0013%, respectivamente, dentre os valores não-nulos. Outro ponto importante a ser destacado é que, para valores de  $R_1$  igual ou inferior a 3,15 k $\Omega$ , para valores de  $R_2$  igual ou inferior a 2,923 k $\Omega$ , para valores de  $R_4$  igual ou superior a 81,78  $\Omega$  e para valores de  $V_{CC}$  igual ou inferior a 4,73 V, não há oscilação. Nesses casos, a ausência de oscilação indica que a região de operação do transistor BFP405 foi modificada, passando da região ativa para a região de corte devido a elevação da tensão de base nos casos de  $R_1$  e  $R_4$  e da redução da tensão de base nos casos de  $R_2$  e  $V_{CC}$ . Além disso, houve oscilação em 185 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 74% para  $R_1$ ; houve oscilação em 158 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 63,2% no caso de  $R_2$ ; houve oscilação em 134 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 53,6% no caso de  $R_4$ ; e houve oscilação em 170 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 68% no caso de  $V_{CC}$ .

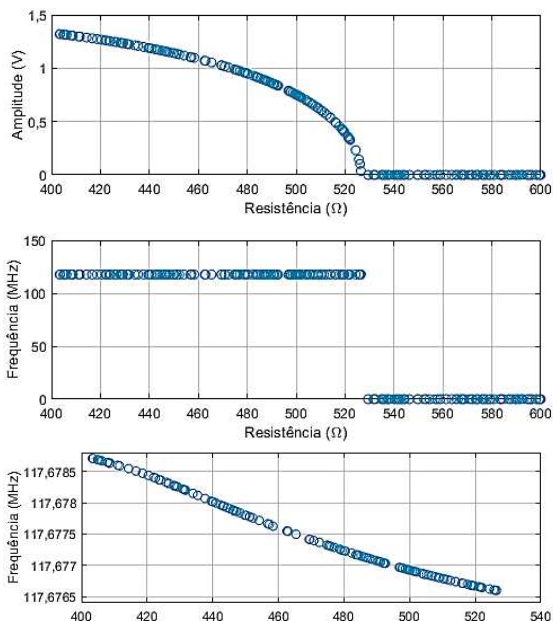
Ao analisar os resultados da Figura 25, constata-se que o resistor  $R_3$  não exerce influência significativa na amplitude e na frequência de oscilação da tensão de saída, dado que as variações são de 1,24% e 0,000055%, respectivamente. Para essa variação, a região de operação do transistor BFP405 sempre será a ativa. Além disso, houve oscilação em todas as 250 iterações, correspondendo a um percentual de 100%.

No caso da Figura 27, constata-se que o capacitor  $C_1$  influencia diretamente na amplitude da tensão de saída e não exerce influência significativa na frequência de oscilação, dado que a variação é inferior a 0,00085% dentre os valores não-nulos. Outro ponto importante a ser destacado é que, para valores de  $C_1$  igual ou inferior a 11,54 nF, não há oscilação. Nesse caso, a redução do valor da capacitância aumenta o módulo da impedância vista pelo emissor e, conseqüentemente, aumenta a tensão de emissor, fazendo com que o transistor entre na região de corte. Além disso, houve oscilação em 134 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 53,6%.

Por sua vez, ao analisar os resultados das Figuras 28 e 29, os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  não exercem influência significativa na amplitude e na frequência de oscilação da tensão de saída, dado que as variações são inferiores a 0,02%. Esse resultado era esperado, uma vez que esses capacitores têm como função apenas o desacoplamento do nível CC. Além disso, houve oscilação em todas as 250 iterações dos valores dos dois capacitores, correspondendo a um percentual de 100%.

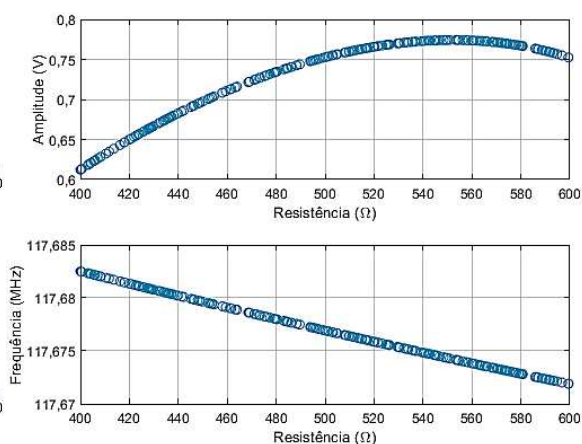
Em seguida foi feita a análise de cada componente individualmente do modelo de sensor SAW de Bernardes (2020) com 250 iterações entre os valores máximos e mínimos apresentados na Tabela 7. Nas Figuras 31 a 38 estão apresentadas a tensão e a frequência de saída do oscilador Pierce com as variações feitas em  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_{21}$ ,  $C_{22}$  e  $L_1$  a partir da simulação de Montecarlo, respectivamente.

Figura 31 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $R_{01}$  do modelo de Bernardes (2020).



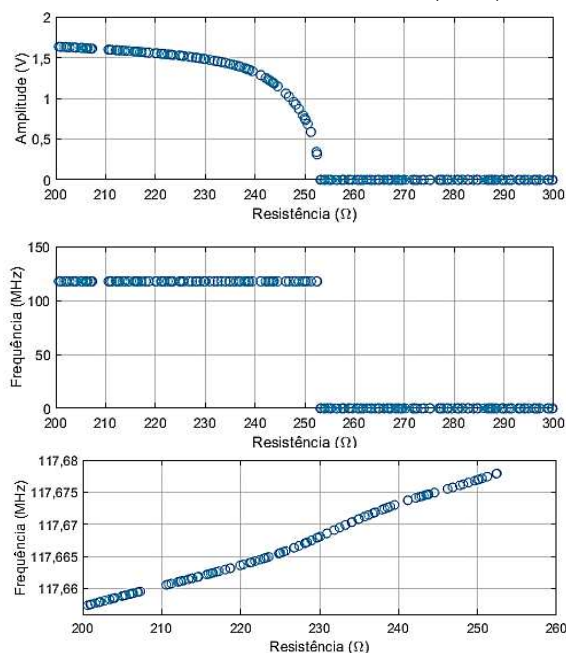
Fonte: Autor.

Figura 32 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $R_{02}$  do modelo de Bernardes (2020).



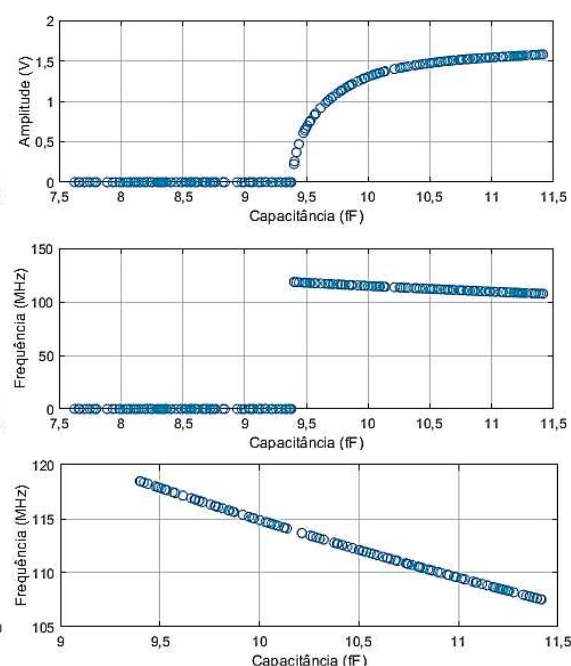
Fonte: Autor.

Figura 33 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $R_1$  do modelo de Bernardes (2020).



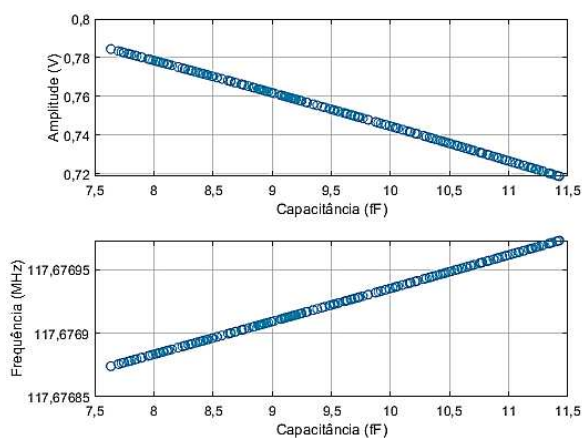
Fonte: Autor.

Figura 34 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $C_0$  do modelo de Bernardes (2020).



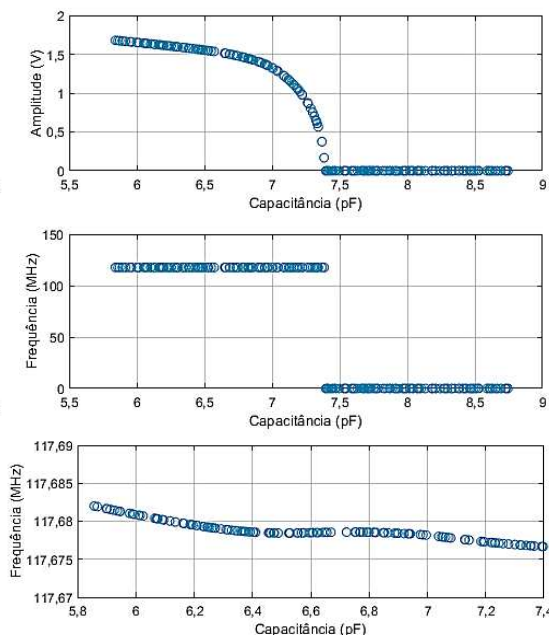
Fonte: Autor.

Figura 35 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $C_1$  do modelo de Bernardes (2020).



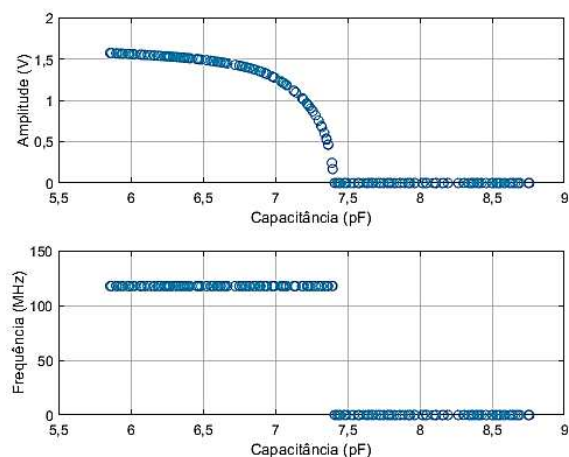
Fonte: Autor.

Figura 36 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $C_{21}$  do modelo de Bernardes (2020).



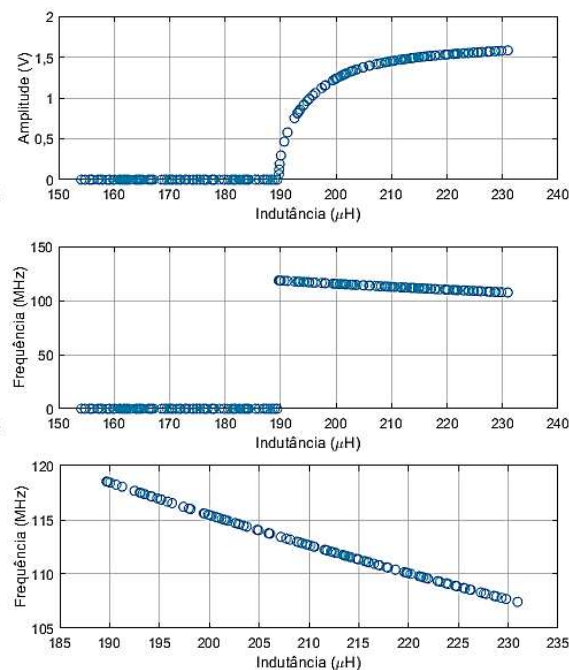
Fonte: Autor.

Figura 37 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $C_{22}$  do modelo de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

Figura 38 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce variando o valor de  $L_1$  do modelo de Bernardes (2020).



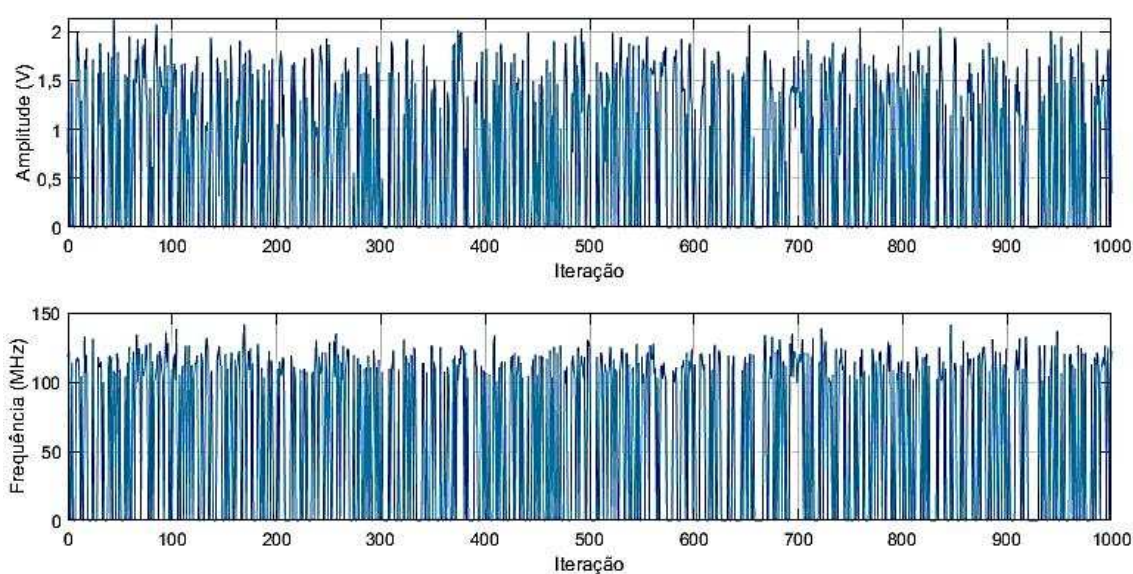
Fonte: Autor.

Conforme apresentado nas Figuras 31 a 38, observa-se que todos os componentes do sensor influenciam diretamente na amplitude da tensão de saída, uma vez que a alteração dos seus valores modifica a impedância equivalente vista pelo oscilador,

alterando o ganho de malha aberta. Por outro lado, ao analisar a frequência de oscilação, constata-se que a tensão de saída é mais sensível a variações dos componentes  $C_0$  e  $L_1$ , com variação de 11 MHz na faixa de valores analisados. Com relação aos componentes  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_{21}$  e  $C_{22}$ , verifica-se variações na frequência de oscilação de 2,1 kHz, 11 kHz, 21 kHz, 0,1 kHz, 7 kHz e 2 kHz, respectivamente, indicando que a frequência de oscilação da tensão de saída do oscilador Pierce é menos sensível a variação desses componentes do modelo de Bernardes (2020). Além disso, houve oscilação em 165 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 66% para  $R_{01}$ ; houve oscilação em todas as 250 iterações, correspondendo a um percentual de 100% no caso de  $R_{02}$ ; houve oscilação em 120 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 48% no caso de  $R_1$ ; houve oscilação em 138 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 55,2% no caso de  $C_0$ ; houve oscilação em todas as 250 iterações, correspondendo a um percentual de 100% no caso de  $C_1$ ; houve oscilação em 145 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 58% no caso de  $C_{21}$ ; houve oscilação em 131 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 52,4% no caso de  $C_{22}$ ; e houve oscilação em 130 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 52% no caso de  $L_1$ .

Por fim, foi feita a simulação com a variação simultânea dos valores de todos os componentes em 20% pelo método de Montecarlo com 1000 iterações. Na Figura 39 estão apresentadas a amplitude e a frequência de oscilação em cada iteração.

Figura 39 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Pierce após simulação de Montecarlo variando o valor de todos os componentes do oscilador e do modelo do sensor SAW de Bernardes (2020).



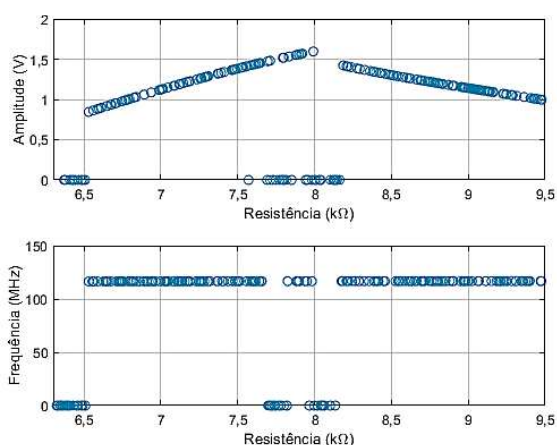
Fonte: Autor.

Após a obtenção dos dados da Figura 39, constatou-se que houve oscilação em 499 das 1000 iterações para o caso com variação simultânea de todos os componentes do oscilador Pierce, correspondendo a um  $r$  de 49,9%.

#### b) ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DOS COMPONENTES DO OSCILADOR COLPITTS.

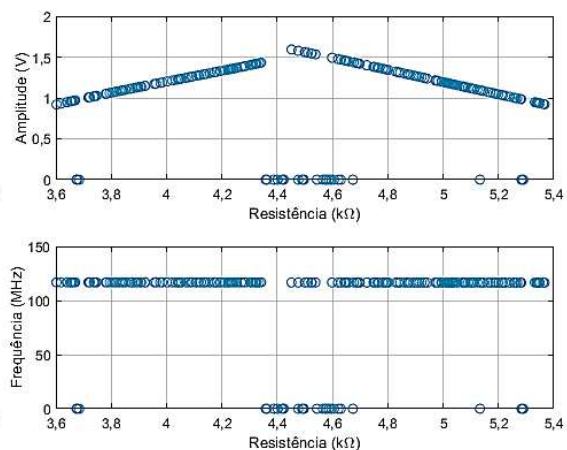
Inicialmente foi feita a análise de cada componente do oscilador Colpitts individualmente com 250 iterações entre os valores máximos e mínimos apresentados na Tabela 5. Nas Figuras 40 a 50 estão apresentadas a tensão e a frequência da tensão de saída com as variações feitas em  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $L_1$  e  $V_{CC}$  a partir da simulação de Montecarlo, respectivamente.

Figura 40 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_1$ .



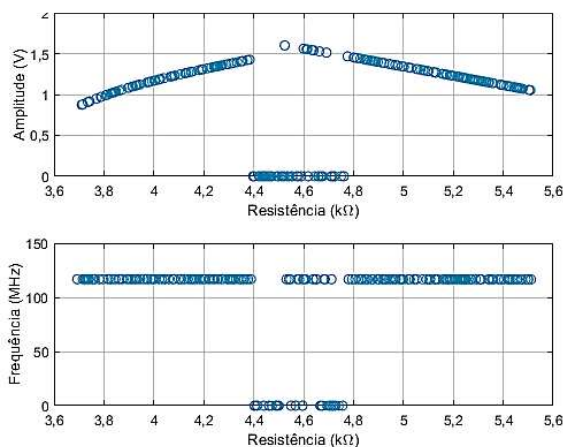
Fonte: Autor.

Figura 41 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_2$ .



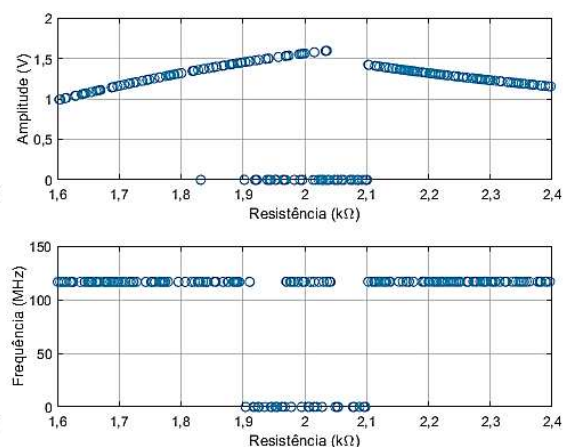
Fonte: Autor.

Figura 42 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_3$ .



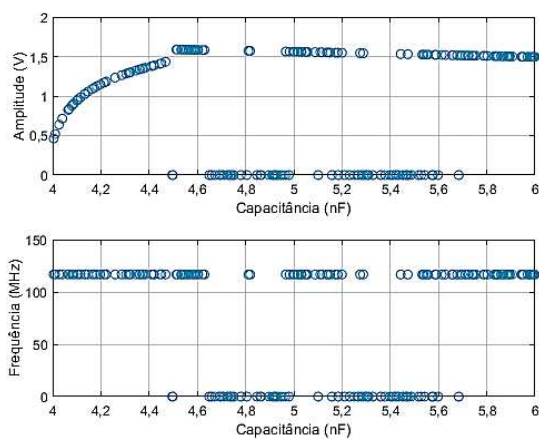
Fonte: Autor.

Figura 43 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_4$ .



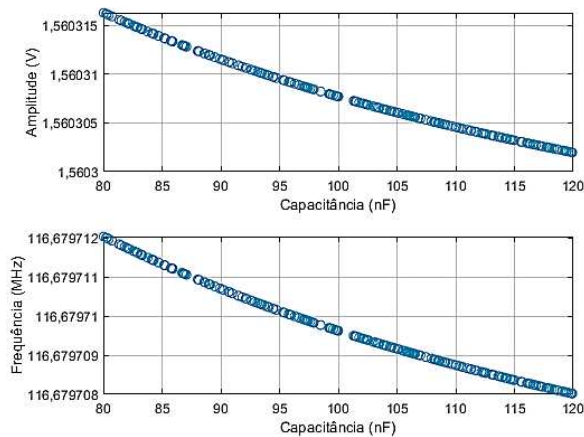
Fonte: Autor.

Figura 44 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_1$ .



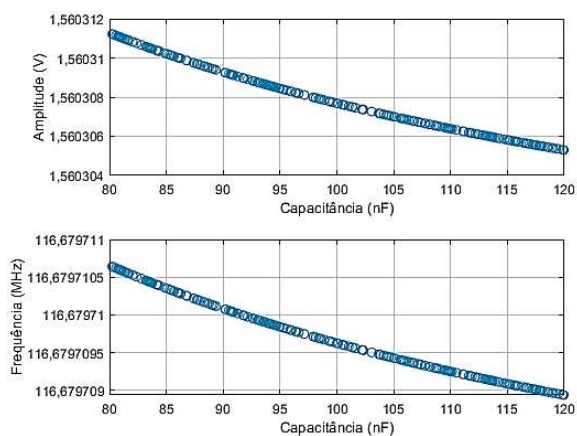
Fonte: Autor.

Figura 45 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_2$ .



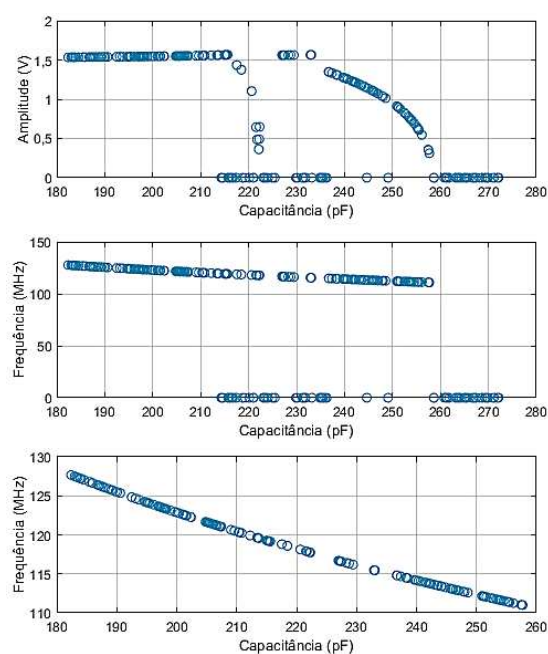
Fonte: Autor.

Figura 46 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_3$ .



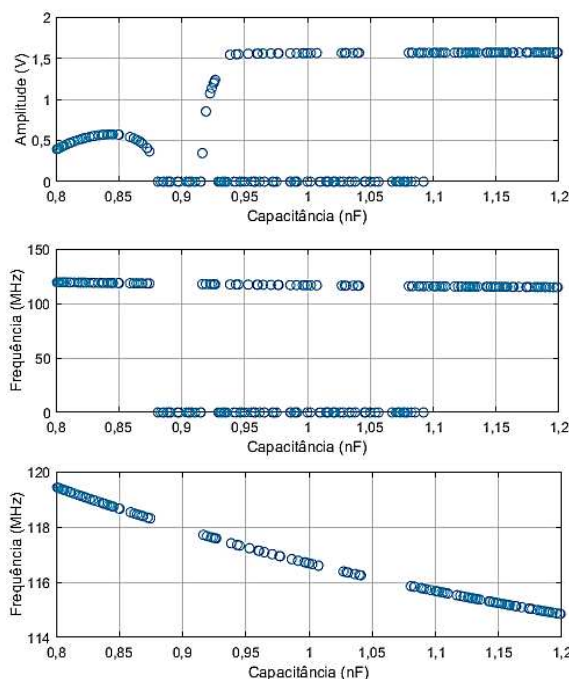
Fonte: Autor.

Figura 47 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_4$ .



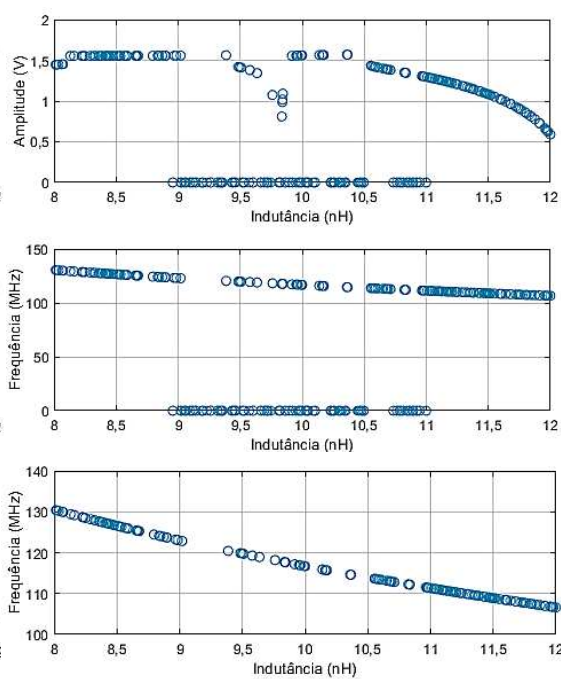
Fonte: Autor.

Figura 48 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_5$ .



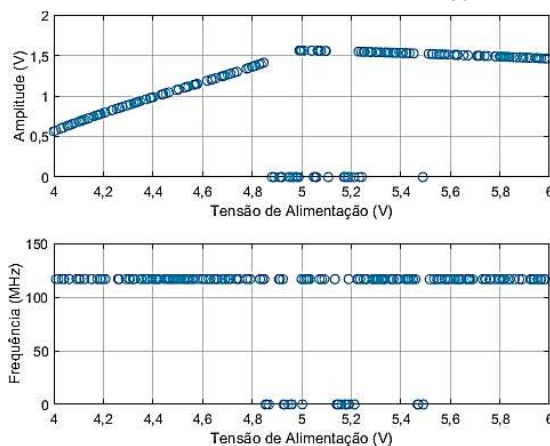
Fonte: Autor.

Figura 49 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $L_1$ .



Fonte: Autor.

Figura 50 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de  $V_{CC}$ .



Fonte: Autor.

Conforme apresentado nas Figuras 40, 41, 42, 43, 44 e 50, constata-se que os resistores  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$ , o capacitor  $C_1$  e a tensão de alimentação  $V_{CC}$  influenciam diretamente na amplitude da tensão de saída, com variações de 47,04%, 42,08%, 45,29%, 37,85%, 70,90% e 63,79% dado os valores não nulos, respectivamente, e não exercem influência significativa na frequência de oscilação, dado que as variações são de 0,25%, 0,23%, 0,17%, 0,21%, 0,13% e 0,14% dentre os valores não-nulos, respectivamente. Outro ponto importante a ser destacado é que, para valores de  $R_1$  igual ou inferior a

6,51 k $\Omega$ . Nesse caso, a ausência de oscilação indica que a região de operação do transistor BFR92P foi modificada, passando da região ativa para a região de corte devido a elevação da tensão de base. Outra faixa de valores em há casos sem oscilação ocorre entre 7,5 k $\Omega$  e 8,2 k $\Omega$  para  $R_1$ , entre 4,35 k $\Omega$  e 4,68 k $\Omega$  para  $R_2$ , entre 4,39 k $\Omega$  e 4,77 k $\Omega$  para  $R_3$ , entre 1,9 k $\Omega$  e 2,1 k $\Omega$  para  $R_4$ , entre 4,5 nF e 5,7 nF para  $C_1$  e entre 4,88 V e 5,24 V para  $V_{CC}$ . Nesses casos, a corrente da base do transistor é elevada o suficiente a ponto de fazer com que a tensão entre coletor e emissor seja muito pequena, levando o BFR92P para a região de saturação. Além disso, houve oscilação em 207 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 82,8% para  $R_1$ , houve oscilação em 213 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 85,2% para  $R_2$ , houve oscilação em 206 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 82,4% para  $R_3$ , houve oscilação em 195 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 78% para  $R_4$ , houve oscilação em 162 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 64,8% para  $C_1$  e houve oscilação em 218 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 87,2% para  $V_{CC}$ .

Ao analisar os resultados das Figuras 45 e 46, os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  não exercem influência significativa na amplitude e na frequência de oscilação da tensão de saída, dado que as variações são inferiores a 0,02%. Esse resultado era esperado, uma vez que esses capacitores tem como função apenas o desacoplamento do nível CC. Além disso, houve oscilação em todas as 250 iterações dos valores dos dois capacitores, correspondendo a um percentual de 100%.

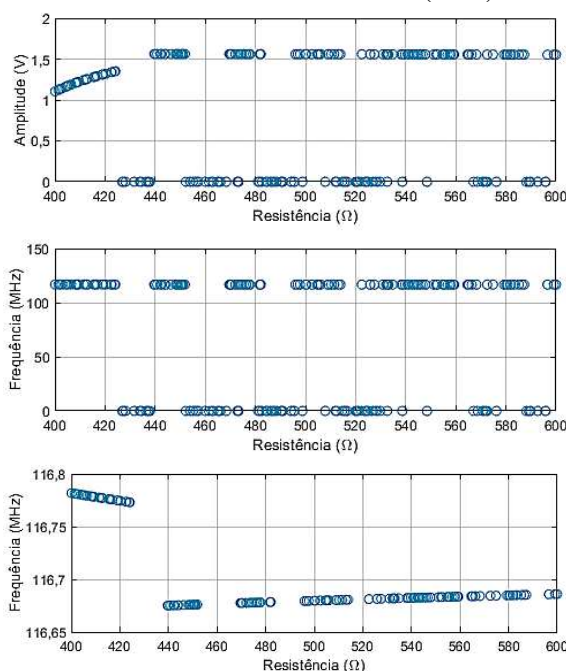
Por sua vez, com os resultados apresentados nas Figuras 47, 48 e 49, constata-se que os capacitores  $C_4$  e  $C_5$  e o indutor  $L_1$  influenciam diretamente na amplitude e na frequência da tensão de saída, dado que a variação é de 80,07%, 77,94% e 48,18% na amplitude e 13,07%, 3,83% e 18,25% na frequência dentre os valores não-nulos, respectivamente. Outro ponto importante a ser destacado é que, para valores de  $C_4$  igual ou superior a 258,66 nF, não há oscilação. Nesse caso, a ausência de oscilação indica que a frequência de oscilação do circuito é muito diferente da frequência de ressonância do sensor (117,6 MHz). Outra faixa de valores em há casos sem oscilação ocorre entre 214,3 nF e 236,3 nF para  $C_4$ , entre 0,88 nF e 1,1 nF para  $C_5$  e entre 8,9 nH e 11 nH para  $L_1$ . Nesse caso, a corrente da base do transistor é elevada o suficiente a ponto de fazer com que a tensão entre coletor e emissor seja muito pequena, levando o BFR92P para a região de saturação. Além disso, houve oscilação em 171 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 68,4% para  $C_4$ , houve oscilação em 156 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 62,4% para  $C_5$  e houve oscilação em 163



das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 65,2% para  $L_1$ .

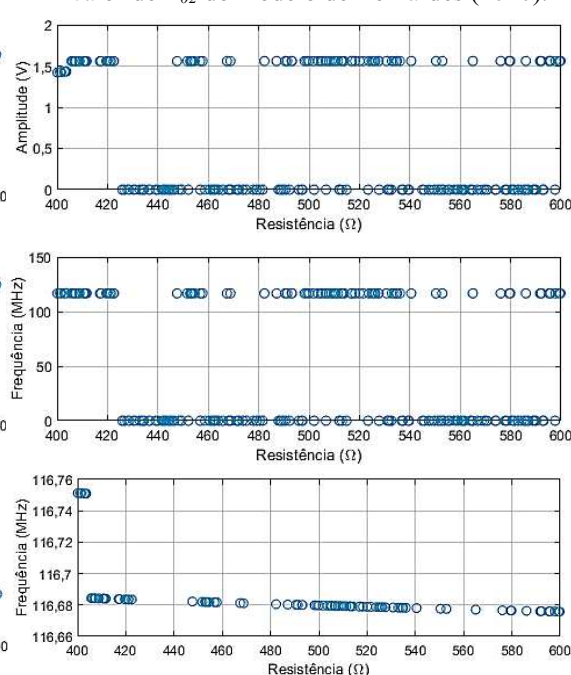
Em seguida foi feita a análise de cada componente individualmente do modelo de sensor SAW de Bernardes (2020) com 250 iterações entre os valores máximos e mínimos apresentados na Tabela 7. Nas Figuras 41 a 48 estão apresentadas a tensão e a frequência de saída do oscilador Colpitts com as variações feitas em  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_0$ ,  $C_{21}$ ,  $C_{22}$  e  $L_1$  a partir da simulação de Montecarlo, respectivamente.

Figura 41 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $R_{01}$  do modelo de Bernardes (2020).



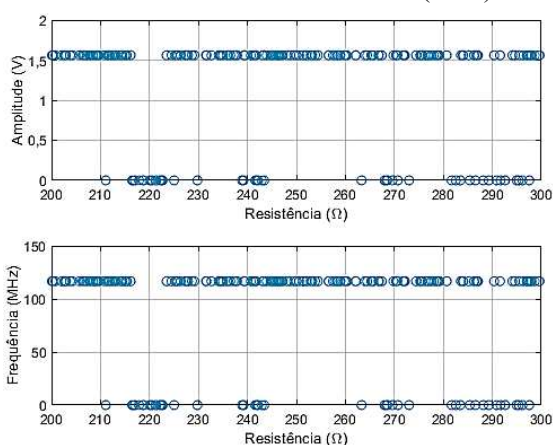
Fonte: Autor.

Figura 42 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $R_{02}$  do modelo de Bernardes (2020).



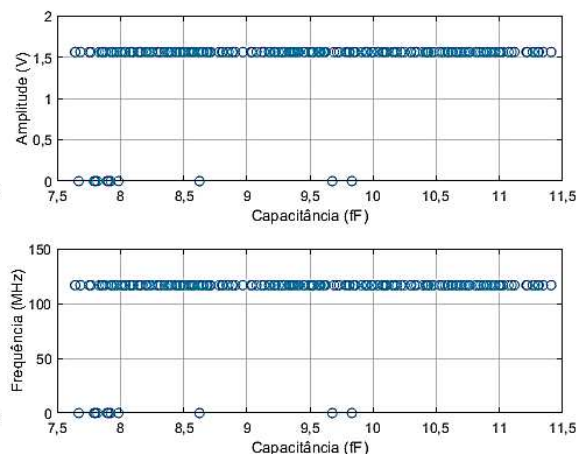
Fonte: Autor.

Figura 43 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $R_1$  do modelo de Bernardes (2020).



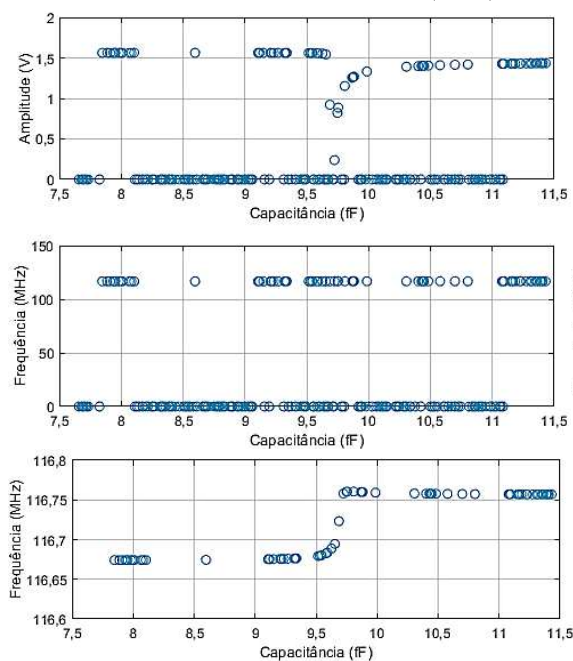
Fonte: Autor.

Figura 44 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $C_1$  do modelo de Bernardes (2020).



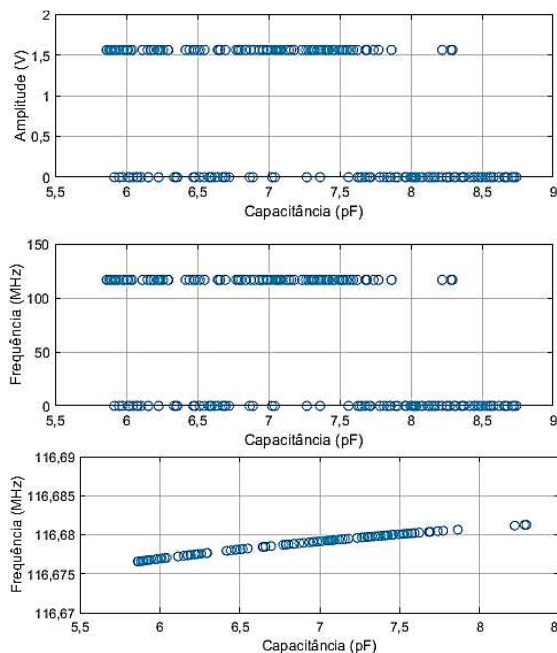
Fonte: Autor.

Figura 45 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $C_0$  do modelo de Bernardes (2020).



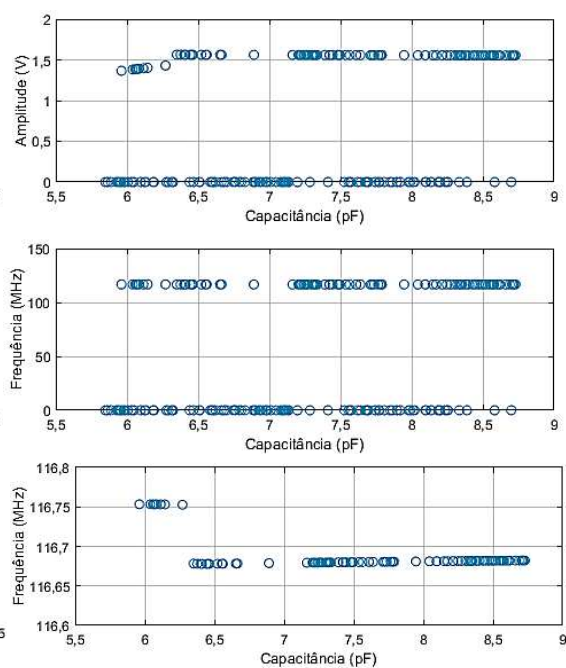
Fonte: Autor.

Figura 47 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $C_{22}$  do modelo de Bernardes (2020).



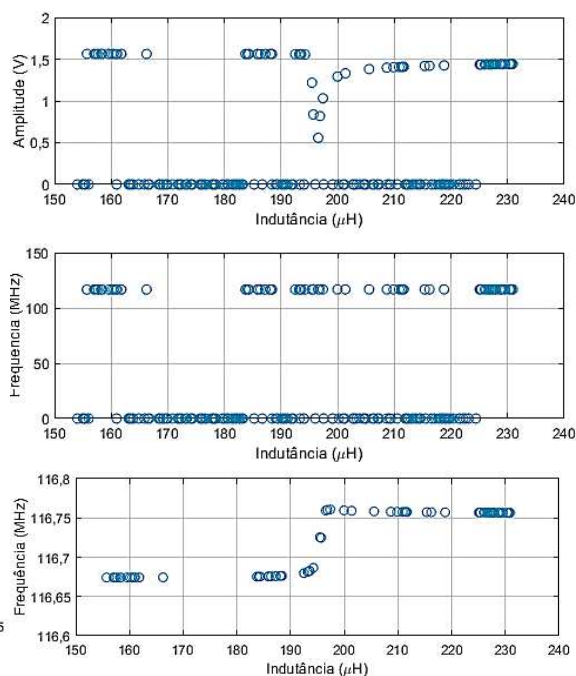
Fonte: Autor.

Figura 46 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $C_{21}$  do modelo de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

Figura 48 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts variando o valor de  $L_1$  do modelo de Bernardes (2020).



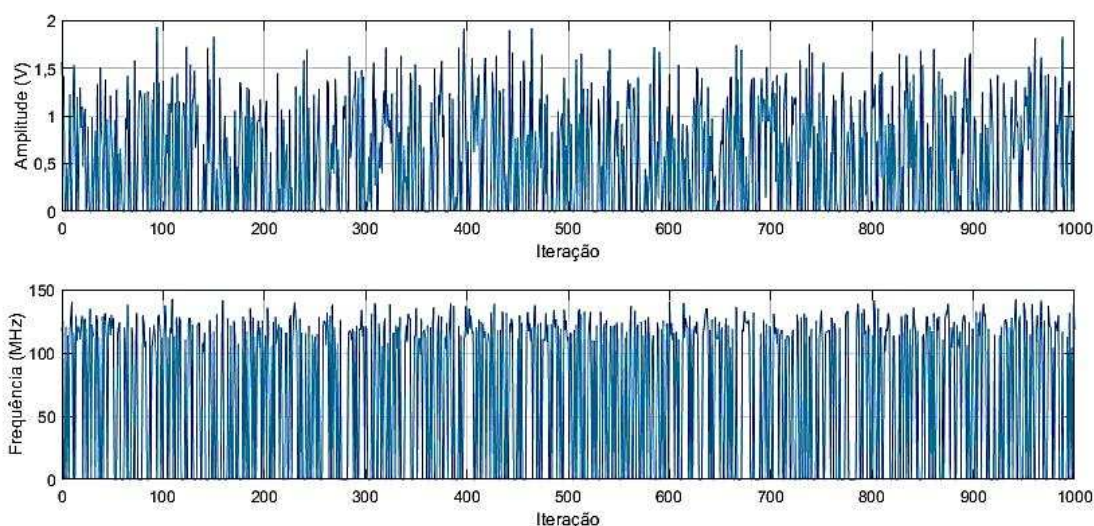
Fonte: Autor.

Conforme apresentado nas Figuras 41 a 48, observa-se que os componentes  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $C_0$ ,  $C_{21}$  e  $L_1$  do sensor influenciam diretamente na amplitude da tensão de saída, dado que o ponto de operação do sensor foi modificado em relação ao ponto de operação do

oscilador Colpitts. Esses componentes também são os que mais exercem influência na frequência de oscilação, com variações de 115 kHz, 78 kHz, 90 kHz, 76 kHz e 85 kHz na faixa de valores analisados, respectivamente. Com relação aos componentes  $R_1$  e  $C_1$  não há variação na frequência de oscilação, já pra  $C_{22}$ , a variação é de 6 kHz, indicando que a frequência de oscilação da tensão de saída do oscilador Colpitts é menos sensível a variação desses componentes do modelo de Bernardes (2020). Além disso, houve oscilação em 151 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 60,4% para  $R_{01}$ ; houve oscilação em 105 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 42% no caso de  $R_{02}$ ; houve oscilação em 196 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 78,4% no caso de  $R_1$ ; houve oscilação em 80 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 32% no caso de  $C_0$ ; houve oscilação em 236 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 94,4% no caso de  $C_1$ ; houve oscilação em 126 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 50,4% no caso de  $C_{21}$ ; houve oscilação em 131 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 52,4% no caso de  $C_{22}$ ; e houve oscilação em 76 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 30,4% no caso de  $L_1$ .

Por fim, foi feita a simulação com a variação simultânea dos valores de todos os componentes em 20% pelo método de Montecarlo com 1000 iterações. Na Figura 49 estão apresentadas a amplitude e a frequência de oscilação em cada iteração.

Figura 49 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Colpitts após simulação de Montecarlo variando o valor de todos os componentes do oscilador e do modelo do sensor SAW de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

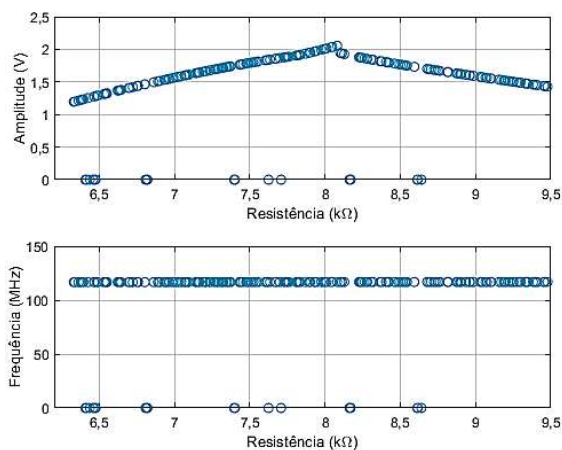
Após a obtenção dos dados da Figura 49, constatou-se que houve oscilação em 563 das 1000 iterações para o caso com variação simultânea de todos os componentes do

oscilador Colpitts, correspondendo a um  $r$  de 56,3%.

c) ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DOS COMPONENTES DO OSCILADOR CLAPP.

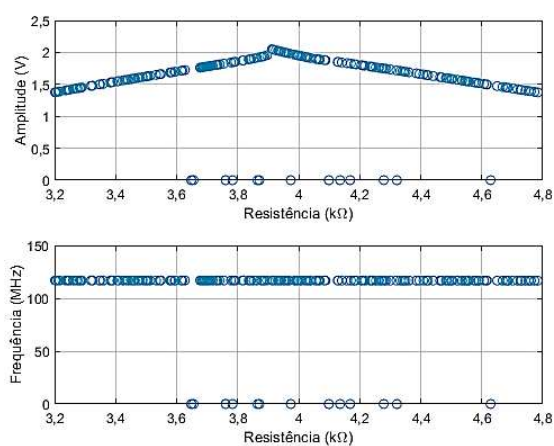
Inicialmente foi feita a análise de cada componente do oscilador Clapp individualmente com 250 iterações entre os valores máximos e mínimos apresentados na Tabela 6. Nas Figuras 50 a 61 estão apresentadas a tensão e a frequência da tensão de saída com as variações feitas em  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_6$ ,  $C_5$ ,  $L_1$  e  $V_{CC}$  a partir da simulação de Montecarlo, respectivamente.

Figura 50 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_1$ .



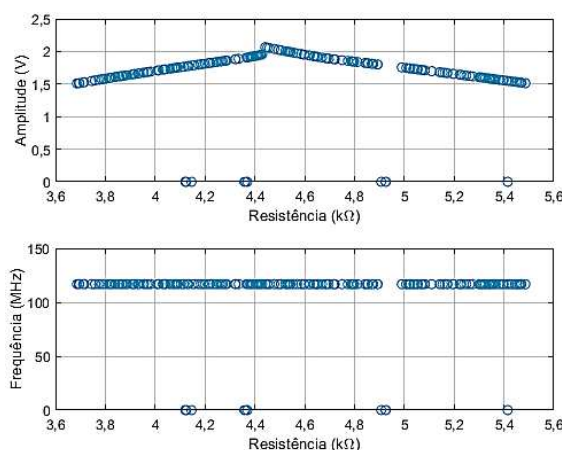
Fonte: Autor.

Figura 51 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_2$ .



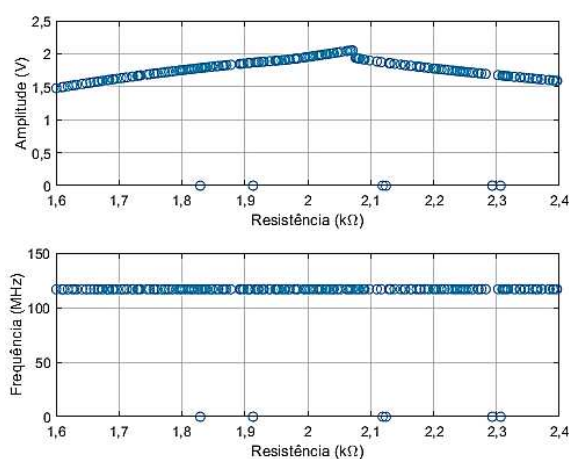
Fonte: Autor.

Figura 52 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_3$ .



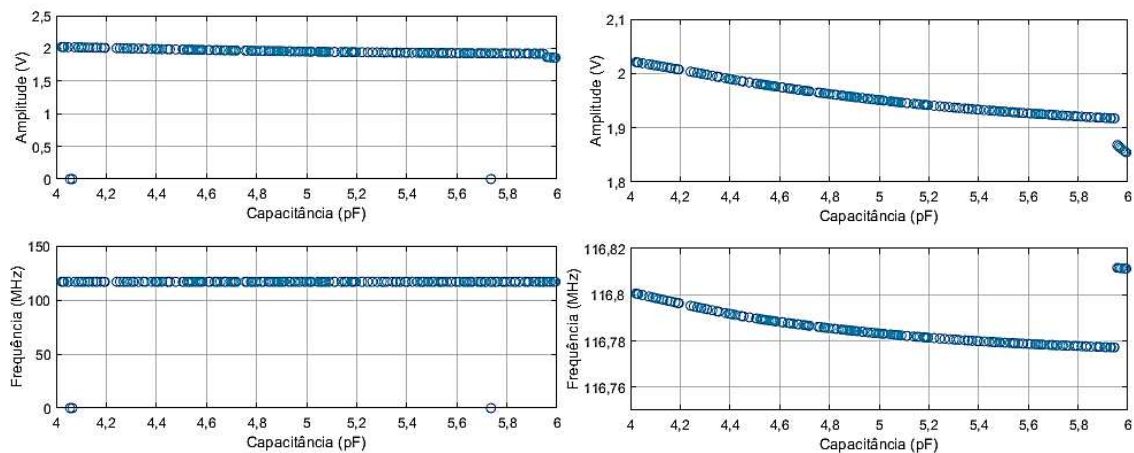
Fonte: Autor.

Figura 53 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $R_4$ .



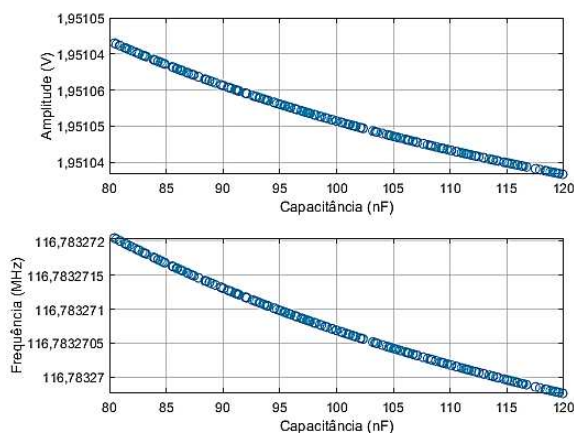
Fonte: Autor.

Figura 54 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_1$ .



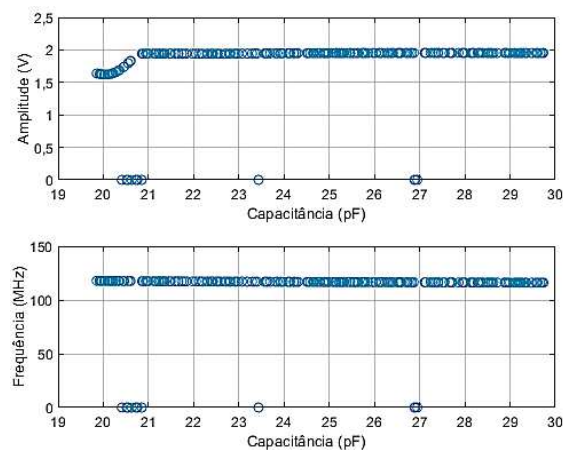
Fonte: Autor.

Figura 55 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_2$ .



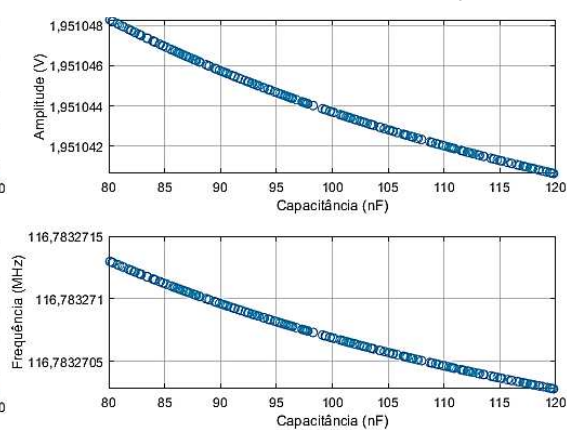
Fonte: Autor.

Figura 57 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_4$ .



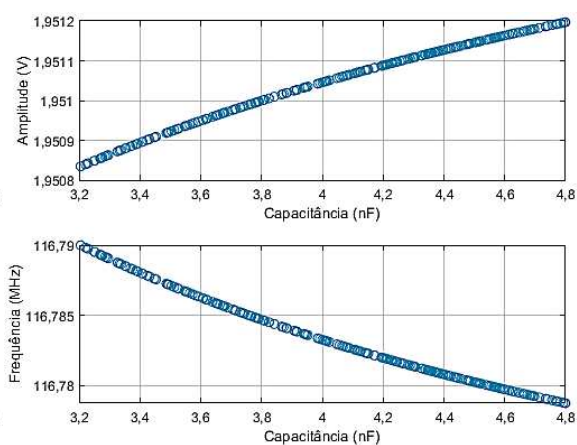
Fonte: Autor.

Figura 56 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_3$ .



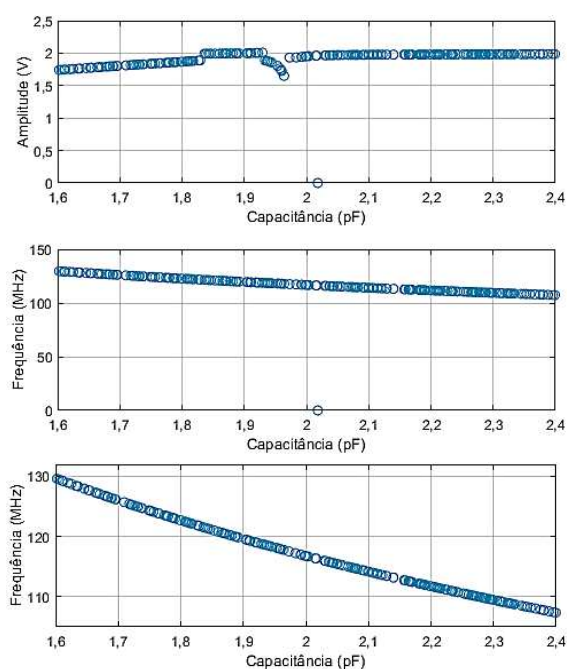
Fonte: Autor.

Figura 58 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_6$ .



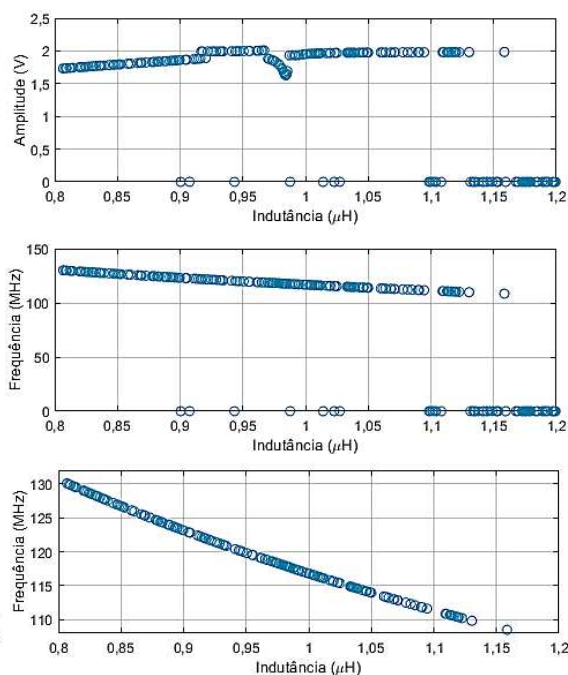
Fonte: Autor.

Figura 59 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $C_5$ .



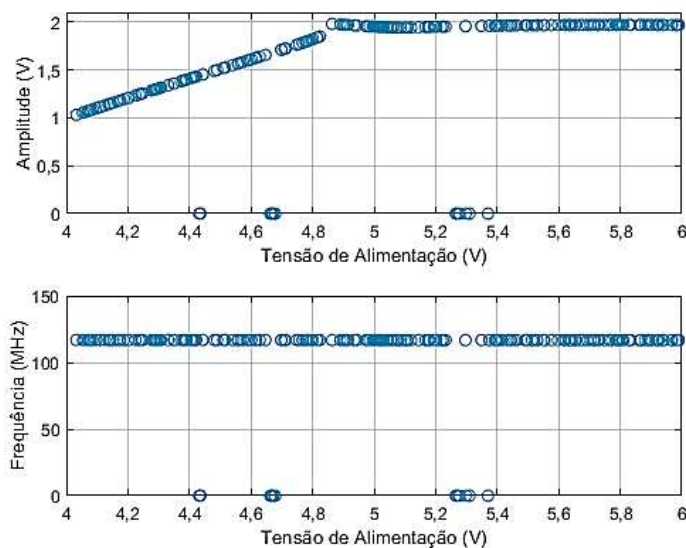
Fonte: Autor.

Figura 60 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $L_1$ .



Fonte: Autor.

Figura 61 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de  $V_{CC}$ .



Fonte: Autor.

Conforme apresentado nas Figuras 50, 51, 52, 53, 54, 57 e 61, constata-se que os resistores  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$ , os capacitores  $C_1$  e  $C_4$  e a tensão de alimentação  $V_{CC}$  influenciam diretamente na amplitude da tensão de saída, com variações de 41,90%, 32,87%, 26,92%, 28%, 8,23%, 16,91% e 47,90% dado os valores não nulos, respectivamente, e não

exercem influência significativa na frequência de oscilação, dado que as variações são de 0,14%, 0,11%, 0,081%, 0,11%, 0,029%, 1,42% e 0,074% dentre os valores não-nulos, respectivamente. Além disso, houve oscilação em 226 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 90,4% para  $R_1$ ; houve oscilação em 234 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 93,6% para  $R_2$ ; houve oscilação em 238 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 95,2% para  $R_3$ ; houve oscilação em 243 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 97,2% para  $R_4$ ; houve oscilação em 247 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 98,8% para  $C_1$ ; houve oscilação em 235 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 94% para  $C_4$  e houve oscilação em 233 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 93,2% para  $V_{CC}$ .

Ao analisar os resultados apresentados nas Figuras 55 e 56, os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  não exercem influência significativa na amplitude e na frequência de oscilação da tensão de saída, dado que as variações são inferiores a 0,02%. Esse resultado era esperado, uma vez que esses capacitores tem como função apenas o desacoplamento do nível CC. Além disso, houve oscilação em todas as 250 iterações dos valores dos dois capacitores, correspondendo a um percentual de 100%.

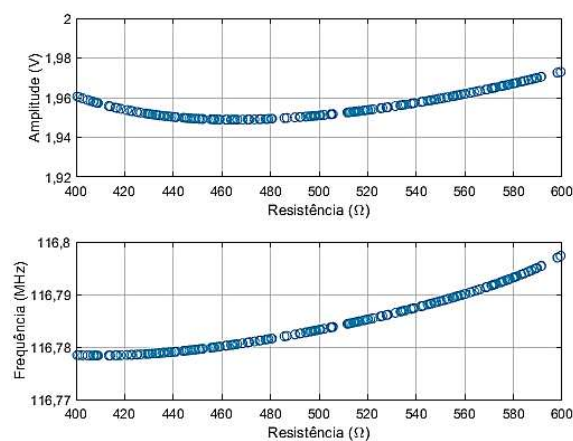
Por sua vez, ao analisar os resultados apresentados nas Figuras 59 e 60, constata-se que o capacitor  $C_5$  e o indutor  $L_1$  influenciam diretamente na amplitude e na frequência da tensão de saída, dado que a variação é de 17,86% e 19% na amplitude e 16,58% e 18,25% na frequência dentre os valores não-nulos, respectivamente. Outro ponto importante a ser destacado é que, para valores de  $L_1$  igual ou superior a 1,13  $\mu\text{H}$ , não há oscilação. Nesse caso, a ausência de oscilação indica que a frequência de oscilação do circuito é muito diferente da frequência de ressonância do sensor (117,6 MHz). Além disso, houve oscilação em 249 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 99,6% para  $C_5$  e houve oscilação em 189 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 75,6% para  $L_1$ .

De acordo com os dados obtidos na Figura 58, constata-se que o capacitor  $C_6$  não exerce influência significativa na amplitude e na frequência da tensão de saída, dado que a variação é de 0,019% na amplitude e 0,094% na frequência dentre os valores não-nulos. Além disso, houve oscilação em todas as 250 iterações, correspondendo a um percentual de 99,6%.

Em seguida foi feita a análise de cada componente individualmente do modelo de sensor SAW de Bernardes (2020) com 250 iterações entre os valores máximos e mínimos

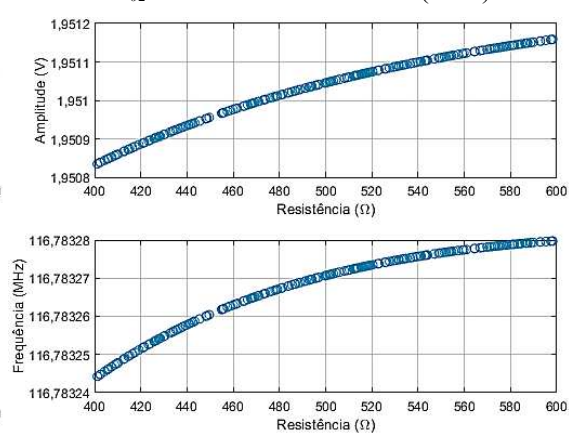
apresentados na Tabela 7. Nas Figuras 59 a 66 estão apresentadas a tensão e a frequência de saída do oscilador Clapp com as variações feitas em  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_0$ ,  $C_{21}$ ,  $C_{22}$  e  $L_1$  a partir da simulação de Montecarlo, respectivamente.

Figura 59 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $R_{01}$  do modelo de Bernardes (2020).



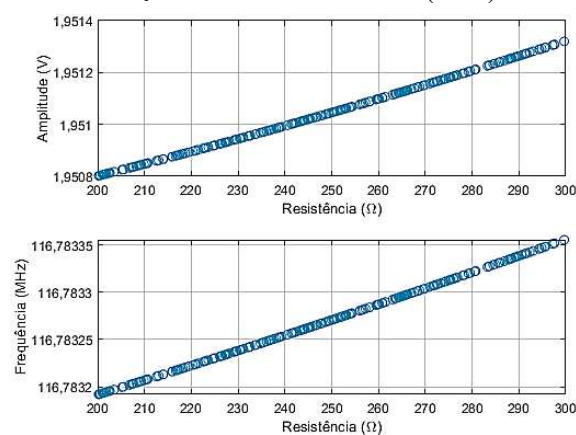
Fonte: Autor.

Figura 60 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $R_{02}$  do modelo de Bernardes (2020).



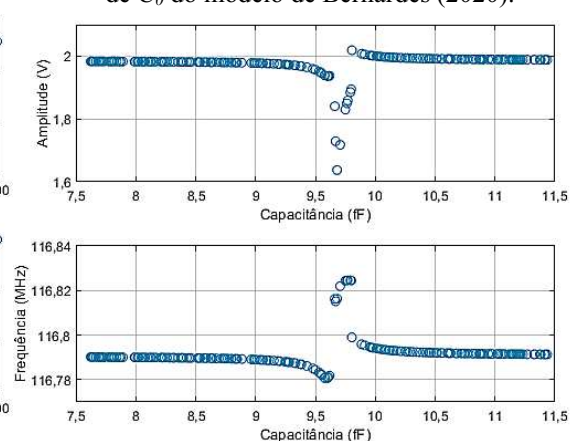
Fonte: Autor.

Figura 61 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $R_1$  do modelo de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

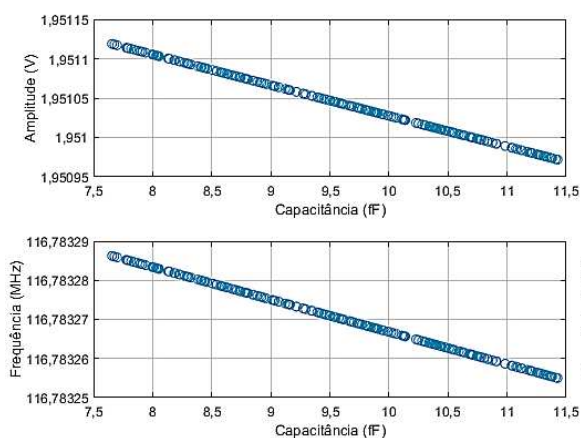
Figura 62 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $C_0$  do modelo de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

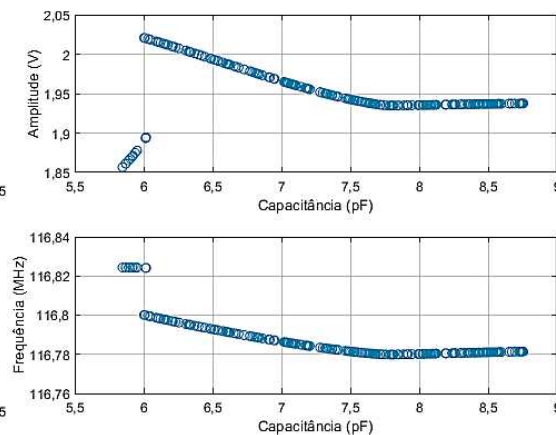


Figura 63 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $C_1$  do modelo de Bernardes (2020).



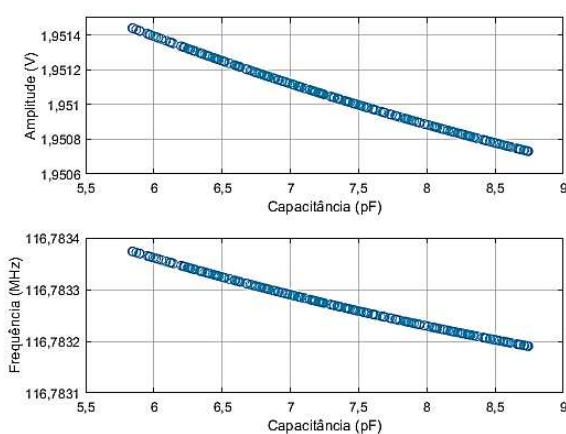
Fonte: Autor.

Figura 64 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $C_{21}$  do modelo de Bernardes (2020).



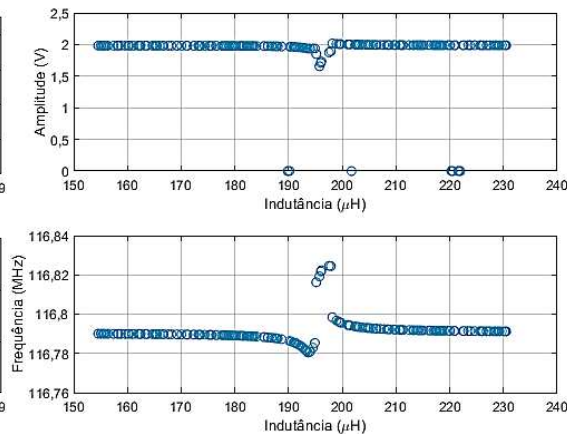
Fonte: Autor.

Figura 65 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $C_{22}$  do modelo de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

Figura 66 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp variando o valor de  $L_1$  do modelo de Bernardes (2020).



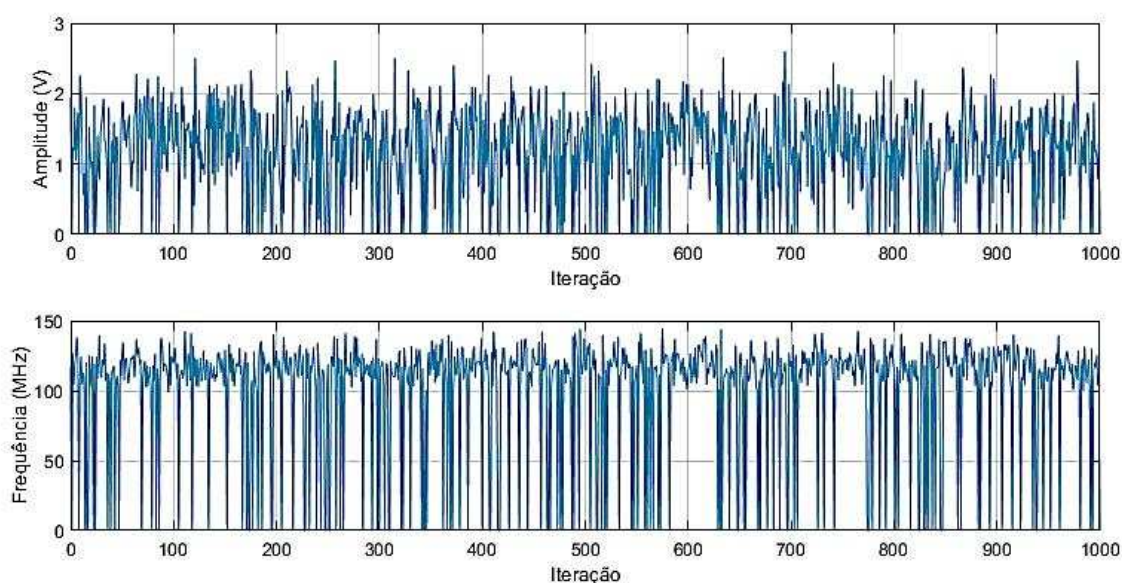
Fonte: Autor.

Conforme apresentado nas Figuras 59 a 66, observa-se que os componentes  $C_0$  e  $L_1$  do sensor influenciam diretamente na amplitude da tensão de saída, dado que o ponto de operação do sensor foi modificado em relação ao ponto de operação do oscilador Clapp. Já ao analisar a frequência de oscilação, verifica-se que os componentes  $C_1$ ,  $C_{21}$  e  $L_1$  são os que mais exercem influência na frequência de oscilação, com variações de 49 kHz, 45 kHz, 47 kHz na faixa de valores analisados, respectivamente. Por sua vez, os componentes  $R_{02}$  e  $R_1$  não influenciam na frequência, já  $R_{01}$  e  $C_{22}$  tiveram variações de 19 kHz e 0,2 kHz, respectivamente, indicando que a frequência de oscilação da tensão de saída do oscilador Clapp é menos sensível a variação desses componentes do modelo de Bernardes (2020). Além disso, houve oscilação em todas as 250 iterações, correspondendo a um percentual de 100% para  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_{21}$  e  $C_{22}$ ; houve oscilação

em 245 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 98% no caso de  $C_0$ ; houve oscilação em 240 das 250 iterações, correspondendo a um percentual de 96% no caso de  $L_I$ .

Por fim, foi feita a simulação com a variação simultânea dos valores de todos os componentes em 20% pelo método de Montecarlo com 1000 iterações. Na Figura 67 estão apresentadas a amplitude e a frequência de oscilação em cada iteração.

Figura 67 - Amplitude e frequência da tensão de saída do oscilador Clapp após simulação de Montecarlo variando o valor de todos os componentes do oscilador e do modelo do sensor SAW de Bernardes (2020).



Fonte: Autor.

Após a obtenção dos dados da Figura 67, constatou-se que houve oscilação em 845 das 1000 iterações para o caso com variação simultânea de todos os componentes do oscilador Clapp, correspondendo a um  $r$  de 84,5%.

Após obter os dados de frequência, amplitude e robustez de cada componente das três topologias de osciladores com o modelo de Bernardes (2020), foi feita uma tabela resumo condensando todas as informações obtidas. A tabela está apresentada na Seção 7.d).

#### d) RESUMO DA ANÁLISE DOS COMPONENTES DOS OSCILADORES

A análise de sensibilidade realizada nos itens anteriores está apresentada de forma resumida na Tabela 9.

Tabela 9\* - Tabela resumo da análise de sensibilidade dos osciladores senoidais simulados.

Oscilador Pierce				Oscilador Colpitts				Oscilador Clapp			
<i>C</i>	% <i>f</i>	% <i>v</i>	<i>r</i>	<i>C</i>	% <i>f</i>	% <i>v</i>	<i>r</i>	<i>C</i>	% <i>f</i>	% <i>v</i>	<i>r</i>
<i>R</i> <sub>1</sub>	0,00	90,8	74	<i>R</i> <sub>1</sub>	0,25	47,0	82,8	<i>R</i> <sub>1</sub>	0,14	41,9	90,4
<i>R</i> <sub>2</sub>	0,01	91,1	63,2	<i>R</i> <sub>2</sub>	0,23	42,1	85,2	<i>R</i> <sub>2</sub>	0,11	32,9	93,6
<i>R</i> <sub>3</sub>	0,00	1,24	100	<i>R</i> <sub>3</sub>	0,17	45,3	82,4	<i>R</i> <sub>3</sub>	0,08	26,9	95,2
<i>R</i> <sub>4</sub>	0,02	79,0	53,6	<i>R</i> <sub>4</sub>	0,21	37,9	78	<i>R</i> <sub>4</sub>	0,11	28	97,2
<i>C</i> <sub>1</sub>	0,00	82,4	53,6	<i>C</i> <sub>1</sub>	0,13	70,9	64,8	<i>C</i> <sub>1</sub>	0,03	8,23	98,8
<i>C</i> <sub>2</sub>	0,00	0,00	100	<i>C</i> <sub>2</sub>	0,00	0,00	100	<i>C</i> <sub>2</sub>	0,00	0,00	100
<i>C</i> <sub>3</sub>	0,00	0,00	100	<i>C</i> <sub>3</sub>	0,00	0,00	100	<i>C</i> <sub>3</sub>	0,00	0,00	100
<i>L</i> <sub>1</sub>	-	-	-	<i>C</i> <sub>4</sub>	13,1	80,1	68,4	<i>C</i> <sub>4</sub>	1,42	16,9	94
<i>L</i> <sub>2</sub>	-	-	-	<i>C</i> <sub>5</sub>	3,83	77,9	62,4	<i>C</i> <sub>5</sub>	16,6	17,9	99,6
-	-	-	-	-	-	-	-	<i>C</i> <sub>6</sub>	0,09	0,02	99,6
-	-	-	-	<i>L</i> <sub>1</sub>	18,3	48,2	65,2	<i>L</i> <sub>1</sub>	18,3	19	75,6
<i>V</i> <sub>cc</sub>	0,00	88,6	68	<i>V</i> <sub>cc</sub>	0,14	63,8	87,2	<i>V</i> <sub>cc</sub>	0,07	47,9	93,2
Variações nos componentes do modelo de sensor SAW de Bernardes (2020)											
<i>R</i> <sub>01</sub>	0,00	97,2	66	<i>R</i> <sub>01</sub>	0,10	29,3	60,4	<i>R</i> <sub>01</sub>	0,02	1,2	100
<i>R</i> <sub>02</sub>	0,01	20,9	100	<i>R</i> <sub>02</sub>	0,07	8,9	42	<i>R</i> <sub>02</sub>	0,00	0,02	100
<i>R</i> <sub>1</sub>	0,02	80,8	48	<i>R</i> <sub>1</sub>	0,00	0,00	78,4	<i>R</i> <sub>1</sub>	0,00	0,03	100
<i>C</i> <sub>0</sub>	9,28	85,8	55,2	<i>C</i> <sub>0</sub>	0,08	84,7	32	<i>C</i> <sub>0</sub>	0,04	18,9	98
<i>C</i> <sub>1</sub>	0,00	8,4	100	<i>C</i> <sub>1</sub>	0,00	0,00	94,4	<i>C</i> <sub>1</sub>	0,00	0,01	100
<i>C</i> <sub>21</sub>	0,01	89,3	58	<i>C</i> <sub>21</sub>	0,07	12,6	50,4	<i>C</i> <sub>21</sub>	0,04	8,11	100
<i>C</i> <sub>22</sub>	0,00	90	52,4	<i>C</i> <sub>22</sub>	0,01	0,00	52,4	<i>C</i> <sub>22</sub>	0,00	0,04	100
<i>L</i> <sub>1</sub>	9,28	96,1	52	<i>L</i> <sub>1</sub>	0,07	64,3	30,4	<i>L</i> <sub>1</sub>	0,04	17,9	96
Variações simultâneas dos valores de todos os componentes dos osciladores e do modelo de sensor SAW de Bernardes (2020)											
Todos	29,4	83,1	49,9	Todos	31,0	98,2	56,3	Todos	40,0	95,8	84,5

\**C* - componente; %*f* – variação máxima de frequência (%); %*v* – variação máxima de amplitude (%); *r* – robustez (%).

Fonte: Autor.

Conforme apresentado na Tabela 9, é possível observar que os resistores de todos os osciladores não exercem influência significativa na frequência de oscilação e influenciam na amplitude da tensão de saída. Esse resultado era esperado uma vez que os resistores determinam o ganho de malha aberta do oscilador e não dependem da frequência. O capacitor *C*<sub>1</sub> influencia diretamente na amplitude, uma vez que modifica o valor da impedância do emissor do transistor. Os capacitores *C*<sub>2</sub> e *C*<sub>3</sub> têm por função apenas o desacoplamento do nível CC do circuito. A tensão de alimentação impacta diretamente apenas na amplitude da tensão de saída, uma vez que determina a tensão na base do transistor. Os capacitores *C*<sub>4</sub>, *C*<sub>5</sub> e *C*<sub>6</sub> e o indutor *L*<sub>1</sub> do oscilador Clapp, os capacitores *C*<sub>4</sub> e *C*<sub>5</sub> e o indutor *L*<sub>1</sub> do oscilador Colpitts compõem a malha seletiva em frequência desses osciladores, determinando a frequência de oscilação dos mesmos,

sendo a variação do capacitor de maior valor o mais influente na variação da frequência. Além disso, os capacitores da malha seletiva em frequência também influenciam a amplitude da tensão de saída.

Ao analisar os resultados das variações dos componentes do modelo de sensor de Bernardes (2020), observa-se que os componentes  $C_0$  e  $L_1$  exercem influência significativa na amplitude da tensão de saída das três topologias de osciladores, e também influenciam na frequência, com destaque para o oscilador Pierce, com variações superiores a 85%. Nos osciladores Colpitts e Clapp, apesar da variação da frequência ocorrer, essa grandeza é influenciada significativamente pela variação dos componentes da malha seletiva em frequência desses osciladores. Em contrapartida, o oscilador Clapp é o que opera na maior faixa de valores dos componentes, oscilando em 84,5% das iterações.

## 8 CONCLUSÕES

Os osciladores senoidais Pierce, Colpitts e Clapp escolhidos podem ser utilizados em conjunto com o modelo de sensor SAW de Bernardes (2020), uma vez que existe oscilação na tensão de saída com frequência de oscilação próxima a frequência de ressonância do modelo do sensor.

Ao fazer a análise do desempenho das três topologias de osciladores senoidais a partir da variação dos valores dos componentes pelo método de Montecarlo concluiu-se que o oscilador Clapp é o mais robusto e o oscilador Pierce é o menos robusto, com robustez de 84,5% e 49,9%, respectivamente. Logo, o oscilador Clapp é o que opera na maior faixa de valores dos componentes se utilizado o modelo de Bernardes (2020).

Assim, se o objetivo for manter a oscilação ao adicionar perturbações no modelo do sensor de Bernardes (2020), obtendo variações de frequência de 0,1%, o oscilador Clapp é o mais indicado. Por outro lado, se o objetivo é alcançar a maior sensibilidade possível com o modelo do sensor de Bernardes (2020), o oscilador Pierce é o mais indicado, uma vez que o mesmo apresenta variações de frequência de 10%.

Com a apresentação das conclusões obtidas por meio desta proposta de dissertação, podem ser destacadas algumas perspectivas de trabalhos. As perspectivas estão apresentadas na subseção a seguir.

### 8.1 TRABALHOS FUTUROS

Algumas linhas de investigação que podem ser seguidas a partir dos estudos apresentados nesse trabalho, bem como as questões não aprofundadas nele, estão listadas abaixo:

- Realizar a análise da tensão de saída para osciladores senoidais com outros modelos de sensor SAW;
- Acrescentar perturbações no sensor SAW e analisar as variações no sinal de saída de cada oscilador com o sensor na malha de realimentação;
- Realizar a análise da tensão de saída para osciladores senoidais com par diferencial;

- Realizar as montagens dos osciladores projetados com o sensor SAW na malha de realimentação e comparar os resultados experimentais com os simulados.

## 9 PUBLICAÇÕES

Até o presente momento e durante o desenvolvimento da pesquisa, alguns artigos foram publicados. Os artigos estão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 - Artigos publicados.

<b>Autores</b>	<b>Título</b>	<b>Congresso ou Revista</b>	<b>Ano</b>
<b>SILVA, H. D. FREIRE, R. C. S. ARAUJO, J. F. SANTOS, M. A.</b>	Modelo de circuito elétrico baseado nas perturbações em um sensor a onda acústica de superfície a partir do coeficiente de reflexão de entrada	Revista Física no Campus	2022
<b>SILVA, H. D. FREIRE, R. C. S. ARAUJO, J. F. ALENCAR, P. P.</b>	Análise Comparativa de Osciladores Senoidais das Topologias Pierce, Colpitts e Clapp Empregando Modelo de Sensor a Onda Acústica de Superfície na Malha de Realimentação	Revista Cubana de Ingeniería	2022

Fonte: Autor.

## REFERÊNCIAS

ADDOUCHE, M.; *et al.* **ADOQ: a quartz crystal oscillator simulation software.** Proceedings of the 2001 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition (Cat. No.01CH37218), Seattle, WA, USA, 2001, pp. 753-757.

ALEMDAR, H.; ERSOY, C. **Wireless sensor networks for healthcare: A survey.** Computer networks, 54(15):2688–2710, 2010.

ALRESHAD, A.; *et al.* **Ink-jet printed wireless liquid and gas sensors for iot, smartag and smart city applications.** Journal of The Electrochemical Society, 165(10):B407, 2018.

BADETTE, D. **Determinación de periodos fundamentales del suelo mediante vibración ambiental en las comunidades de jardines del caribe y la playa.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Porto Rico, Porto Rico, 2020.

BARKHAUSEN, H. **Lehrbuch der Elektronen-Röhren und ihrer technischen Anwendungen.** 3 . Leipzig: S. Hirzel, 1935.

BECKER M.; *et al.* **Water level fluctuations in the congo basin derived from envisat satellite altimetry.** Remote Sensing, 6(10):9340–9358, 2014.

BERNARDES, D. J. **Oscilador Pierce com Sensor a Ondas de Love na Malha de Realimentação.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2020.

BISOFFI, M. *et al.* **Detection of viral bioagents using a shear horizontal surface acoustic wave biosensor.** Biosensors and Bioelectronics, v. 23, n. 9, p. 1397– 1403, 2008.

BUTTERWORTH, S. **On Electrically-maintained Vibrations.** Proceedings of the Physical Society of London, 27(1), pp. 410–424., 1914.

CARR, J. **RF components and circuits.** Elsevier, 2002.

CLAPP, J. K. **An inductance-capacitance oscillator of unusual frequency stability.** Proc. IRE. 367: 356–358, 1948.

COLPITTS, E. H. **Oscillation Generator.** Patent US 1624537, 1918.

CRISTINA, S.; *et al.* **Using remote sensing as a support to the implementation of the european marine strategy framework directive in sw portugal.** Continental Shelf Research, 108:169–177, 2015.

DEVKOTA, J.; OHODNICKI, P.; GREVE, D. **SAW sensors for chemical vapors and gases.** Sensors (Switzerland), v. 17, n. 4, p. 13–15, 2017.



DURDAUT, P. *et al.* **Phase Noise of SAW Delay Line Magnetic Field Sensors.** Sensors, v. 21, 16 ed., 2021.

ECKHARDT, R. **Stan Ulam, John von Neumann, and the Monte Carlo method.** Los Alamos Science (15): 131–137. 1987

EICHINGER, L.; SISCHKA, F.; OLBRICH, G.; WEIGEL, R.; **Accurate design of low-noise microwave SAW oscillators.** 2000 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium, v. 1, p. 29-34, 2000.

HAMZAH, M.; KARIM, J.; RALIB, A.; *et al.* **Design and analysis of a boosted pierce oscillator using MEMS SAW resonators.** Microsystem Technologies, v. 24, p. 587-594, 2019.

HUANG, Y. DAS, P. BHETHANABOTLA, V. **Surface acoustic waves in biosensing applications.** Sensors and Actuators Reports, v. 3, 2021.

JESUS, R.C.; CARVALHO, E.A.; TAMARIN, O.; FREIRE, R.; DEJOUS, C. **Evaluation of an Equivalent Circuit Model for Simulation of Surface Acoustic Wave Sensors.** 2021 5th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), p. 1-6, 2021.

KARIM, J.; NORDIN, A. **Implementation of CMOS oscillator for CMOS SAW resonator.** 2016 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), p. 1-5, 2012.

KARRIS, S. T. **Electronic Devices and Amplifier Circuits: With Matlab Applications.** 2 ed. Texas: Orchard Publications, 2008.

LANDRIGAN, P.J. *et al.* **The lancet commission on pollution and Health.** The lancet, v. 391, n. 10119, p. 462–512, 2018.

LANGE, K.; GRUHL, F.J.; RAPP, M. **Surface Acoustic Wave (SAW) biosensors: coupling of sensing layers and measurement.** Methods Mol Biol, v. 949, p. 491-505, 2013.

LIU, B. *et al.* **Surface acoustic wave devices for sensor applications.** J. Semicond, v. 37, 2016.

LOVE, A. **Some problems of geodynamics.** Cambridge University. 1911.

MANDAL, D.; BANERJEE, S. **Surface Acoustic Wave (SAW) Sensors: Physics, Materials, and Applications.** Sensors, 2022. 22(820).

METROPOLIS, N. **The beginning of the Monte Carlo method.** Los Alamos Science (1987 Special Issue dedicated to Stanislaw Ulam): 125–130. 1987.

MILLER, G.; *et al.* **Using Monte Carlo Yield Analysis.** [S. l.: s. n.], 2008.

MORAES, E.; *et al.* **Seasonal changes in chlorophyll distributions in amazona floodplain lakes derived from modis images.** *Limnology*, 7(3):153–161, 2006.

MORGAN, D. P. **A history of surface acoustic wave devices.** *International journal of high speed electronics and systems*, v. 10, n. 3, p. 553-602, 2000.

NOMURA, N.; AOYAGI, Y.; CHOU, T.; SEKINE, Y. **Colpitts-type oscillator for high frequency application. Proceedings of the 2004 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition**, p. 748-751, 2004.

PENZA, M.; CASSANO, G. **Relative humidity sensing by PVA-coated dual resonator SAW oscillator.** *Sensors and Actuators B: Chemical*, v. 68, n. 1-3, p. 300-306, 2000.

PIERCE, G. W. **Ressonadores de cristal piezoelétrico e osciladores de cristal aplicados à calibração de precisão de medidores de onda.** *Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences*, v. 59, n. 4, p. 81–106, 1923.

RAYLEIGH, L. **On Waves Propagated along the Plane Surface of an Elastic Solid.** 1985.

RUBE, M. *et al.* **Technological process effects on SAW sensors devices characteristics and FEM estimation.** 2019 IEEE SENSORS, p. 1-4, 2019.

RUPPEL, C. C.; REINDL, L.; WEIGEL, R. **SAW devices and their wireless communications applications.** *IEEE microwave magazine*, v. 3, n. 2, p. 65-71, 2002.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microelectronic circuits seventh edition.** 2015.

SILVA, H.; *et al.* **Análise Comparativa de Osciladores Senoidais das Topologias Pierce, Colpitts e Clapp Empregando Modelo de Sensor a Onda Acústica de Superfície na Malha de Realimentação.** *Revista Cubana De Ingeniería*, 13(3), e336, 2022.

TAMARIN, O.; *et al.* **Real time device for biosensing: design of a bacteriophage model using love acoustic waves.** *Biosensors and Bioelectronics*, 18(5-6):755–763, 2003.

TAMARIN, O.; RUBE, M.; LACHAUD, J.L. *et al.* **Mobile Acoustic Wave Platform Deployment in the Amazon River: Impact of the Water Sample on the Love Wave Sensor Response.** *Sensors* 2020, v. 20, n. 72, 2020.

THOMAS, S. *et al.* **High-frequency One-port Colpitts SAW Oscillator for Chemical Sensing.** 2013.

TIAN, Y.; LI, H.; CHEN, W. *et al.* **A Novel Love Wave Mode Sensor Waveguide Layer with Microphononic Crystals.** *Appl. Sci.*, v. 11, n. 8123, 2021.

TRAN, G.; *et al.* **Conception d'oscillateur à SAW pour la réalisation d'un capteur de gaz.** 2006.

VAN DYKE, K. *Phys. Rev.*, 25, p. 895, 1925.

VAN DYKE, K. *Proceedings of the 1928 IEEE International Frequency Control Symposium*, New York: IEEE, p. 742, 1928.

WANG, W. *et al.* **High frequency stability oscillator for surface acoustic wave-based gas sensor**. 2006 *Smart Mater. Struct.* v. 15 1525, 2006.

WHITE, R.M.; VOLTMER, F.W. **Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves**. *Appl. Phys. Lett.*, 7, p. 314–316, 1965.

ZHANG, J.; *et al.* **Feature extraction for robust crack monitoring using passive wireless rfid antenna sensors**. *IEEE Sensors Journal*, 18(15):6273–6280, 2018.

ZIMMERMANN, C. **Conception, réalisation et étude de micro-capteurs à ondes de Love pour applications en milieu gazeux: Cas de la détection de composés organophosphorés**. *Dissertation (PhD)*, Bordeaux, 2002.

YADAVI, S.; TIWARI, N. **A Colpitt's oscillator using SAWdevice for greatertemperature and frequency range**. *International Journal of Engineering Research*, v. 2, n. 2, p. 54-57, 2013.