



UNIVERSIDADE ESTADUAL DO MARANHÃO  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E  
SISTEMAS  
MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E SISTEMAS

**DAILAN DE JESUS PEREIRA BERNARDES**

**OSCILADOR PIERCE COM SENSOR A ONDAS DE LOVE NA MALHA DE  
REALIMENTAÇÃO**

São Luís-MA

Março de 2021

**DAILAN DE JESUS PEREIRA BERNARDES**

**OSCILADOR PIERCE COM SENSOR A ONDAS DE LOVE NA MALHA DE  
REALIMENTAÇÃO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Computação e Sistemas da Universidade Estadual do Maranhão como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Computação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Raimundo C. S. Freire

Orientadora: Prof. Dr<sup>a</sup>. Martine SEBELOUE

São Luís-MA  
Março de 2021

Bernardes, Dailan de Jesus Pereira

Oscilador pierce com sensor a ondas de love na malha de realimentação/Dailan de Jesus Pereira Bernardes. ---São Luís, 2021.

61 f.

Orientadora: Prof. Dr. Raimundo C. S. Freire

Co-orientadora: Prot<sup>a</sup> Dr<sup>a</sup> Martine Sebeloue

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Computação e Sistemas - Universidade Estadual do Maranhão, 2021.

1. Oscilador pierce 2. Sensores de ondas acústicas 3. Biossensores I. Título

CDU 621.373.8

**OSCILADOR PIERCE COM SENSOR A ONDAS DE LOVE NA MALHA DE  
REALIMENTAÇÃO**

**DAILAN DE JESUS PEREIRA BERNARDES**

Aprovada em: 04 de março de 2021

**BANCA EXAMINADORA**

*Raimundo C. S. Freire*

---

**Dr. Raimundo C. S. Freire – Orientador**

*Martine Sebeloue*

---

**Dr<sup>a</sup>. Martine Sebeloue – Coorientadora**

*Ewaldo Santana*

---

**Dr. Ewaldo Santana – Membro Interno**

*Robson Nunes de Lima*

---

**Dr. Robson Nunes de Lima – Membro Externo**

*Ollivier Tamarin*

---

**Dr. Ollivier Tamarin – Membro Externo**

Aos meus pais, **Edmilsa de Jesus Pereira Bernardes** e **Nivaldo da Silva Bernardes**, por todo o carinho e ensinamentos em toda a minha vida. À minha namorada, **Amália Guia**, pela paciência e carinho em toda trajetória.

## **AGRADECIMENTOS**

Aos professores Raimundo Freire, Martine Sebeloue, Ewaldo Santana, Ollivier Tamarin, Robson Nunes e Idris Sadli, por terem dedicado o seu tempo e, paciência durante o desenvolvimento deste trabalho, por estarem sempre presentes nas dúvidas e, pelo encorajamento no desenvolvimento desta pesquisa de mestrado.

Agradeço também, aos colegas Maxence Rube, Marlon Andrade e Paulo Fernandes por suas valiosas contribuições.

Esta pesquisa foi financiada pela CAPES/CNPq, FAPEMA/GUYAMAZON FAPESQ-PB/PRONEX e "CARTEL" Guiana Francesa-projeto Europeu. Desta forma, registro os meus sinceros agradecimentos pelo apoio financeiro destas instituições.

Estendo os meus agradecimentos a todos que ajudaram de alguma forma na construção deste trabalho.

## RESUMO

Sensores baseados em ondas acústicas de superfície podem ser utilizados em sistemas de medição para fazer detecções de agentes biológicos e químicos como vírus, bactérias e várias toxinas, em meio líquido. Para isso é necessário o desenvolvimento de um circuito eletrônico específico a ser utilizado em conjunto com o sensor e uma das arquiteturas possíveis, utiliza um circuito oscilador. Desta forma, este trabalho trata do projeto e simulação de um oscilador senoidal utilizando um biossensor SAW na malha de realimentação. O objetivo é modelar um sensor baseado em ondas de Love e utilizar o modelo numa malha de realimentação com um amplificador de forma a projetar um oscilador, cuja frequência seja dependente de perturbações sobre a superfície do sensor. A frequência inicial de oscilação deve ser aquela em que o sensor tenha perdas mínimas. Esta frequência corresponde à frequência de ressonância, sendo necessária sua identificação. Utilizando um analisador de redes vetoriais identificou-se a frequência de 117,6 MHz. Após a identificação extraíram-se parâmetros correspondentes a um modelo equivalente para o dispositivo. Este modelo foi utilizado de forma a simular um circuito oscilador Pierce.

Palavras-chave: Biossensores, Modelo elétrico, Oscilador Pierce, Sensores de ondas Acústicas, Sensibilidade ao efeito de massa.

## **ABSTRACT**

Sensors based on surface acoustic waves can be used in measurement systems to detect biological and chemical agents such as: virus, bacteria and various toxins in liquid medium. For this, it is necessary to develop a specific electronic circuit to be used in conjunction with the sensor and one of the possible architectures uses an oscillator circuit. In this way, this work deals with the design and simulation of a sinusoidal oscillator using a SAW biosensor in the feedback loop. The goal is to model a sensor based on Love waves and use the model in a feedback loop with an amplifier in order to design an oscillator whose frequency is dependent on disturbances on the sensor surface. The initial frequency of oscillation must be that in which the sensor has minimal losses. This frequency corresponds to the resonance frequency, so it is necessary to identify it. Using a vector network analyzer, the frequency of 117.6 MHz was identified. After identification, parameters corresponding to an equivalent model for the device were extracted. This model was used in order to simulate a Pierce oscillator circuit.

Keywords: Acoustic wave sensors, Sensitivity to mass effect, Biosensors, Electric Model, Pierce Oscillator.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

<b>Figura 1</b> - Estrutura Interdigital (IDT) .....	18
<b>Figura 2</b> - Dispositivo SAW linha de atraso .....	18
<b>Figura 3</b> - Mecanismo de detecção em um sensor SAW.....	22
<b>Figura 4</b> - Sensor à onda de Love com camada sensível para detecção de um Bacteriófago.....	23
<b>Figura 5</b> - Modelo equivalente proposto por Elsherbini et al. (2016) .....	24
<b>Figura 6</b> - Sensor SAW desenvolvido pelo IMS Bordeaux.....	27
<b>Figura 7</b> - Rede de duas portas genérica.....	29
<b>Figura 8</b> - VNA medindo os parâmetros S do sensor SAW 117 MHz.....	29
<b>Figura 9</b> - Resposta em frequência do sensor SAW $S_{21}$ .....	30
<b>Figura 10</b> - Módulo do Coeficiente de Transmissão $S_{21}$ .....	31
<b>Figura 11</b> - Modelo $\pi$ para rede de 2 portas recíproca.....	32
<b>Figura 12</b> - Circuito equivalente ao modelo $\pi$ entre 1 e 2.....	32
<b>Figura 13</b> - Admitância equivalente entre 1 e 2.....	33
<b>Figura 14</b> - Modelo convencional para um cristal.....	33
<b>Figura 15</b> - Coeficiente de reflexão de entrada plotado sobre a carta de Smith.....	35
<b>Figura 16</b> - Modelo elétrico para o Sensor SAW.....	36
<b>Figura 17</b> - Modelo elétrico adaptado para Sensor SAW.....	37
<b>Figura 18</b> - Comparação entre a resposta em frequência do sensor e do modelo...38	
<b>Figura 19</b> - Resposta em frequência do sensor SAW ( $S_{21}$ ) em diferentes condições de operação.....	40
<b>Figura 20</b> - Comparação da resposta em frequência para o modelo, na curva preta o modelo reproduz o sensor com superfície livre, a curva vermelha o sensor com 1 gota na superfície e a azul com 2 gotas.....	42
<b>Figura 21</b> - Diagrama de blocos básico para um oscilador.....	44
<b>Figura 22</b> - Diagrama esquemático do Oscilador Pierce para o sensor com superfície livre.....	49
<b>Figura 23</b> - Resultado da simulação do Oscilador para o sensor com superfície livre .....	50

<b>Figura 24</b> - Diagrama esquemático do Oscilador Pierce para o sensor com 1 gota de água sobre a superfície.....	51
<b>Figura 25</b> - Resultado da simulação do oscilador para o sensor com 1 gota de Água sobre a superfície.....	52
<b>Figura 26</b> - Diagrama esquemático do oscilador para o sensor com 2 gotas de água sobre a superfície.....	53
<b>Figura 27</b> - Resultado da Simulação do Oscilador para o sensor com 2 gotas de água sobre a superfície.....	54

## LISTA DE TABELAS

<b>Tabela 1</b> - Valores dos componentes para o modelo elétrico.....	36
<b>Tabela 2</b> - Valores dos componentes para o modelo elétrico adaptado.....	37
<b>Tabela 3</b> - Resposta em frequência do sensor com superfície perturbada ( $S_{21}$ ) .....	39
<b>Tabela 4</b> - Variações no ganho e na frequência central.....	41
<b>Tabela 5</b> - Valores dos componentes para adaptação do modelo.....	42

## LISTA DE SIGLAS

**ADS** - Advanced Design System

**BAW** - Bulk Acoustic Wave

**DUT** – Device under Test

**IDT** - Interdigitated Transducer

**IMS** – Laboratoire de l'Intégration du Matéria au Système

**IUT** - Institut Universitaire Technologique

**MEMS** - Micro-Electro-Mechanical-Systems

**RF** – Radiofrequência

**SAW** - Surface Acoustic Wave

**VNA** - Vector Network Analyzer

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>11</b>
<b>1.1 Objetivos</b> .....	<b>13</b>
1.1.1 Objetivo geral .....	13
1.1.2 Objetivos específicos.....	13
<b>1.2 Justificativa</b> .....	<b>14</b>
<b>1.3 Estrutura do trabalho</b> .....	<b>14</b>
<b>2 SENSORES A ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFÍCIE</b> .....	<b>16</b>
<b>2.1 Generalidades</b> .....	<b>16</b>
<b>2.2 Princípios Físicos de Funcionamento do Sensor SAW</b> .....	<b>17</b>
<b>2.3 Tipos de Ondas Acústicas de Superfície</b> .....	<b>19</b>
<b>2.4 Princípios de Detecção Utilizando Sensores SAW</b> .....	<b>20</b>
<b>2.5 Trabalhos Relacionados</b> .....	<b>23</b>
<b>3 MODELO ELÉTRICO DO SENSOR SAW COM FREQUÊNCIA CENTRAL DE 117 MHz</b> .....	<b>27</b>
<b>3.1 Caracterização do Sensor</b> .....	<b>27</b>
3.1.1 Parâmetros S .....	28
<b>3.2 Modelo Elétrico do Sensor</b> .....	<b>30</b>
3.2.1 Extração de parâmetros a partir da Matriz S.....	31
3.2.2 Natureza capacitiva da impedância de entrada.....	35
3.2.2.1 Comparação entre a resposta em frequência do sensor e do modelo .....	38
3.2.3 Experimento com gotas de água.....	40
3.2.3 Adaptação do modelo .....	42
<b>4 SIMULAÇÃO DO OSCILADOR PIERCE COM SENSOR SAW</b> .....	<b>44</b>
<b>4.1 Fundamentos de Osciladores Senoidais</b> .....	<b>44</b>
4.1.1 Elementos integrantes de um oscilador senoidal .....	44
4.1.2 Critérios de oscilação .....	46
<b>4.2 Arquiteturas de Osciladores</b> .....	<b>47</b>
<b>4.3 Oscilador Implementado com o Modelo do Sensor SAW</b> .....	<b>48</b>
4.3.1 Simulações no Advanced Design System (ADS) .....	48
4.3.1.1 Oscilador para o modelo do sensor com superfície livre .....	49
4.3.1.2 Oscilador para o sensor com 1 gota de água sobre a superfície .....	51
4.3.1.3 Oscilador para o sensor com 2 gotas sobre a superfície.....	52
<b>5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> .....	<b>54</b>

<b>5.1 Conclusões .....</b>	<b>54</b>
<b>5.2 Trabalhos Futuros .....</b>	<b>54</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>56</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Este trabalho é resultado de uma parceria entre a Universidade Estadual do Maranhão (UEMA) e a Universidade da Guiana Francesa, sendo uma das etapas desenvolvida na IUT de Kourou. Nesta etapa foi possível caracterizar e modelar o sensor.

Utilizou-se sensores baseados em ondas acústicas de superfície que são denominados pela sua sigla SAW (Surface Acoustic Wave). Especificamente foi utilizado um sensor baseado em ondas de Love, desenvolvido no laboratório IMS Bordeaux-FR.

Os sensores SAW formam um importante conjunto de MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Systems), podendo serem usados como biossensores com aplicações na detecção de vírus, células cancerosas, hormônios, bactérias e várias toxinas. Estes dispositivos constituem uma importante família de sensores com possibilidade de produção em larga escala.

Os dispositivos SAW têm o princípio de funcionamento baseado em ondas mecânicas. Estas ondas se propagam na superfície de um substrato piezoelétrico, o qual forma a base para o dispositivo. Na fabricação do sensor colocam-se estruturas interdigitadas, conhecidas como IDT (Interdigitated Transducer); sendo inseridas sobre a superfície de um substrato piezoelétrico. Os IDTs quando acionados por tensões periódicas adequadas proporcionam o efeito piezoelétrico sobre a superfície do cristal. Este é um fenômeno físico reversível (WHITE; VOLTMER; 1965).

Existem basicamente dois tipos de dispositivos SAW, os ressonadores e os à linha de atraso. Nos dispositivos SAW à linha de atraso, utilizam-se dois IDTs um de entrada e outro de saída. Desta forma, o IDT de entrada proporciona a transformação da onda elétrica em mecânica e, no IDT de saída, ocorre a transformação inversa. Devido a isto ocorre a formação de ondas mecânicas sobre o substrato piezoelétrico partindo do IDT de entrada no sentido do de saída (REINDL, 2003). A formação destas ondas acústicas se deve ao acoplamento eletroacústico do substrato piezoelétrico, o qual permite a formação de deslocamentos mecânicos. Devido a isto, geram-se ondas acústicas localizadas na superfície do material.

Nesta aplicação utiliza-se um cristal com corte cristalográfico AT no substrato de quartzo, determinando uma amplitude da onda acústica que cai exponencialmente com a profundidade do material. Portanto, a energia dessas ondas

é altamente concentrada na superfície do sensor. Essa propriedade é muito importante para o desenvolvimento de sensores usando esses materiais, pois aumenta a sensibilidade do sistema. Mas especificamente, este tipo de onda acústica é conhecido como onda de Love que são mais apropriadas para aplicações em meios líquidos (TAMARIN *et al.*, 2003).

De fato, a energia acústica é concentrada na superfície do sensor, perto do local em que o mecanismo de detecção ocorre. Assim, distúrbios próximos à superfície do sensor geram variações no sinal acústico e, portanto, nas características das ondas propagantes. A perturbação da energia acústica na superfície entre os IDTs é a base para o mecanismo de detecção do sensor SAW.

Realizando-se uma reação específica, com o alvo em análise na superfície do sensor, tem-se uma perturbação significativa nas características das ondas em propagação, permitindo a detecção (PARKER; SHATALIN; FARHADIROUSHAN, 2014). Estas modificações nas ondas podem ser monitoradas usando um circuito eletrônico específico de leitura. Conectando este circuito ao sensor de ondas de Love, pode-se relacionar mudanças na propagação da onda acústica com a concentração de mensurandos químicos ou biológicos.

Os analitos são absorvidos ou entram em reação com uma camada sensível específica, sobreposta sobre a superfície do sensor. Nestes sistemas, se a camada sensível apropriada for escolhida, é possível obter alta sensibilidade e a possibilidade de detectar vários mensurandos (BALLANTINE, 1996). Sistemas de medição utilizando estes dispositivos têm várias vantagens, dentre as quais, a possibilidade de serem facilmente integrados com circuitos eletrônicos em aplicações sem fio, formato portátil, funcionam em tempo real e podem ser empregados para detecções em meio gasoso ou líquido.

No desenvolvimento do projeto foi necessário a caracterização do sensor utilizando sua resposta em frequência, que foi obtida com um analisador de redes vetoriais ou VNA (Vector Network Analyzer). Com as informações da caracterização pode-se extrair parâmetros e desenvolver um modelo elétrico capaz de reproduzir as características de ganho e fase do sensor na frequência de interesse.

A extração dos parâmetros inicia-se com a medição da matriz de espalhamento do dispositivo, também conhecida como matriz de parâmetros Scattering ou parâmetros S. Com esta matriz desenvolveu-se o equacionamento para encontrar os valores dos componentes para o circuito elétrico equivalente do sensor.



Em seguida, foram feitas simulações utilizando o software Advanced Design System (ADS), com intuito de validar e melhorar o modelo proposto.

Com o objetivo de obter mais curvas de caracterização do sensor fez-se um experimento adicionando-se gotas de água sobre a superfície do mesmo. Notou-se que a adição de gotas de água sobre a superfície do dispositivo causou alterações no ganho, fase e frequência central de sua resposta em frequência. Este experimento simulou a utilização do sensor em diferentes condições de operação, como se estivesse com uma camada sensível sobre sua superfície absorvendo analitos. Estas curvas foram utilizadas para adequar as variações ocorridas no sensor ao modelo elétrico, modelando as variações ocorridas em ambiente físico no ambiente de simulação.

O intuito da modelagem do sensor foi encontrar um circuito elétrico equivalente que reproduzisse as principais características do dispositivo no tocante ao projeto de um oscilador senoidal. Este circuito deve ser utilizado numa malha de realimentação em conjunto com um amplificador para formar o oscilador senoidal, servindo de base ao desenvolvimento de um sistema de medição com este sensor, pois, variações sobre a superfície do sensor causa alterações no sinal de saída do circuito oscilador.

O sistema proposto deve identificar variações na frequência de oscilação e relacionar com a presença de determinados mensurandos sobre a superfície do sensor. Desta forma, projetou-se um oscilador Pierce utilizando o modelo elétrico do sensor na sua malha de realimentação.

## **1.1 Objetivos**

Nesta seção apresentam-se os objetivos do trabalho, sendo estes divididos em geral e específicos.

### **1.1.1 Objetivo geral**

Projetar um oscilador senoidal utilizando um sensor SAW numa malha de realimentação.

### **1.1.2 Objetivos específicos**

- a) Caracterizar o sensor SAW a fim de analisar a suas principais características elétricas;

- b) Desenvolver um modelo elétrico para o sensor;
- c) Analisar o comportamento do dispositivo diante de perturbações sobre a sua superfície;
- d) Comparar a resposta em frequência do sensor e do modelo elétrico;
- e) Desenvolver um circuito oscilador senoidal utilizando o modelo elétrico desenvolvido numa malha de realimentação.
- f) Analisar os resultados obtidos com o oscilador.

## 1.2 Justificativa

O monitoramento de parâmetros ambientais tem se tornado cada vez mais importante. Sendo o monitoramento da concentração de poluentes, no ar e em meios líquidos, parte fundamental dos trabalhos desenvolvidos por vários órgãos preocupados com as condições do meio ambiente. Neste sentido, análises em meio líquido ainda é um desafio e sistemas de medições que possam contribuir com este tipo de análise podem trazer grandes contribuições para o monitoramento ambiental.

Maxence Rube (2019) desenvolveu um biossensor SAW com intuito de detectar cianotoxinas em meio líquido. Mas para a realização de um sistema de medição utilizando este dispositivo é necessário o desenvolvimento de um circuito eletrônico específico a ser utilizado em conjunto com o sensor.

A fim de se obter um sistema de leitura capaz de detectar a presença de analitos, vários trabalhos vêm sendo desenvolvidos pelo grupo de pesquisa ligado ao laboratório IMS Bordeaux do qual o professor Ollivier Tamarin faz parte (RUBE, 2019).

Este trabalho se justifica por contribuir com os trabalhos de Maxence Rube, desenvolvendo a modelagem elétrica do sensor e utilizando este modelo em simulações que possibilitem o projeto de um oscilador. Este projeto deve subsidiar a implementação de um sistema de medição utilizando o sensor SAW, sendo capaz de realizar detecções em meio líquido.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

O texto desta dissertação se estrutura da seguinte forma: apresenta-se no capítulo 1 uma introdução sobre a proposta do trabalho, os objetivos, a justificativa e a metodologia. No capítulo 2 mostra-se a fundamentação teórica do sensor SAW

abordando seu princípio de funcionamento, suas características, vantagens de utilização e principais aplicações.

No capítulo 3 aborda-se a modelagem do sensor sendo necessário a caracterização do mesmo com a finalidade de se obter seus principais parâmetros elétricos. Utilizando-se essas informações desenvolveu-se um modelo elétrico capaz de reproduzir as principais características do dispositivo.

Apresenta-se no capítulo 4 o projeto do oscilador Pierce para o sensor a ondas de Love a 117 MHz. Mostra-se neste capítulo a inclusão do amplificador de forma a projetar o circuito oscilador senoidal na frequência de perdas mínimas do sensor. Por fim, traz-se as sugestões de novos trabalhos e as conclusões.

## 2 SENSORES À ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFÍCIE

Neste capítulo aborda-se os fundamentos dos dispositivos baseados em ondas acústicas de superfície. Neste trabalho, há especial interesse nas aplicações deste tipo de dispositivo como biossensor.

### 2.1 Generalidades

No ano de 1965 foi fabricado o primeiro dispositivo de ondas acústicas de superfície, sendo utilizado a partir de então em eletrônica. Uma propriedade importante das ondas acústicas se deve a sua baixa velocidade de propagação quando comparado a velocidade das ondas eletromagnéticas. Essa diferença é da ordem de  $10^5$  vezes menor (MORGAN, 2000).

Com o passar dos anos esta tecnologia foi sendo desenvolvida e utilizada em diversas aplicações como: linhas de atraso, filtros passa-banda, ressonadores, osciladores, filtros combinados, entre outras. Desta forma, os dispositivos eletrônicos com princípio de funcionamento baseado em ondas acústicas vêm sendo fabricados em grande quantidade devido à sua variada gama de aplicações. Os filtros SAW vêm sendo bastante utilizados em sistemas de comunicações móveis. Tais dispositivos combinam alta estabilidade, excelentes propriedades de envelhecimento e alta rejeição da banda de bloqueio (RUPPEL, 2002).

Os dispositivos acústicos podem ser classificados de acordo com o local de propagação das ondas no substrato piezoelétrico, podendo ser através ou sobre ele. Quando atravessam o substrato passam a ser chamadas de ondas acústicas de volume - Bulk Acoustic Wave (BAW); enquanto às propagantes pela superfície são denominadas como ondas de superfície ou SAW. (CAMPBELL, 1998)

Os ressonadores BAW consistem em uma camada piezoelétrica disposta entre dois eletrodos metálicos, formando um capacitor de placas paralelas; enquanto nos SAW estruturas interdigitais IDTs (interdigital transducer) de metal, estreitas e finas são depositadas sobre o substrato piezoelétrico. Nas aplicações como ressonadores, a tecnologia SAW tem limitação tecnológica em relação à frequência operacional alcançável devido a separação de cada dedo no IDT. Este limite está em torno de 2,5 GHz, enquanto os fabricados com tecnologia BAW podem alcançar frequências em torno de 10 GHz. Os dispositivos SAW têm um processo de fabricação

mais simples e de menor custo em relação aos BAW. No geral estas duas tecnologias têm aplicações distintas.

Nos parágrafos anteriores, mostrou-se que diferentes tipos de ondas acústicas podem se propagar em materiais sólidos. Neste trabalho há especial interesse pelas ondas acústicas de superfície, pois elas vêm apresentando melhores propriedades para fabricação de sensores devido à possibilidade de confinamento da energia mecânica sobre a superfície do substrato de forma a aumentar a sensibilidade do instrumento.

## **2.2 Princípios Físicos de Funcionamento do Sensor SAW**

Materiais piezoelétricos têm um acoplamento eletromecânico exclusivo, tornando-os úteis numa variedade de aplicações. Um desses materiais é o Quartzo ( $\text{SiO}_2$ ), sendo bastante utilizado devido as suas propriedades eletroacústicas. Quando tensões mecânicas são aplicadas sobre estes ocorrem deformações na estrutura cristalina dos mesmos causando a separação de centros de gravidade das cargas positivas e negativas. Esta separação produz dipolos líquido em células unitárias do cristal. Este processo resulta numa polarização dielétrica capaz de provocar o surgimento de campo elétrico no material; sendo conhecido como efeito piezoelétrico direto; sendo a polarização elétrica proporcional à tensão mecânica aplicada sobre a estrutura cristalina.

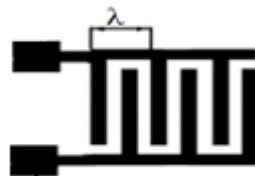
O desempenho elétrico dos dispositivos acústicos depende das camadas piezoelétricas e da maneira como a onda acústica é confinada na estrutura (GHOSH, 2014). O efeito piezoelétrico é um fenômeno reversível, então, o efeito contrário também acontece. Desta forma, quando é aplicada uma excitação elétrica sobre o material acontece uma deformação mecânica e vice-versa. Sendo exposto a campos variáveis, a estrutura piezoelétrica muda suas dimensões de forma periódica de acordo com a frequência de excitação. Utilizando uma frequência de excitação próxima a frequência de ressonância, pode-se descrever o sistema por um equivalente elétrico passivo que pode caracterizar um circuito com frequência de ressonante no modo série e paralelo.

As características de resposta em frequência dos dispositivos SAW são dependentes da geometria dos IDTs. Pode-se descrever esta estrutura como um conjunto de N dedos intercalados de maneira uniforme. A distância entre dois dedos

consecutivos, ou mais precisamente sua periodicidade, determinam o comprimento das ondas geradas pelo sistema. Já o número  $N$  de IDTs impõe a largura de banda no espectro de frequências. Desta forma, a configuração dos IDTs é de bastante relevância no projeto destes dispositivos, pois influencia a impedância elétrica, a largura de banda, frequência de operação e área de sensibilidade no caso dos dispositivos utilizados como sensores (KSHETRIMAYUM; YADAVA; TANDON, 2008).

Mostra-se na Figura 1 a configuração básica de um IDT. Destaca-se a relação entre a periodicidade da estrutura e o comprimento de onda ( $\lambda$ ), da onda ressonante imposta ao dispositivo.

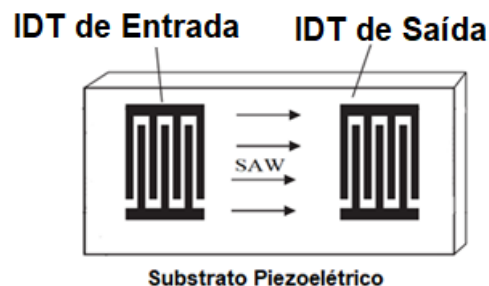
**Figura 1-** Estrutura Interdigital (IDT).



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Ondas acústicas de superfície podem ser geradas na superfície livre de um sólido elástico. Desta forma, um sensor SAW à linha de atraso é basicamente um dispositivo composto por um IDT emissor e outro receptor em ambos os lados do caminho de propagação acústica, conforme apresenta-se na Figura 2.

**Figura 2 -** Dispositivo SAW linha de atraso.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Os IDTs são constituídos de filmes metálicos depositados sobre um substrato de material piezoelétrico, como o quartzo e, quando acionados por uma tensão com frequência próximo da frequência de ressonância, fazem com que se

manifeste no cristal o efeito piezoelétrico; induzindo a formação das ondas acústicas de superfície.

Um dos IDTs atua como entrada do dispositivo e converte as variações de tensão elétrica em ondas acústicas na superfície do substrato piezoelétrico. O outro IDT é utilizado como receptor fazendo a conversão das vibrações mecânicas em tensões elétricas. Essas conversões de energia exigem que os IDTs sejam utilizados em conjunto com superfícies elásticas piezoelétricas.

### **2.3 Tipos de Ondas Acústicas de Superfície**

As ondas de superfície podem ser também classificadas de acordo com a forma de propagação da onda. A primeira forma dessas ondas, quando da sua descoberta, foi denominada de Rayleigh, propagando-se na interface entre um meio elástico e o vácuo. Já as ondas de Lamb se propagam na interface entre um meio elástico com espessura reduzida e o vácuo. Desta maneira a deformação no meio fica de maneira uniforme.

A onda de Rayleigh é uma onda cuja polarização elíptica inclui um componente transversal vertical. Desta forma, a presença de um líquido adjacente causa a radiação do componente vertical da onda causando perda no sinal. Isso requer a procura de outros tipos de ondas que possam ser usadas em um meio líquido (ZIMMERMANN, 2002).

O tipo de onda acústica deve ser escolhido pelo projetista de maneira a tornar mais eficiente o monitoramento do mensurando em determinado meio. A deficiência das ondas de Rayleigh em torno da existência de um componente transversal vertical causador de radiação na presença de líquido pode, no entanto, ser superada.

Pesquisadores vêm propondo soluções e, uma delas, é usar um tipo de onda que não possui componente vertical, como é o caso das chamadas ondas transversais horizontais (TH) ou SH (shear horizontal). De fato, a polarização transversal horizontal é caracterizada por um deslocamento transversal comparado à direção de propagação, mas em um plano horizontal. Esse tipo de onda existe em configurações diferentes a depender da estrutura. Em uma estrutura multicamada, essas são conhecidas como Ondas de Love, propagando-se na superfície de um meio elástico sobreposto a outro.

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, 2003)

Os dispositivos que usam as ondas de Love utilizam um substrato piezoelétrico o qual possibilita a formação das ondas acústicas de superfície. Sobre estes, diferente de outros dispositivos de ondas acústicas, é colocado uma camada fina e rígida chamada de camada guia. Esta camada dá suporte a 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 as perturbações causadas pela adição de partículas sobre a superfície. Este fenômeno é chamado de efeito de massa.

No projeto de dispositivos às ondas de Love, portando, a espessura da camada guia deve ser projetada de forma a otimizar a resposta do dispositivo permitindo um melhor confinamento da energia acústica de forma a garantir alta sensibilidade ao sensor, pois mínimas perturbações sobre a superfície serão detectáveis. Além disso, a utilização de uma polarização transversal horizontal da onda permite o uso em meio líquido.

## **2.4 Princípios de Detecção Utilizando Sensores SAW**

O processo de sensoriamento pode ser implementado utilizando um dispositivo que tenha alguma propriedade variável em função de uma grandeza. Desta forma, pode-se relacionar estas variações para fazer a medição de determinado mensurando (AGUIRRE, 2013).

O monitoramento de diversos fatores ambientais vem se tornando cada vez mais necessário, como por exemplo a identificação de poluentes na água e no ar, monitoramento de temperatura, umidade e pressão; incluindo também análises mineralógicas e químicas. Para que isso seja possível é necessário a disponibilidade de sensores eficazes, confiáveis, sensíveis, robustos, de baixo custo, baixo consumo de energia, permitir miniaturização e capazes de fornecer informações sobre uma variedade de grandezas independentes. Neste sentido, os sensores que utilizam a tecnologia SAW são uma promessa e vêm sendo bastante estudados (SHERRIT *et al.*, 2003).



Na fabricação de sensores, os dispositivos SAW apresentam várias vantagens em relação aos componentes fabricados com outras tecnologias. Dentre essas vantagens pode-se citar boa sensibilidade, podendo ser adaptado a um grande número de aplicações e possibilitando a sua utilização tanto em meios gasosos quanto líquidos, facilidade de integração com circuitos eletrônicos sem fio e monitoramento em tempo real.

A natureza das ondas acústicas em movimento num cristal piezoelétrico depende de parâmetros como a seção cristalográfica do cristal, as características do meio e o modo considerado. Uma variação em um desses parâmetros perturba a onda e altera suas características, sua velocidade de propagação e amplitude. Entre os parâmetros modificáveis pode-se citar as propriedades dos materiais como densidade, elasticidade, viscosidade ou espessura da camada; bem como fatores externos, como temperatura ou pressão. Desta maneira, o uso desses dispositivos como sensor é possível adicionando-se uma camada sensível específica sobre a superfície onde as ondas se propagam.

A escolha da camada sensível é uma etapa importante do projeto, pois a mesma precisa absorver ou reagir com o mensurando. Por isso, é necessário uma alta afinidade para se garantir uma boa sensibilidade ao sensor. Por outro lado, a adição das espécies a serem detectadas sobre a camada sensível causa perturbações na onda de superfície, alterando sua velocidade de fase e atenuação.

Estudos de dispositivos baseados em ondas acústicas mostram a forte ligação entre as características de propagação das ondas com a densidade dos materiais envolvidos na estrutura considerada. Em certas condições, esse efeito, conhecido como efeito de massa, se torna predominante em relação aos efeitos induzidos por outros parâmetros.

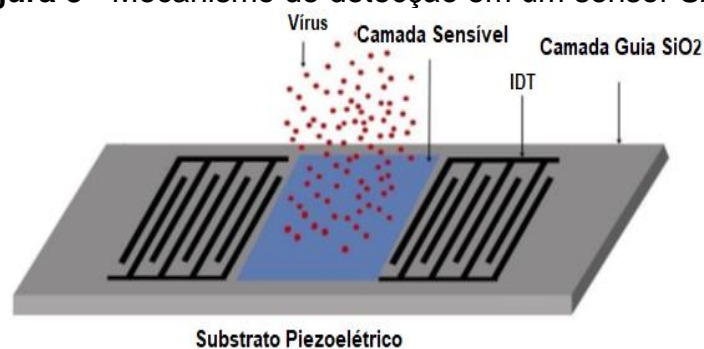
A adição de uma camada fina (camada sensível) no caminho de propagação perturba a onda por efeito de massa devido à deposição de partículas alvo. Essas perturbações modificam a velocidade de fase e amplitude da onda. Desta forma, indicou-se anteriormente que o efeito de massa consiste em uma perturbação das propriedades da onda por uma adição de massa na superfície do sensor.

Assim, a mudança nas características de propagação da onda de Love durante o mecanismo de detecção pode ser estimada medindo a velocidade de fase das ondas acústicas, a amplitude da onda que é expressa em perdas de inserção e a

frequência do movimento. Então, para enfatizar um processo de detecção específico, o projeto do sensor precisa de um revestimento sensível.

Existe uma grande variedade de materiais que podem ser usados para formar essa camada adicional, sendo os polímeros os mais usados na detecção de gases. Em meios líquidos e para detecção biológica, pode ser necessário o uso de polímeros, mas também anticorpos. Ilustra-se na Figura 3 um exemplo desse mecanismo de detecção.

**Figura 3** - Mecanismo de detecção em um sensor SAW.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Nesta figura pode-se ver uma linha de atraso SAW na qual foi adicionada uma camada sensível a um vírus. Esta camada deve absorver o mensurando presente nas proximidades do sensor. Com a absorção do analito pela camada sensível, se o sensor estiver integrado a um circuito eletrônico específico pode-se relacionar as variações em grandezas elétricas do circuito com a perturbação causada pela deposição do mensurando sobre a superfície do sensor.

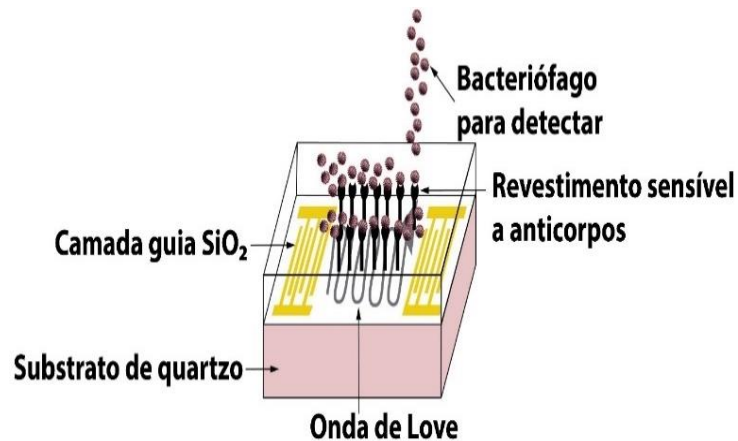
Na maioria das aplicações utiliza-se a configuração de oscilador e a detecção de mensurandos em meio gasoso ou líquido é feita acompanhando as variações na frequência de saída do circuito devido à presença de espécies químicas sobre análise na atmosfera do sensor.

Uma das possíveis arquiteturas de projeto utilizando esses sensores necessita que o mesmo seja colocado num circuito de realimentação com um amplificador, de modo a se implementar um oscilador. Desta forma, variações na frequência e na amplitude da onda gerado pelo oscilador são reflexos das perturbações causadas nas ondas de superfície devido ao aumento da massa de analitos em deposição sobre a camada sensível. Sendo assim, a existência da camada guia aumenta a sensibilidade do sistema de medição já que a energia das

ondas fica mais concentrada sobre a superfície do dispositivo de medição, facilitando a detecção de alterações nas mesmas.

Apresenta-se na Figura 4 um sensor SAW às ondas de Love com camada sensível para detecção de um bacteriófago.

**Figura 4** - Sensor à onda de Love com camada sensível para detecção de um Bacteriófago.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

É possível perceber a existência de uma camada guia na estrutura do sensor. Isto caracteriza o dispositivo que utiliza ondas de Love. A presença desta camada possibilita a concentração da energia das ondas sobre a superfície, aumentando a sensibilidade do dispositivo.

## 2.5 Trabalhos Relacionados

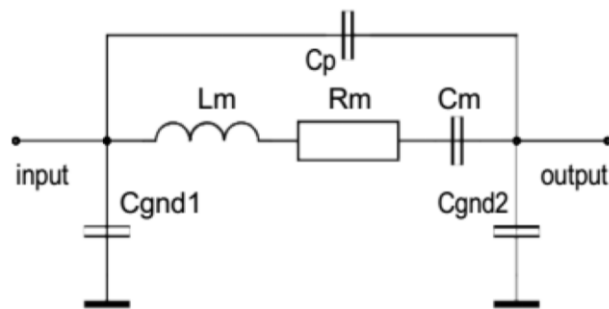
Alguns autores deram contribuições importantes nos modelos do sensor SAW.

Kshetrimayum *et al.* (2010) apresentaram um modelo de circuito equivalente para ressonadores de ondas acústicas de superfície revestidos com camada sensível polimérica. O modelo proposto combinou a descrição de acoplamento de modo comum com cálculo de perturbações causadas sobre a camada de polímero, obtendo expressões para a mudança na frequência de ressonância e atenuação causadas pela adição de carga na camada de polímero. Eles evidenciaram em seu trabalho que o aumento na atenuação da energia do sensor pode ser

modelado por meio de um elemento resistivo, enquanto a energia armazenada por um elemento indutivo, o que também modela alterações na frequência de operação.

Elsherbini *et al.* (2016) realizaram e apresentaram o projeto de um modelo equivalente simplificado para dispositivos SAW de uma e duas portas operando em 433 MHz. Extraíram-se os parâmetros de espalhamento (S-parameters do inglês Scattering parameters) do modelo proposto, comparando-os com um componente SAW comercial de mesma frequência de operação. Neste estudo, os autores utilizaram o software ADS para realizar as análises dos parâmetros de interesse obtendo resultados adequados. Mostra-se na Figura 5 o modelo proposto neste trabalho.

**Figura 5** - Modelo equivalente proposto por Elsherbini *et al.* (2016).



Fonte: Elsherbini et al. (2016)

Além da modelagem, encontram-se nos trabalhos científicos diversos autores que deram contribuições em vários aspectos do funcionamento e aplicações do sensor SAW: Tamarin *et al.* (2003) desenvolveram um estudo sobre os dispositivos SAW que utilizam as ondas de Love aplicados à detecção de um bacteriófago em tempo real.

Estes pesquisadores estão interessados em desenvolver aplicações de sensores SAW em meio líquido e estudam o desenvolvimento de dispositivos que propagam ondas com polarização horizontal de cisalhamento puro que são adaptadas à utilização em meios líquidos, tendo uma sensibilidade alta devido a utilização de uma camada guia de onda; a qual permite o confinamento da energia das ondas sobre a superfície no substrato piezoelétrico. Neste trabalho foi apresentado um método analítico baseado na estrutura de propagação multicamada o que permitiu estimar a sensibilidade ao efeito de massa do sensor.

Bisoffi *et al.* (2007) apresentaram um biossensor SAW operando numa frequência de 325 MHz, robusto e com boa sensibilidade aplicado a detecção de agentes virais. Utilizaram-se anticorpos direcionados à detecção do vírus Coxsackie B4, causador da doença síndrome cardiopulmonar por Hantavírus, para detecção rápida de partículas virais. Demonstrou-se que o biossensor foi capaz de detectar concentrações inferiores à carga viral normalmente encontrada em pacientes com a doença.

Tran *et al.* (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. Caracterizou-se o sensor e descreveu-se uma configuração de amplificador que garantisse a formação de um oscilador. Fez-se testes sobre o ruído no sistema e sua sensibilidade à temperatura. Além disso, apresentou-se os resultados dos testes de detecção do gás óxido de nitrogênio (NO<sub>2</sub>).

Kang *et al.* (2013) propuseram um sensor de temperatura utilizando a tecnologia SAW sem fio por meio de identificação por rádio frequência. O objetivo era utilizar o sensor em aplicações industriais, sendo necessário uma alta exatidão. Utilizou-se um esquema de codificação por meio de posições de pulso combinadas com informações de fase. Demonstrou-se com os resultados experimentais, a eficácia do projeto de detecção de temperatura proposto, colocando-se o sensor dentro de um forno com temperatura controlada a 2 m de distância da antena, obtendo-se uma exatidão de  $\pm 0,3$  °C numa faixa de temperatura de 0 – 40 °C .

Penza *et al.* (2000) desenvolveram um sistema de medição de umidade relativa utilizando um sensor SAW. Utilizou-se como camada sensível um filme de álcool polivinílico. O sistema foi implementado com dois osciladores, 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 utilizada como saída do sistema. Analisaram-se algumas características deste sistema como sensibilidade, curva de calibração, limites de detecção, ruído e repetibilidade a curto e médio prazo.

Rottava (2017) desenvolveu um sistema de medição de umidade relativa. A proposta deste trabalho foi desenvolver um sistema de medição de baixo custo. Implementou-se, para tanto, uma forma de transformar a grandeza a ser medida numa palavra digital. Projetou-se um protótipo de condicionador de sinal utilizando circuitos lógicos com tecnologia CMOS e testou-se numa configuração para medir a umidade

relativa. Testou-se este sistema em ambientes desenvolvidos com umidades relativas específicas de 32,8 a 90%. Baseado nestes testes mostrou-se o correto funcionamento do sistema de medição proposto.

Tortissier *et al.* (2009) estudaram os sensores SAW com ondas de Love acoplados a diferentes camadas sensíveis utilizando filmes finos mesoporosos. Realizou-se a detecção de gás etanol a fim de demonstrar a capacidade da camada sensível mesoporosa aplicada à dispositivos baseados em ondas acústicas de Love.

Hamzah *et al.* (2018) desenvolveram o projeto e análise de um oscilador Pierce utilizando um ressonador SAW. A topologia utilizada emprega dois amplificadores cascode em três estágios, fornecendo ganho suficiente para compensar as altas perdas de inserção de -65 dB à 1,3 GHz do dispositivo utilizado. O projeto do oscilador utilizou resultados de medições de parâmetros de espalhamento do ressonador SAW. O circuito desenvolvido foi simulado usando o software Cadence Design System e apresentou baixo consumo de energia de 1,52 mW.

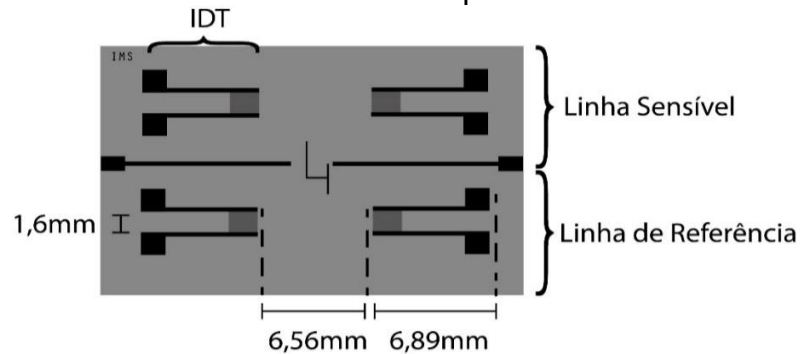
### 3 MODELO ELÉTRICO DO SENSOR SAW COM FREQUÊNCIA CENTRAL DE 117 MHz

Neste capítulo, mostra-se os passos utilizados no desenvolvimento do modelo elétrico para o sensor SAW a 117 MHz. Este modelo fez-se necessário para ajudar no desenvolvimento do projeto do oscilador e validar a abordagem proposta utilizando simulações.

#### 3.1 Caracterização do Sensor

Em nossa aplicação utilizou-se um sensor SAW às ondas de Love contendo uma camada guia fina de  $\text{SiO}_2$  de 4  $\mu\text{m}$  de espessura adicionada ao substrato, o que permite confinar a energia acústica dentro de seu volume. Adotou-se um comprimento de onda de 40  $\mu\text{m}$  (distância entre cada dedo de voltagem diferente do IDT). Sua frequência fundamental de operação foi de cerca de 117 MHz. O sensor foi projetado e testado pelo laboratório IMS-Bordeaux, em conjunto com o LAAS-Toulouse. Apresenta-se na Figura 6 o sensor desenvolvido.

**Figura 6** - Sensor SAW desenvolvido pelo IMS Bordeaux.



Neste dispositivo é possível notar a existência de duas linhas idênticas de atraso SAW. No projeto de sistemas de medição, numa delas adiciona-se uma camada sensível e a outra foi usada como linha de referência. Isso é apropriado porque esses sensores são usados em pares, com a linha de referência sendo usada para compensar mudanças no ambiente, como possíveis variações de temperatura.

Neste estudo modelou-se o sensor como uma rede de duas portas. Estas redes podem ser modeladas por meio de diversos conjuntos de parâmetros, como os

parâmetros de impedância ou admitância; sendo a caracterização utilizando os parâmetros de espalhamento ou parâmetros S a mais adequada em frequências elevadas devido à dificuldade em medir tensões e correntes nesta faixa de frequência. Por isso, utilizou-se esta forma de caracterização neste trabalho.

Este método apresenta bons resultados e contorna dificuldades de outros métodos de caracterização quando se trabalha em frequências elevadas. Com ele é feito análises da amplitude e da fase de sinais de teste em varredura de frequência e potência (ABOU-KHOUSA, 2009).

### 3.1.1 Parâmetros S

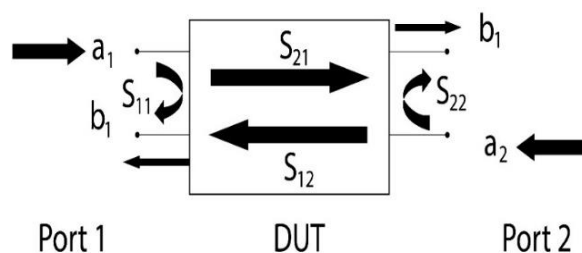
Fundamentalmente a análise de parâmetros S envolve a medição de ondas incidentes, refletidas e transmitidas através da rede em suas características de amplitude e fase. Isto torna-se importante devido à dificuldade de implementar curtos-circuitos ou circuitos abertos em frequências elevadas, necessários em outras formas de caracterização. Tais parâmetros, podem ser relacionados as características comuns de redes como ganho, perdas e impedâncias.

Com base na medição da matriz S caracterizou-se uma das linhas de atraso do sensor SAW. Um analisador de rede vetorial foi utilizado para mensurar estes parâmetros. O VNA usado neste projeto foi o "MS2036C" fabricado pela Anritsu.

A partir do coeficiente de transmissão direta  $S_{21}$  é possível extrair as informações sobre as perdas de inserção e a mudança de fase dos sinais incidentes no dispositivo SAW tratado como rede de duas portas e, a partir do  $S_{11}$  é possível inferir informações sobre a impedância de entrada do sensor.

Mostra-se na Figura 7 uma rede genérica de duas portas, demonstrando os conceitos fundamentais relacionados a medição da matriz S.

**Figura 7** - Rede de duas portas genérica.



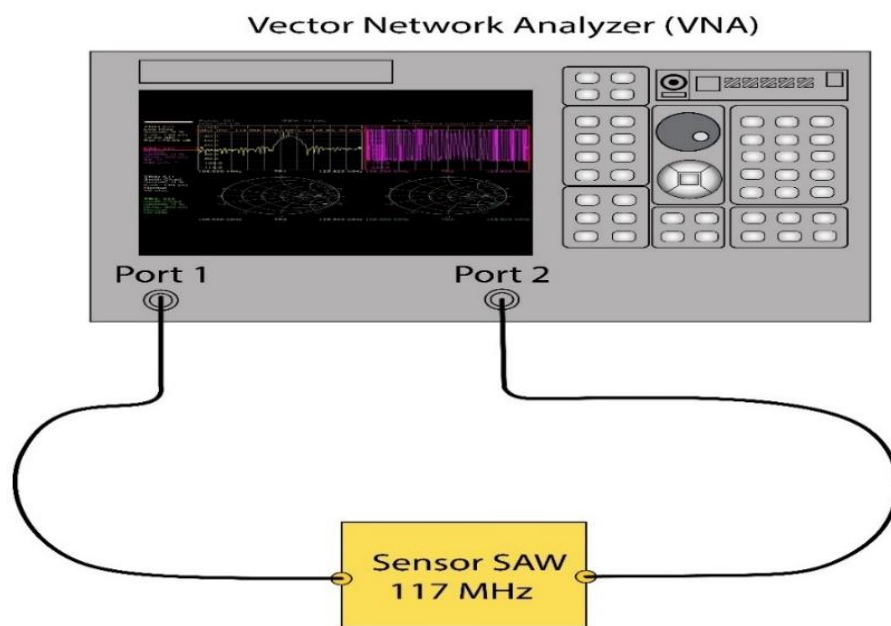
Fonte: Elaborado pelo autor (2020)



Percebe-se que com o coeficiente de transmissão direta  $S_{21}$  pode-se analisar sinais emitidos na porta 1 e recebidos na porta 2. Desta forma, consegue-se informações sobre as perdas de inserção e a mudança de fase dos sinais incidentes no dispositivo sob teste (DUT- Device under test). Já com o  $S_{11}$  analisa-se os sinais emitidos na porta 1 e refletidos pela porta 1, permitindo inferir informações sobre a impedância de entrada do DUT.

Mostra-se na Figura 8 a configuração de medição dos parâmetros S do sensor SAW.

**Figura 8** - VNA medindo os parâmetros S do sensor SAW 117 MHz.

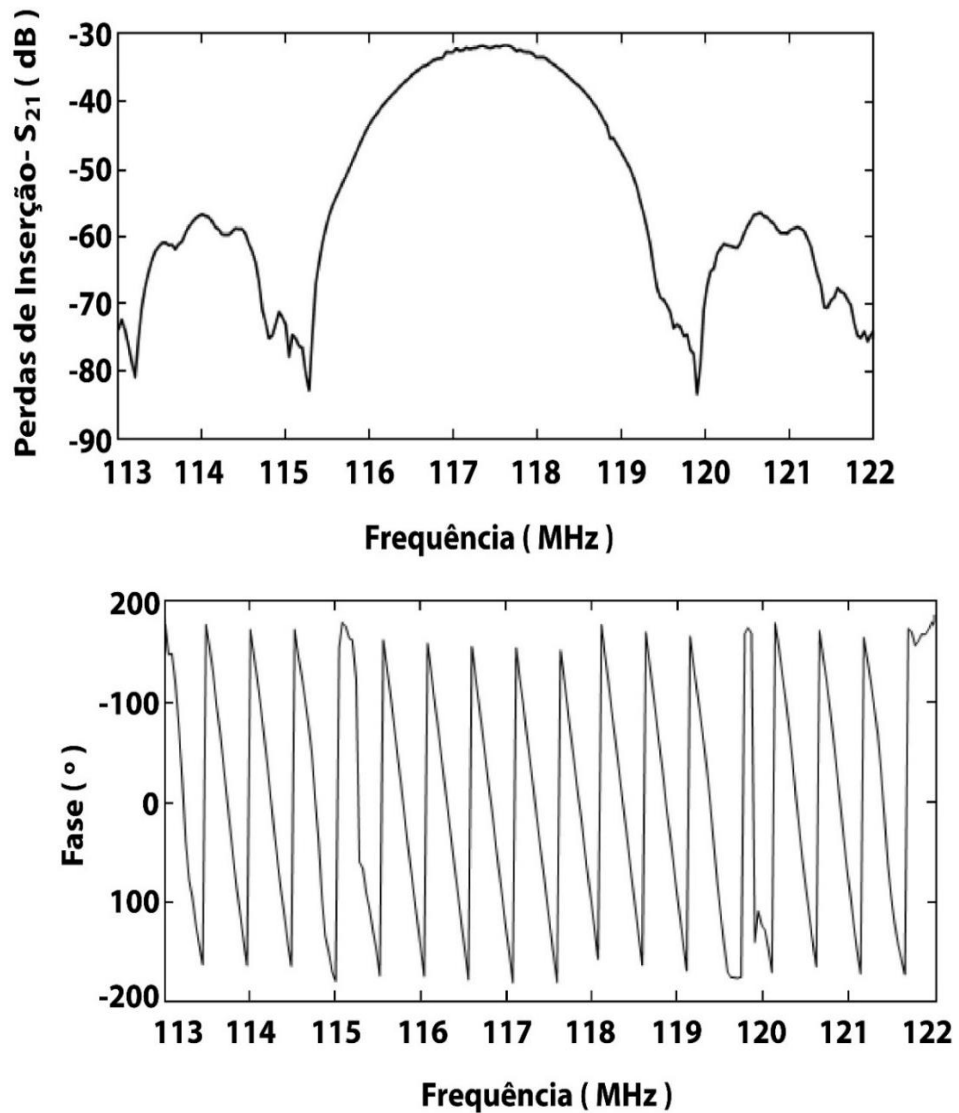


Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Nesta configuração a porta 1 do instrumento é conectada a entrada do dispositivo e a porta 2 é conectada na saída, em uma das linhas de atraso do sensor. Como o dispositivo é recíproco e simétrico a inversão dos terminais não altera os resultados da medição.

Apresenta-se na Figura 9 as perdas de inserção medidas e a característica de fase da resposta em frequência  $S_{21}$  do sensor de ondas de Love com superfície livre. Pode-se observar um comportamento de fase linear na largura de banda entre 115 e 120 MHz. As mínimas perdas de inserção são de -31,56 dB e estão na frequência de 117,6 MHz.

Figura 9 - Resposta em frequência do sensor SAW S<sub>21</sub>.



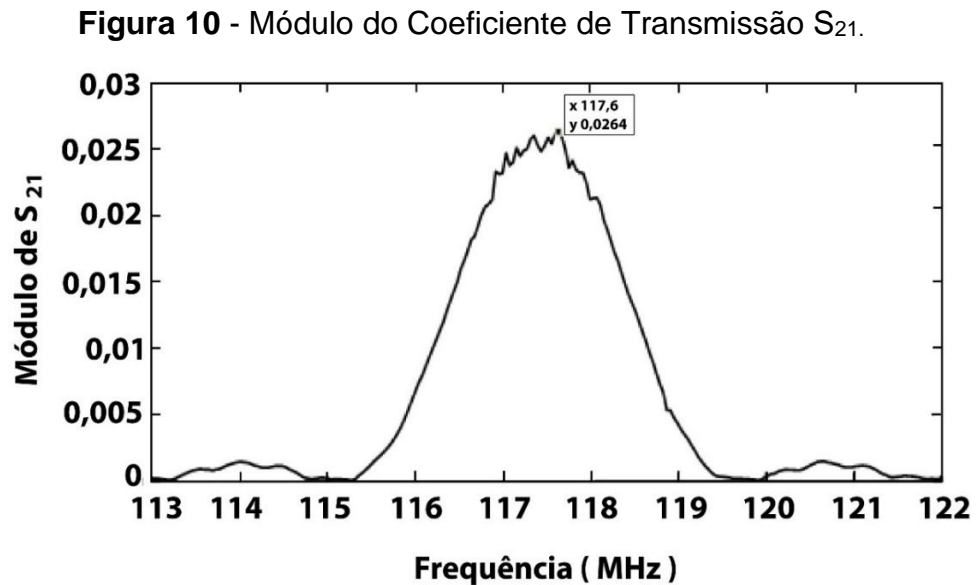
Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

### 3.2 Modelo Elétrico do Sensor

Neste trabalho projetou-se um oscilador senoidal utilizando um sensor SAW em sua malha de realimentação. Para atingir este objetivo desenvolveu-se um modelo elétrico simples, mas útil na reprodução das principais características elétricas necessárias ao desenvolvimento do oscilador. Com este modelo pode-se realizar simulações que confirmam a possibilidade de implementação do projeto.

### 3.2.1 Extração de parâmetros a partir da Matriz S

Analisando a matriz de parâmetros S extraída de medições com o VNA pode-se encontrar a frequência de ressonância. Apresenta-se na Figura 10 o gráfico do módulo do coeficiente de transmissão direta  $S_{21}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Na frequência de ressonância este parâmetro assume valor máximo. Isto caracteriza as menores perdas e está associado a frequência de ressonância. Esta frequência é a melhor para modelar o sensor, correspondendo a  $f_s = 117,6$  MHz.

Pode-se extrair, com os valores obtidos, os valores da matriz S na frequência de ressonância. A Equação 3.1 mostra esses valores.

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,84 \angle -30,22^\circ & 0,0254 \angle 152^\circ \\ 0,0254 \angle 152^\circ & 0,84 \angle -30,22^\circ \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Devido as características construtivas do sensor SAW pode-se constatar que o dispositivo é recíproco. Desta forma seu coeficiente de transmissão direta ( $S_{21}$ ) e reverso ( $S_{12}$ ) são idealmente iguais. E devido sua simetria, seus coeficientes de reflexão de entrada ( $S_{11}$ ) e de saída ( $S_{22}$ ) também são idealmente iguais. Nesse caso, a extração dos parâmetros do modelo pode ser baseada nas medições do  $S_{21}$  e  $S_{11}$ .

Pode-se ainda fazer a transformação da matriz S na matriz Y, utilizando a Expressão (3.2), onde  $Y_0$  é a admitância característica do sistema que neste caso foi considerado o inverso de  $50 \Omega$ . (POZAR, 2011)

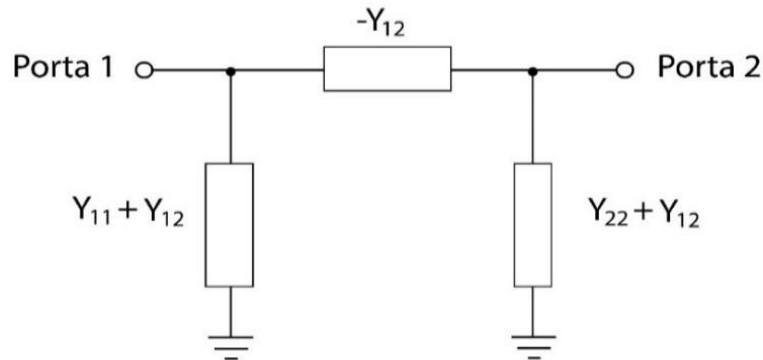
$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_0 \frac{(1+S_{22})(1-S_{11})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} & Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} & Y_0 \frac{(1-S_{22})(1+S_{11})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Efetuada a conversão chega-se à matriz Y dada pela Equação 3.3.

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (0,0019 + j0,0054) S & (3,2118 \cdot 10^{-4} + j1,4974 \cdot 10^{-6}) S \\ (3,2118 \cdot 10^{-4} + j1,4974 \cdot 10^{-6}) S & (0,0019 + j0,0054) S \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Sendo o sensor SAW uma rede recíproca e simétrica existe algumas possibilidades de circuitos equivalentes capazes de representá-la. Dentre estes têm-se a rede em T e a rede em  $\pi$ . Neste trabalho optou-se pela utilização da rede em  $\pi$  devido a maior facilidade de comparar os parâmetros físicos do sensor com os elementos de circuito presentes nesta rede. Desta forma, utilizou-se o modelo  $\pi$  da Figura 11 para modelar o sensor como uma rede de duas portas (POZAR, 2011).

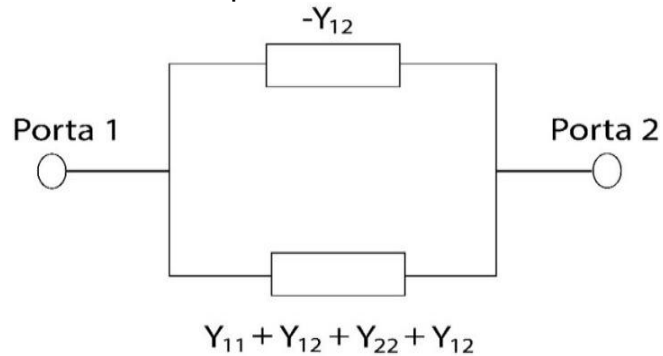
**Figura 11** - Modelo  $\pi$  para rede de duas portas recíproca.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

A admitância equivalente entre a porta 1 e 2 para a rede  $\pi$  pode ser calculada pelo equivalente da Figura 12.

**Figura 12** - Circuito equivalente ao modelo  $\pi$  entre 1 e 2.



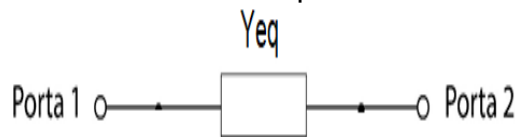
Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Isto foi descrito na Equação 3.4 (OKADA; MASU, 2010).

$$\begin{aligned} Y_{eq} &= Y_{11} + Y_{12} + Y_{22} + Y_{12} - Y_{12} \\ Y_{eq} &= Y_{11} + Y_{12} + Y_{22} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Mostra-se na Figura 13 a admitância equivalente para o circuito da Figura 12.

**Figura 13** - Admitância equivalente entre 1 e 2.



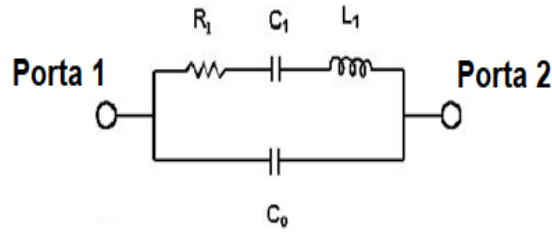
Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

No sensor analisado obtêm-se a admitância equivalente dada pela Equação 3.5.

$$Y_{eq} = (0,004 + j0,0108) S \quad (3.5)$$

A fim de extrair os parâmetros do modelo comparou-se o modelo da Figura 12 com o modelo convencional utilizado para modelar cristais piezoelétricos, representado na Figura 14.

**Figura 14** - Modelo convencional para um cristal.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Procede-se com a extração dos parâmetros na frequência de ressonância de  $f_s = 117,6$  MHz. No circuito da Figura 14 pode-se descrever as impedâncias dos ramos conforme as Equações 3.6, 3.7, 3.8 e 3.9.

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (3.6)$$

$$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \quad (3.7)$$

$$Z_0 = jX_0 \quad (3.8)$$

$$X_0 = -\frac{1}{\omega C_0} \quad (3.9)$$

Estas equações definem os parâmetros das impedâncias dos dois ramos do circuito. Desta forma, pode-se analisar o circuito em termos de admitância em que a admitância equivalente pode ser encontrada pela Equação 3.10.

$$Y_{eq} = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_1} = \frac{Z_1 + Z_0}{Z_1 \cdot Z_0} \quad (3.10)$$

Substituindo as Equações 3.6 e 3.8 na Equação 3.10 encontra-se a Equação 3.11.

$$Y_{eq} = \frac{R_1 + jX_1 + jX_0}{(R_1 + jX_1) \cdot (jX_0)} \quad (3.11)$$

A equação 3.11 pode ser simplificada utilizando-se do fato de que na frequência de ressonância  $X_1=0$ , então resulta na Equação 3.12.

$$Y_{eq} = \frac{1}{R_1} - j \frac{1}{X_0} \quad (3.12)$$

Utilizando o resultado obtido na Equação 3.5 e a Equação 3.12 pode-se extrair o valor para a resistência  $R_1$  utilizando a Equação 3.13.

$$\begin{aligned} \square \frac{1}{R_1} &= 0,004 \text{ S} \\ R_1 &= 250 \Omega \end{aligned} \quad (3.13)$$

Adotando-se uma largura de banda a 3 dB de  $B=0,2$  MHz para o modelo proposto e assumindo ainda o fator de qualidade do circuito como o fator de qualidade do circuito série, pode-se utilizar a Equação 3.14 para extrair o valor da indutância do circuito.

$$\begin{aligned} B &= \frac{R_1}{L_1} \\ 2\pi(0.2 \text{ MHz}) &= \frac{250}{L_1} \\ L_1 &= 192,3 \mu\text{H} \end{aligned} \quad (3.14)$$

A frequência de ressonância pode ser definida pela Equação 3.15.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.15)$$

Utilizando a Equação 3.15, pode-se encontrar o valor de  $C_1$ .

$$C_1 = 9,53 \text{ fF}$$

A fim de simplificar o modelo e deixá-lo mais próximo de um filtro passa faixa, adota-se  $C_0 = C_1$ , desta forma:

$$C_0 = 9,53 \text{ fF}$$

### 3.2.2 Natureza capacitiva da impedância de entrada

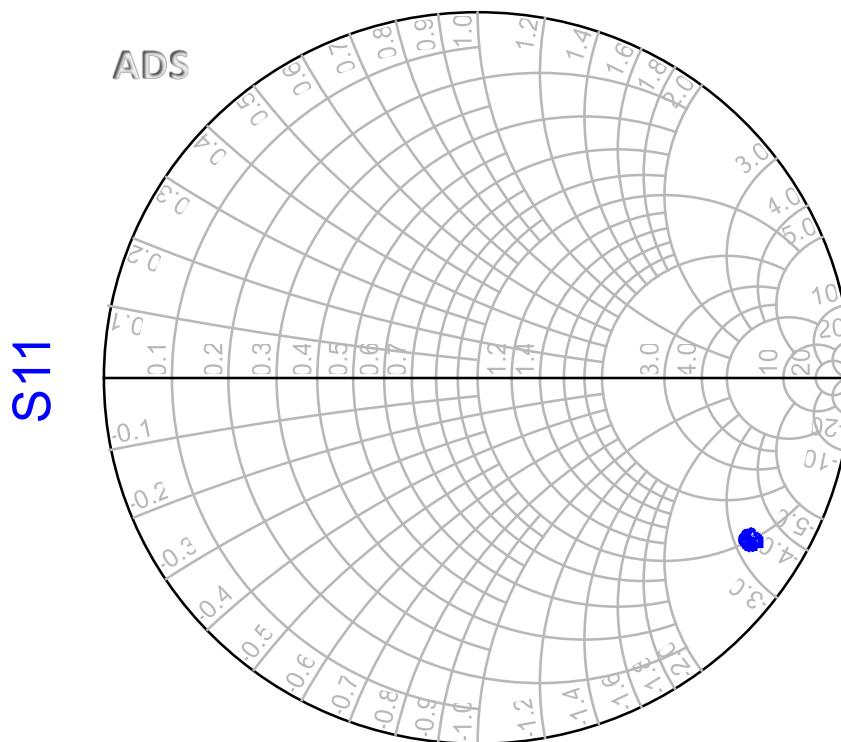
Devido às relações matemáticas entre o coeficiente de reflexão  $S_{11}$  e a impedância de entrada de um dispositivo, pode-se provar que a natureza indutiva ou capacitiva deste coeficiente determina a natureza da impedância de entrada. Se o coeficiente de reflexão tiver natureza capacitiva a impedância também terá e vice versa.

A Carta de Smith é uma ferramenta gráfica amplamente utilizada no projeto e solução de problemas de linhas de transmissão. Esta Carta nos fornece uma forma

útil de visualizar a variação do coeficiente de reflexão e impedâncias com a variação da frequência. A reta que divide o círculo representa impedâncias puramente resistivas, enquanto a parte superior impedâncias complexas indutivas. Já a parte inferior representa impedâncias complexas de natureza capacitiva. (ULABY *et al.*, 2010)

Mostra-se na Figura 15 o coeficiente de reflexão  $S_{11}$  sobre a Carta de Smith. Este gráfico foi plotado no ADS, utilizando parâmetros medidos do sensor com o VNA. Utilizou-se uma variação de frequência de 113 MHz à 122 MHz. Desta forma, pode-se perceber a natureza capacitiva do coeficiente de reflexão de entrada e portanto da impedância de entrada do dispositivo.

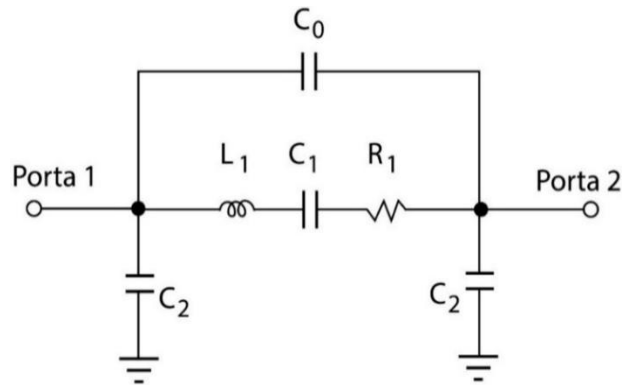
**Figura 15** - Coeficiente de reflexão de entrada plotado sobre a carta de Smith.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Com intuito de reproduzir no modelo a natureza capacitiva da impedância de entrada do sensor acrescentaram-se capacitores às entradas, sendo os valores extraídos utilizando a matriz  $Y$ . Sendo  $Y_{11} = (0,0019 + j0,0054) S$  e considerando apenas a parte reativa pode-se encontrar o valor do capacitor  $C_2$ , mostrado no modelo da Figura 16, utilizando a Equação 3.16.



**Figura 16** - Modelo elétrico para o Sensor SAW.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

$$j\omega C_2 = j0,0054$$

$$j2\pi(117,6 \text{ MHz})C_2 = j0,0054 \quad (3.16)$$

$$C_2 = 7,3 \text{ pF}$$

Os valores dos componentes para o modelo da Figura 16 são apresentados na Tabela 1.

**Tabela 1** - Valores dos componentes para o modelo elétrico

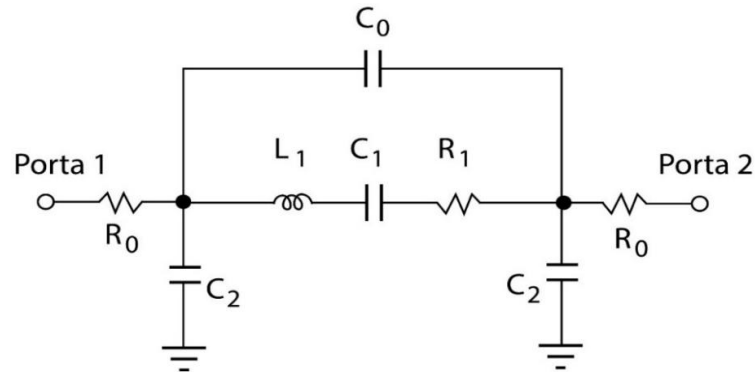
Componente	Valor
$R_1(\Omega)$	250
$L_1(\mu\text{H})$	192,3
$C_0(\text{fF})$	9,53
$C_1(\text{fF})$	9,53
$C_2(\text{pF})$	7,3

Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Utilizando o simulador ADS verificou-se que o modelo encontrado ainda pode ser aprimorado de forma a reproduzir melhor as características elétricas do sensor. A fim de representar melhor o comportamento elétrico do sensor, em termos de ganho e fase, efetuou-se alterações no modelo. Desta forma adicionou-se dois resistores nas portas 1 e 2, compatibilizando as perdas do sensor e do modelo e melhorando a resposta de fase do modelo. Ilustra-se na Figura 17 o modelo

desenvolvido para o sensor SAW após as alterações e alguma sintonia utilizando o software ADS.

**Figura 17** - Modelo elétrico adaptado para Sensor SAW.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Mostra-se na Tabela 2 os valores dos componentes para o modelo adaptado.

**Tabela 2** - Valores dos componentes para o modelo elétrico adaptado.

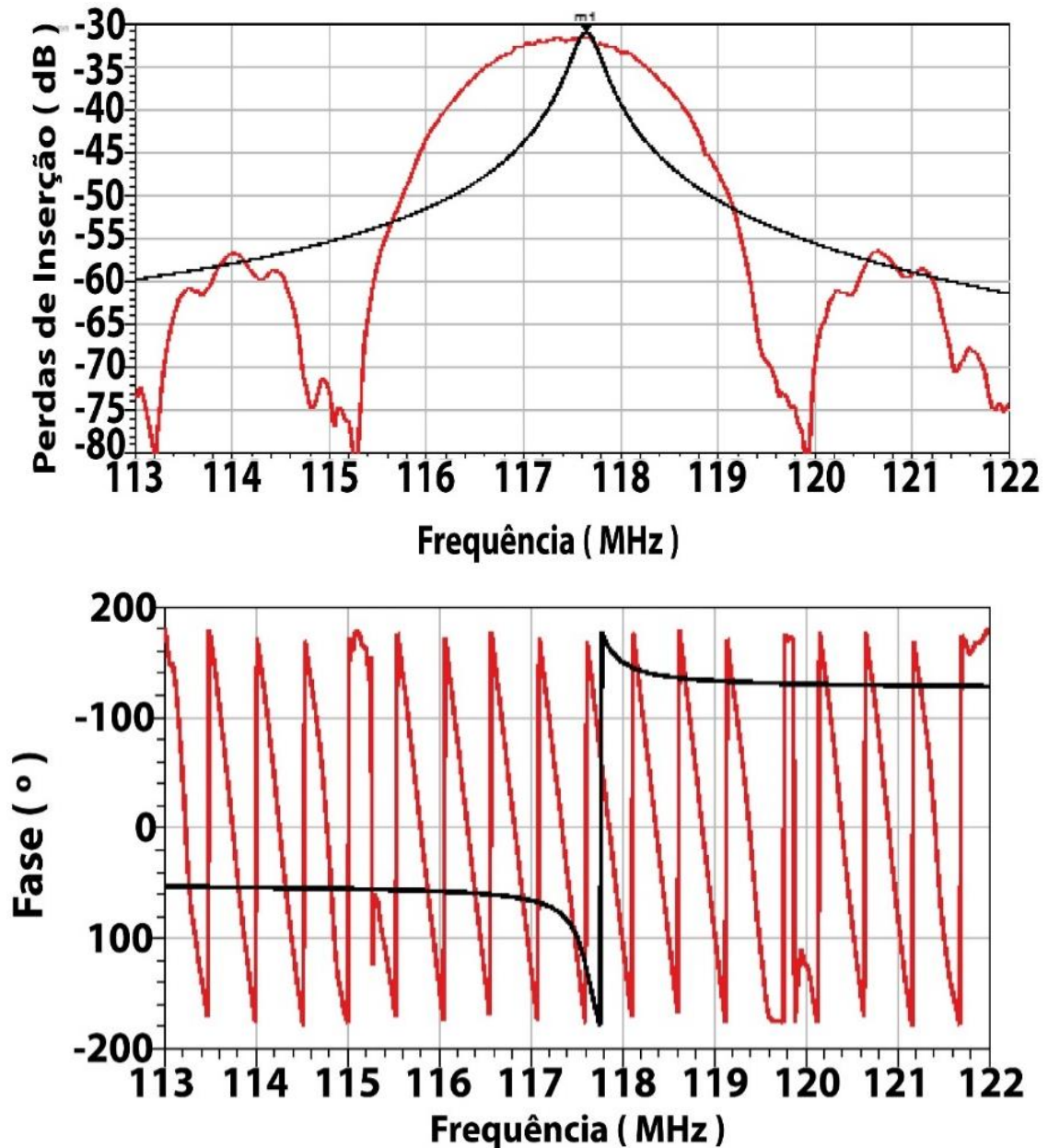
Componente	Valor
$R_0(\Omega)$	500
$R_1(\Omega)$	250
$L_1(\mu\text{H})$	192,5
$C_0(\text{fF})$	9,53
$C_1(\text{fF})$	9,53
$C_2(\text{pF})$	7,3

Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

### 3.2.2.1 Comparação entre a resposta em frequência do sensor e do modelo

Apresenta-se na Figura 18 uma comparação entre a resposta em frequência do sensor e do modelo. As curvas em preto demonstram a resposta em frequência do modelo enquanto as curvas em vermelho a resposta do sensor.

Figura 18 - Comparação entre a resposta em frequência do sensor e do modelo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Observa-se que o modelo 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. Para nossa primeira abordagem, a banda de passagem típica (4 MHz a -3 dB) às rotações de fase observadas nas medições experimentais do dispositivo às ondas de Love não são necessárias. Para o projeto do circuito do oscilador, os parâmetros de interesse baseados nas condições de Barkhausen são: a fase e o mínimo de perdas de inserção à frequência de projeto.

### 3.2.3 Experimento com gotas de água

Na medição das respostas do sensor às ondas de Love de acordo com perturbações sobre sua superfície e, assim, obter suas curvas de resposta em frequência, para o sensor em diferentes condições de operação, foi realizado um trabalho experimental no qual gotas de água foram adicionadas ao longo do caminho de propagação das ondas acústicas, a fim de identificar mudanças em sua resposta em frequência devido a deposição das gotas sobre a superfície do dispositivo. Apresenta-se na Tabela 3 as perdas de inserção e a resposta de fase na frequência com perdas mínimas.

**Tabela 3** - Resposta em frequência do sensor com superfície perturbada ( $S_{21}$ ).

	Sensor com superfície livre	1 gota	2 gotas
Perdas de inserção ( dB )	-31,57	-37,81	-41,62
Frequência com menores perdas ( MHz )	117,633280	117,553600	117,553600
Fase( ° )	151,48	148,54	118,62

Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

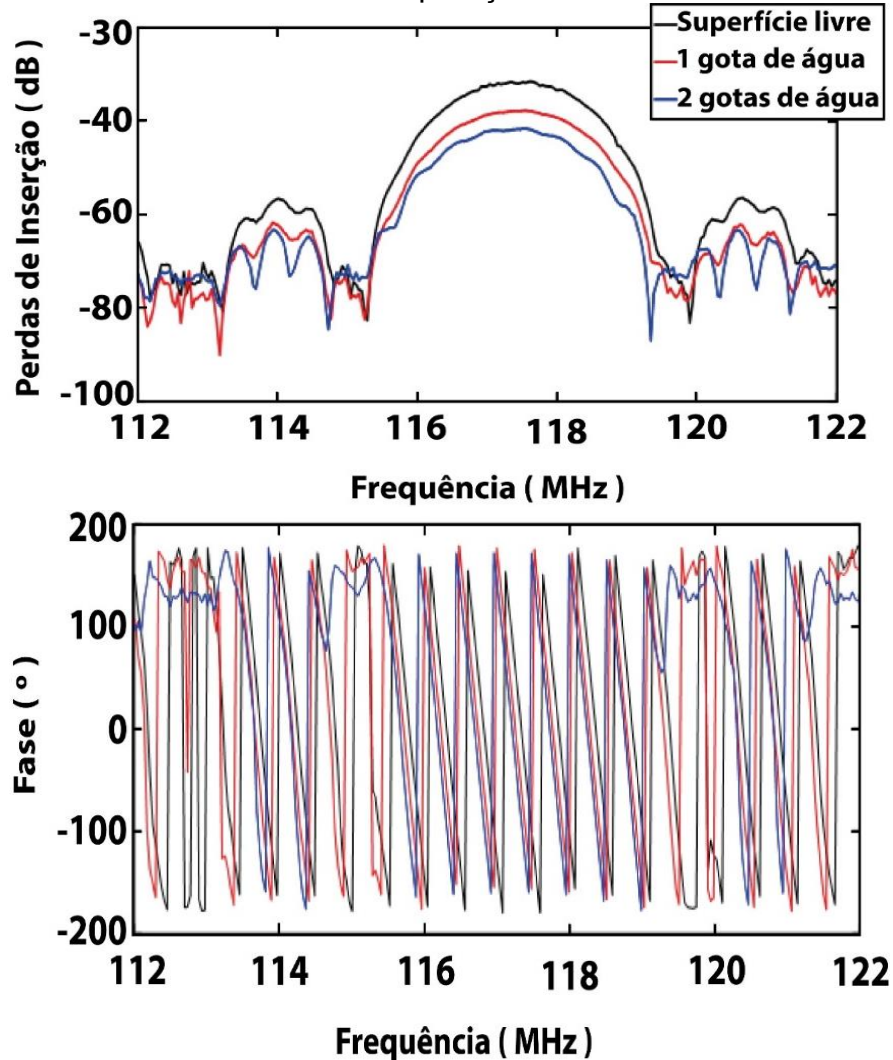
Os resultados obtidos e mostrados na Tabela 3 foram estimados a partir da Figura 19 em que as medidas de  $S_{21}$  apresentam algumas ondulações devido à reflexão da onda acústica na borda do sensor. Essas ondulações introduzem uma incerteza na estimativa da frequência e nas perdas de inserção que não são cruciais para nosso trabalho, pois nosso objetivo é projetar um circuito eletrônico de leitura baseado em um oscilador Pierce.

Na verdade, os parâmetros importantes consistem em definir a frequência e a faixa de perdas de inserção do sistema que definirá a escolha do amplificador. Assim, com base nas condições de Barkhausen, pode-se deduzir dos resultados da Tabela 3, que um amplificador que possa compensar -40 dB de perdas em torno da frequência de  $117 \pm 1$  MHz do oscilador é apropriado.

Ilustra-se na Figura 19 a resposta em frequência  $S_{21}$  do sensor de ondas de Love com gotas de água adicionadas a superfície do sensor. A curva preta mostra a resposta  $S_{21}$  do sensor com superfície livre. Em seguida, as curvas em vermelho e

azul são obtidas, respectivamente, após a adição de uma e duas gotas de água na superfície entre os IDTs.

**Figura 19** - Resposta em frequência do sensor SAW ( $S_{21}$ ) em diferentes condições de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

As medições relativas usando o sensor de superfície livre como referência são calculadas e apresentadas na Tabela 4.

**Tabela 4** - Variações no Ganho e na Frequência central.

	Experimentos com gotas de água	
	1 gota	2 gotas
Varição relativa nas perdas de inserção ( dB )	-6,24	-10,05
Varição relativa na frequência ( kHz )	-79,68	-79,68

Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Os dados apresentados evidenciam que a variação de gotas de água sobre a superfície do sensor causa variações na frequência central do dispositivo da ordem de -79 kHz enquanto a alteração do ganho ficou entre -6 e -10 dB.

### 3.2.3 Adaptação do modelo

Os valores dos componentes necessários a adaptação do modelo são apresentados na Tabela 5.

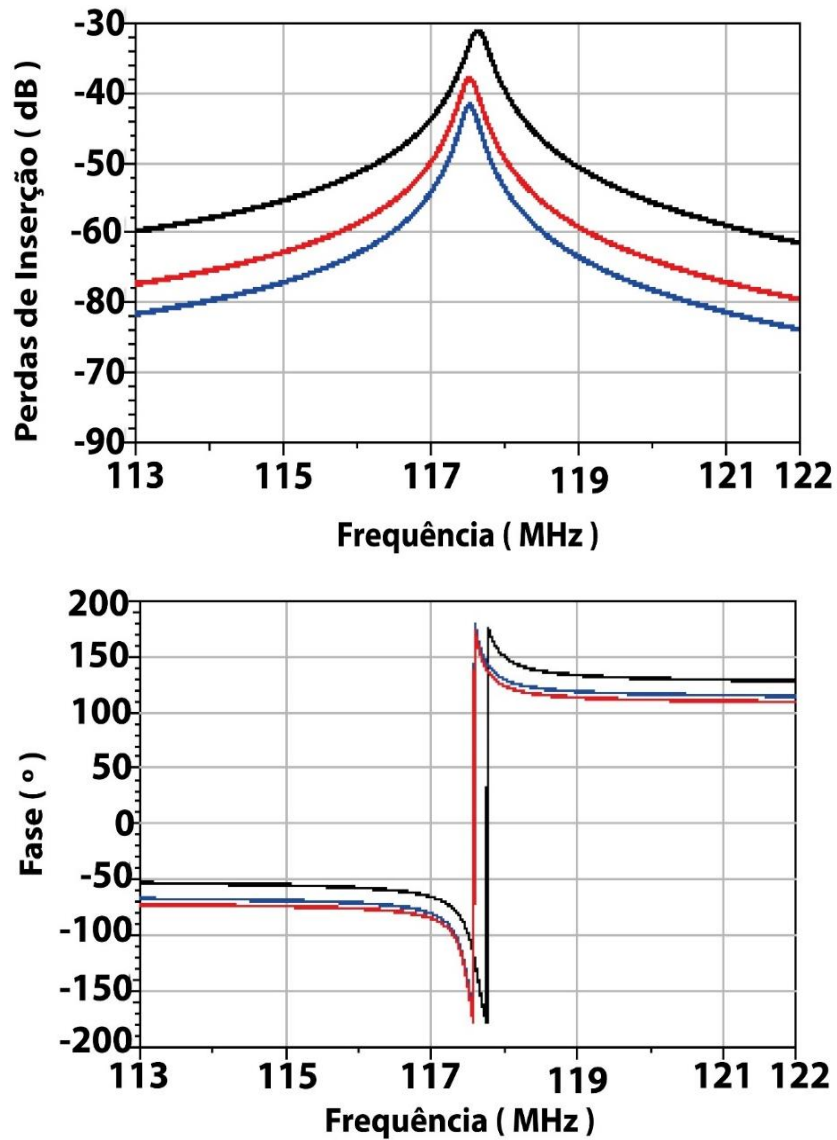
**Tabela 5** - Valores dos componentes para adaptação do modelo.

	Sensor com superfície livre	1 gota	2 gotas
$R_0(\Omega)$	500	840	1100
$R_1(\Omega)$	250	250	250
$L_1(\mu\text{H})$	192,5	192,9	192,9
$C_1(\text{fF})$	9,53	9,53	9,53
$C_0(\text{fF})$	9,53	9,53	9,53
$C_2(\text{pF})$	7,3	7,3	7,3

Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Sintetiza-se na Figura 20 simulações da resposta em frequência do modelo, adaptando o resistor  $R_0$  e a indutância  $L_1$  para adequar o modelo às variações causadas pela adição de água na superfície do sensor. Este resultado é uma primeira etapa que nos permite projetar o circuito do oscilador que opere em diferentes condições de operação.

**Figura 20** - Simulações da resposta em frequência do modelo, adaptando o resistor  $R_0$  e a indutância  $L_1$  para adequar o modelo às variações causadas pela adição de água na superfície do sensor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Na curva preta o modelo reproduz o sensor com superfície livre, a vermelha o sensor com uma gota na superfície e a azul com duas gotas.

## 4 SIMULAÇÃO DO OSCILADOR PIERCE COM SENSOR SAW

Neste capítulo, descrevem-se os fundamentos de osciladores senoidais e o circuito do oscilador Pierce desenvolvido com o modelo do sensor SAW na malha de realimentação.

### 4.1 Fundamentos de Osciladores Senoidais

Existem diversos sistemas que podem ser chamados de osciladores. São sistemas cujo comportamento é aproximadamente periódico no tempo, mas que recebem energia de fontes não periódicas. Como exemplos podem-se citar um sistema massa mola e um pêndulo. (BURIAN JÚNIOR, 1972)

O oscilador eletrônico é um circuito capaz de produzir um sinal periódico sendo alimentado por uma fonte contínua. Estes circuitos são utilizados em diversas aplicações. Em boa parte delas têm-se a função de fornecer um sinal periódico com frequência bastante precisa utilizado como referência de tempo, mas também são utilizados em sistemas de medição.

Um oscilador eletrônico pode ser definido como uma classe de geradores de forma de onda que podem ser senoidais, quadradas, triangulares e dente de serra. Um oscilador é essencialmente um circuito amplificador capaz de fornecer seu próprio sinal de entrada. Estes circuitos são classificados de acordo com a forma de onda que produzem e as malhas seletivas à frequência inseridas ao circuito. (KARRIS, 2008)

As características mais importantes destes circuitos são frequência, amplitude, forma de onda das oscilações e ruído de fase. Neste trabalho o oscilador será utilizado como parte de um sistema de medição, sendo a frequência e amplitude das oscilações dependentes de sinais presentes no sensor, o qual faz parte do circuito do oscilador senoidal.

#### 4.1.1 Elementos integrantes de um oscilador senoidal

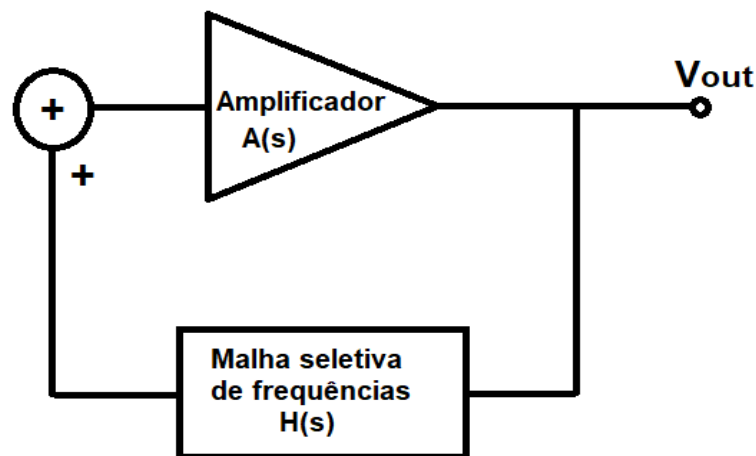
Basicamente para se formar um circuito oscilador senoidal é necessário um elemento ativo capaz de produzir ganho na frequência de interesse, uma rede seletiva em frequência capaz de sintonizar a frequência desejada e um mecanismo não-linear



para controle de amplitude do sinal disponível na saída, este conjunto pode contribuir para garantir um sinal senoidal.

Desta forma, o circuito básico para se formar um oscilador senoidal consiste em um amplificador e uma malha seletiva a frequência, conectada numa malha de realimentação com o amplificador. Apresenta-se na Figura 21 o diagrama de blocos básico para o circuito do oscilador.

**Figura 21** - Diagrama de blocos básico para um oscilador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Osciladores senoidais podem ser construídos utilizando diferentes tipos de redes seletivas a frequência. Os tipos mais comuns incluem redes de indutor e capacitor conhecidas com redes LC e ressonadores piezoelétricos. O ressonador piezoelétrico tem melhor precisão na escolha da frequência e maior estabilidade, mas só pode ser ajustado numa faixa estreita de frequência (CARR, 2002).

Utilizando a teoria de sistemas com realimentação pode-se dizer que a função de transferência do sistema apresentado na Figura 21 é dada pela Equação 4.1.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A(s)}{1 - A(s)H(s)} \quad (4.1)$$

Desta forma o ganho de malha aberta do sistema é dado pela Equação 4.2.

$$A(s)H(s) \quad (4.2)$$

A equação característica do sistema é dada pela Equação 4.3.

$$1 - A(s)H(s) = 0 \quad (4.3)$$

#### 4.1.2 Critérios de oscilação

Analisando a Equação 4.3 pode-se inferir que se em uma frequência específica  $f$ , o ganho de malha aberta for igual a 1, significa que o sistema terá uma saída finita mesmo tendo uma entrada muito pequena ou próxima de zero. Assim, em  $f$  a fase do ganho de malha aberta deve ser igual a zero ou múltiplo de  $360^\circ$  e sua amplitude deve ser unitária. Este critério de oscilação é conhecido como critério de Barkhausen. As Equações 4.4 e 4.5 descrevem os critérios de Barkhausen para oscilação (SEDRA; SMITH, 2015).

$$|A(s)H(s)| = 1 \quad (4.4)$$

$$\angle A(s)H(s) = 0 \quad (4.5)$$

Em termos de ganho em dB pode-se afirmar que o amplificador deve compensar as perdas introduzidas pela malha seletiva as frequências, de forma a garantir que o ganho total da malha seja um pouco maior que  $0^+$  dB. Pode-se definir isto utilizando a Equação 4.6 (ZIMMERMANN, 2002).

$$A(s)_{dB} + H(s)_{dB} = 0^+ dB \quad (4.6)$$

Os critérios de Barkhausen são necessários, mas não suficientes para produzir e manter as oscilações na frequência  $f$ . Para que isso ocorra é necessário

que a equação característica do sistema tenha raízes complexas. As raízes desta equação são os polos do sistema e são fundamentais na determinação do comportamento do sistema.

As condições discutidas até então garantem e mantêm as oscilações matematicamente, mas no mundo físico os parâmetros de qualquer sistema podem variar de acordo com mudanças em parâmetros ambientais como temperatura. Desta forma, uma variação no ganho de malha aberta implicaria em alteração nas oscilações. Por isso, existe a necessidade de ter o mecanismo de limitação de amplitude, o qual garante que o ganho de malha permaneça igual a unidade, possibilitando a permanência das oscilações.

## 4.2 Arquiteturas de Osciladores

Osciladores senoidais podem ser classificados de acordo com o tipo de malha seletiva à frequência utilizada em sua rede de realimentação. Os osciladores RC utilizam um filtro RC em sua malha de realimentação. Estes circuitos são comumente utilizados na geração de baixas frequências.

Já os osciladores LC utilizam uma malha formada por capacitores e indutores. Estes circuitos são bastante utilizados em aplicações de radiofrequência, como na geração de sinais dos transmissores de rádio e TV. Típicos osciladores LC são denominados de Hartley, Clapp, Colpitts e Pierce. O que muda na configuração destes é a natureza das impedâncias da malha de realimentação e a forma como essas impedâncias estão conectadas ao circuito do amplificador. (CLARKE; HESS, 1971).

São também denominados de osciladores sintonizados, pois a malha seletiva à frequência, presente no circuito de realimentação, determina a frequência de oscilação do sistema. Desta forma a qualidade do sinal produzido vai depender do fator de qualidade Q da malha ressonante escolhida. A utilização de uma malha com alto fator de qualidade produz um sinal de saída com baixa distorção harmônica (GONZALEZ, 2007).

Outra forma de se implementar osciladores senoidais é utilizando um cristal piezoelétrico como elemento seletivo a frequências. Em geral, os cristais têm um fator de qualidade muito alto e boa estabilidade a temperatura, o que garante uma boa estabilidade de frequência para os osciladores com esta configuração. Tal

configuração é bastante utilizada na geração de sinais de temporizadores em computadores. Dispositivos baseados em ondas acústicas de superfície (SAW) são outro possível elemento a ser utilizado como seletor de frequência em osciladores. Este tipo de dispositivo é usado principalmente em aplicações de alta frequência como em telefonia móvel.

### **4.3 Oscilador Implementado com o Modelo do Sensor SAW**

Procurando-se encontrar um circuito adequado para implementação do oscilador senoidal com o sensor SAW, utilizou-se o modelo elétrico desenvolvido como malha seletiva a frequências. Desta forma, analisou-se os requisitos que atendessem as condições de Barkhausen. Das análises feitas com o sensor mostradas no Capítulo 3, entendeu-se que na frequência de ressonância o sensor apresenta perdas de inserção de -31 dB e ângulo de defasagem de  $150^\circ$ . Por isso, para atender os critérios de oscilação é necessário projetar um amplificador que compense essas perdas e cause no circuito uma defasagem total de  $0^\circ$  ou múltiplo de  $360^\circ$ .

Escolheu-se a implementação de um amplificador emissor comum por fornecer um deslocamento de fase de  $180^\circ$ , o qual em conjunto com o deslocamento do modelo, proporciona o deslocamento necessário. Desta maneira, estaria satisfeito o critério de fase das condições de Barkhausen, restando implementar um amplificador com ganho suficiente a compensar perdas de -40 dB; já considerando outros elementos integrantes do sistema que possam aumentar as perdas, além das causadas pelo sensor.

#### **4.3.1 Simulações no Advanced Design System (ADS)**

Simulou-se os osciladores utilizando o ADS, um software da Keysight bastante utilizado no projeto de aplicações de sistemas de alta frequência, como telefonia móvel, redes wireless, satélites e sistemas radar. Esta ferramenta também vem sendo bastante utilizada no projeto e otimização de dispositivos de RF.

#### 4.3.1.1 Oscilador para o modelo do sensor com superfície livre

O transistor selecionado foi o bipolar (TBJ) de montagem superficial BFP405 fabricado pela infineon. Este é um transistor para aplicações de RF de baixo ruído e com frequência de transição ( $f_T$ ) de 25 GHz. O ponto de operação selecionado para o transistor foi de  $V_{CE}=3,35$  V e  $I_C=14,26$  mA, usando uma tensão de alimentação  $V_{CC} = 5$  V.

De forma simplificada pode-se afirmar, que o ganho de tensão do amplificador emissor comum utilizado é dado pela Equação 4.7. Sendo  $G_v$ , o ganho de tensão,  $Z_C$ , a impedância total no coletor e  $Z_E$  a impedância total no emissor.

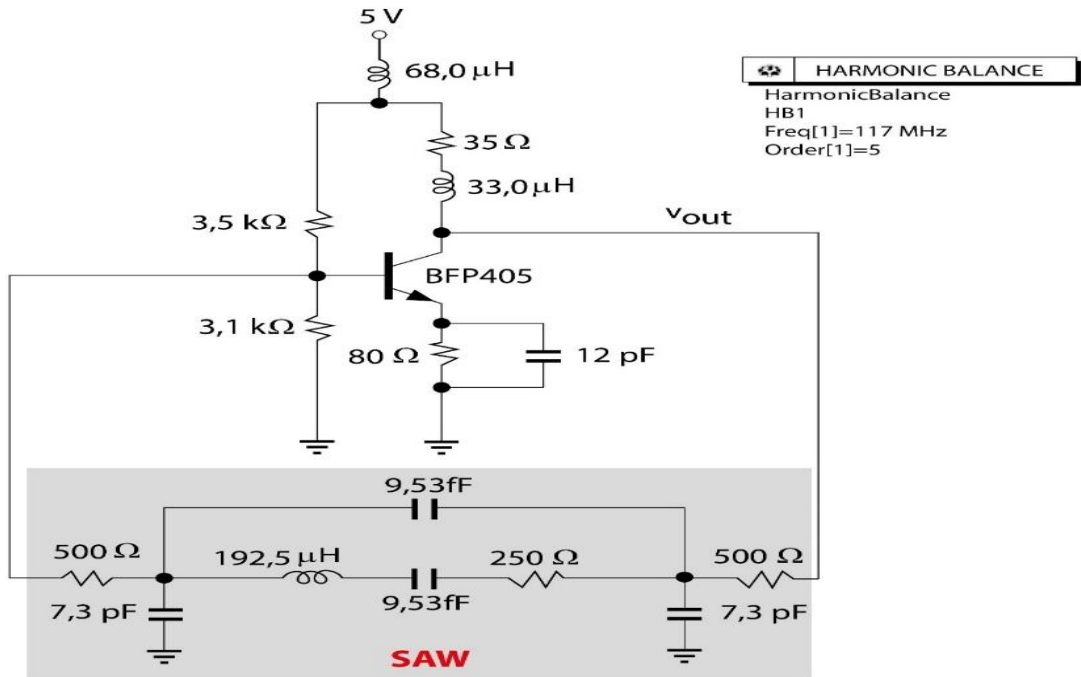
$$G_v = -\frac{|Z_C|}{|Z_E|} \quad (4.7)$$

Desta forma para o circuito do amplificador visto na Figura 21 têm-se um ganho de  $-370 \text{ V/V}$  ou aproximadamente 50 dB, o qual em teoria é mais do que suficiente para satisfazer as condições de oscilação.

A ideia inicial do projeto era implementar um oscilador que produzisse um sinal senoidal adaptável independente das perturbações causadas sobre a superfície do sensor, ou seja, o circuito deveria atender sempre as condições de oscilação independente das perturbações sobre a parte sensível do sensor. Conseguiu-se a simulação de osciladores variando o capacitor ligado ao emissor no amplificador. A mudança no capacitor varia o ganho do amplificador, de forma a continuar atendendo os critérios de oscilação.

O circuito do oscilador foi projetado e avaliado na simulação de harmonic balance no ADS. A simulação foi desenvolvida utilizando o modelo do transistor BFP405 de acordo com as especificações do fabricante e, para os indutores, utilizou-se parâmetros reais disponíveis na biblioteca da Coilcraft. Os modelos utilizados foram o CCI\_1008LS para o indutor de 68  $\mu\text{H}$  e o CCI\_1812LS para o indutor de 33  $\mu\text{H}$ . Assim, as perdas críticas associadas com os elementos do circuito puderam ser melhores avaliadas. Exibe-se na Figura 22 o esquemático da simulação.

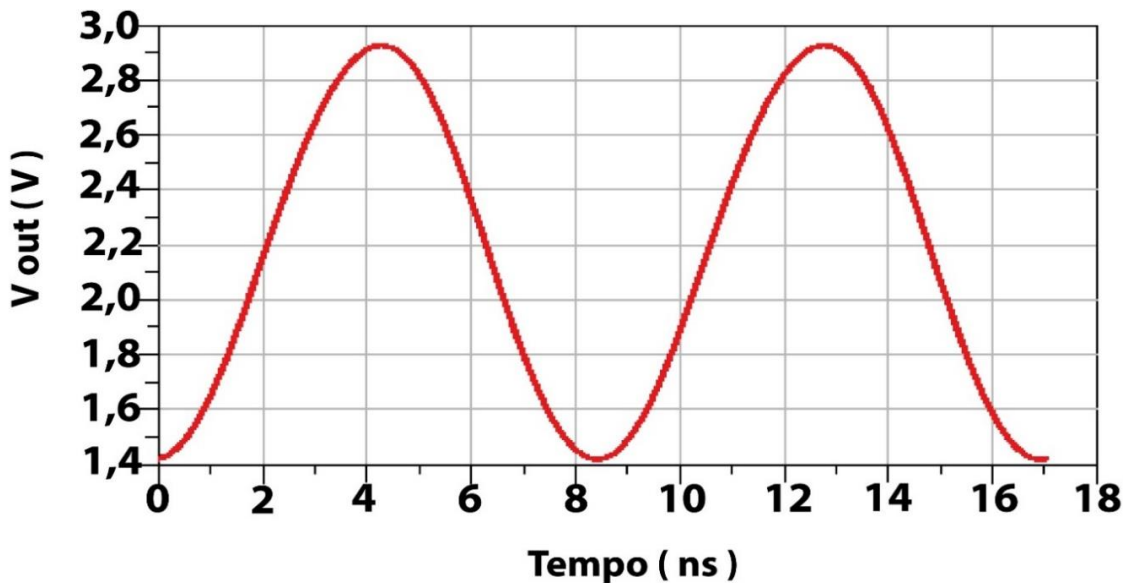
Figura 22 - Diagrama esquemático do Oscilador Pierce para o sensor com superfície livre.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Mostra-se na Figura 23 o resultado da simulação. Conseguiu-se um sinal senoidal com amplitude em torno de 1,5 V e frequência de 117,6 MHz, a qual corresponde a frequência de ressonância analisada para o sensor e a frequência central do modelo desenvolvido para o dispositivo com superfície livre.

Figura 23 - Resultado da simulação do Oscilador para o sensor com superfície livre.



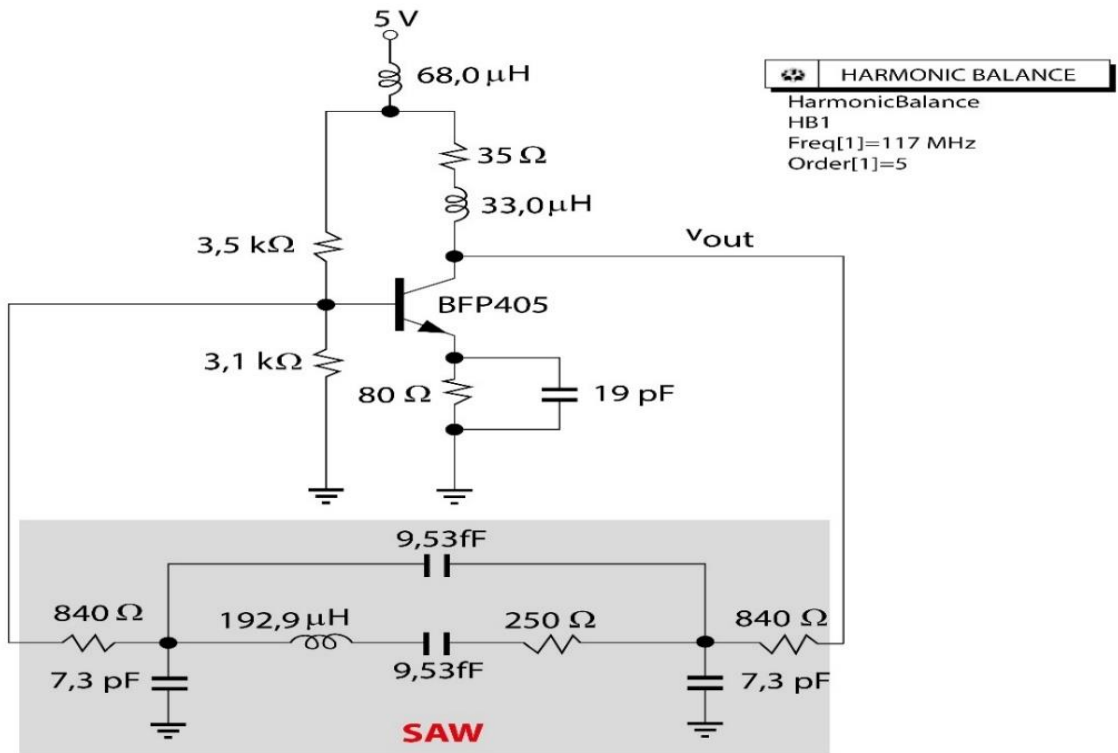
Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

#### 4.3.1.2 Oscilador para o sensor com uma gota de água sobre a superfície

Adicionando-se uma gota de água sobre a superfície do sensor ocorre maiores perdas de inserção. No modelo foi utilizado um valor de resistência maior nas portas. Para o circuito oscilador foi necessário aumentar o valor da capacitância ligada ao emissor. Esta alteração aumenta a impedância ligada ao emissor, implicando em aumento de ganho do amplificador.

Mostra-se na Figura 24 o circuito que foi simulado no ADS.

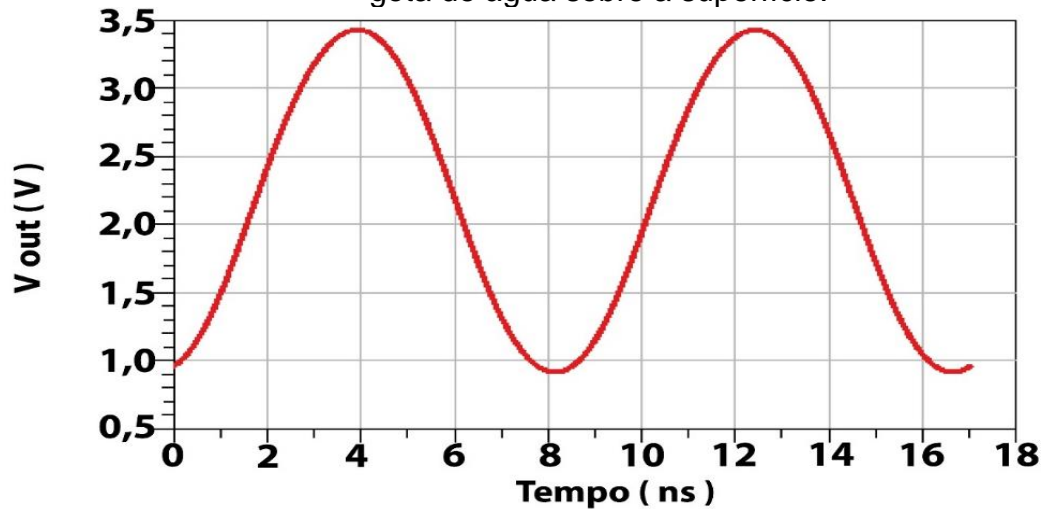
**Figura 24** - Diagrama esquemático do Oscilador Pierce para o sensor com 1 gota de água sobre a superfície.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Apresenta-se na Figura 25 o resultado da simulação para o oscilador utilizando o modelo do sensor com uma gota de água adicionada sobre a superfície. Obteve-se um sinal senoidal com amplitude em torno de 2,5 V e frequência de oscilação de 117,5 MHz a qual corresponde a frequência central do modelo adaptado.

**Figura 25** - Resultado da simulação do oscilador para o sensor com 1 gota de água sobre a superfície.

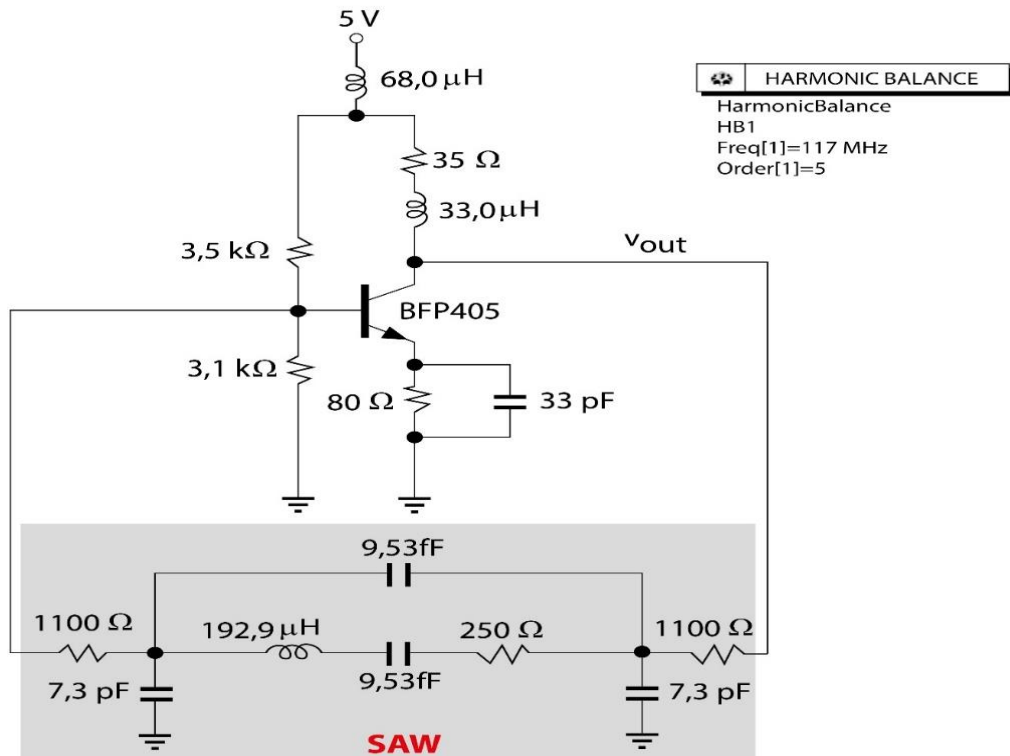


Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

#### 4.3.1.3 Oscilador para o sensor com duas gotas sobre a superfície

Mostra-se na Figura 26 o circuito do oscilador para o modelo do sensor com duas gotas de água sobre a superfície.

**Figura 26** – Diagrama esquemático do Oscilador para o sensor com 2 gotas de água sobre a superfície.



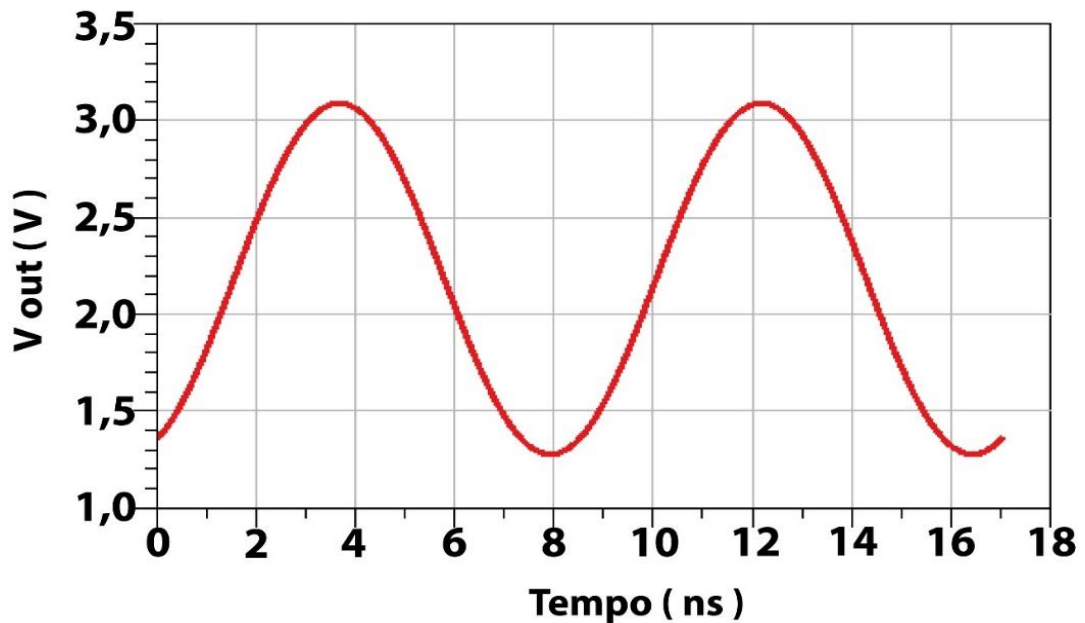
Fonte: Elaborado pelo autor (2020)



Neste oscilador foi necessário aumentar ainda mais o valor da capacitância de forma a elevar o ganho do amplificar e atingir um ganho suficiente a fazer o circuito produzir uma oscilação senoidal.

Apresenta-se na Figura 27 o resultado da simulação do oscilador utilizando o modelo do sensor com duas gotas de água adicionadas sobre a superfície.

**Figura 27** - Resultado da Simulação do Oscilador para o sensor com 2 gotas de água sobre a superfície.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020)

Obteve-se um sinal senoidal com baixa distorção harmônica amplitude em torno de 1,5 V e frequência de oscilação de 117,5 MHz, a qual corresponde a frequência central para o modelo adaptado.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta seção apresenta-se as conclusões do trabalho e se expõem algumas propostas para novos trabalhos.

### 5.1 Conclusões

Neste trabalho desenvolveu-se um estudo utilizando um sensor SAW baseado em ondas de Love. Este dispositivo pode ser utilizado como biossensor em aplicações para detecção em meio líquido. O sensor utilizado foi projetado para ter uma frequência de ressonância de 117 MHz. Utilizou-se um VNA para se obter a resposta em frequência deste dispositivo e obter suas principais características elétricas. Ainda, realizou-se um experimento no qual gotas de água foram adicionadas ao caminho de propagação do dispositivo de onda acústica causando perturbações no ganho, frequência e fase da resposta em frequência do mesmo.

Através das informações obtidas do sensor, extraíram-se os parâmetros para a construção de um circuito elétrico equivalente. Utilizou-se este modelo para subsidiar a implementação de um oscilador senoidal cuja frequência seja sensível a perturbações na superfície do sensor. Desta forma, colocou-se este modelo numa malha de realimentação, em conjunto com um amplificador para formar um oscilador Pierce. Pretendia-se conseguir um oscilador que funcionasse independentemente das alterações no sensor e por conseguinte no modelo, mas este resultado não foi alcançado. Os osciladores obtidos necessitaram de alteração no circuito do amplificador.

No projeto foram obtidas simulações com o software ADS. Espera-se que estas simulações sejam úteis na implementação do circuito oscilador com o sensor SAW de 117 MHz na malha de realimentação. Este oscilador será a base para construção de um sistema de medição utilizando o dispositivo.

### 5.2 Trabalhos Futuros

Como proposta de novos trabalhos pode-se citar a melhoria do modelo elétrico que pode ser ainda bastante aperfeiçoado de forma a reproduzir melhor as

várias rotações de fases ocorridas no sensor e desta forma aprimorar o projeto do oscilador.

Sugere-se também o projeto de um amplificador que ajuste suas condições de ganho e mantenha as oscilações no oscilador independente de perturbações no sensor e ajustes no modelo. Além disso, é importante a implementação em laboratório de tudo que foi simulado. Ainda pode-se utilizar o oscilador projetado na implementação de um sistema de medição com o sensor SAW para detecções em meio líquido.

## REFERÊNCIAS

- ABOU-KHOUSA, M. A. *et al.*. **Novel and simple high-frequency single-port vector network analyzer**. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 59, n. 3, p. 534-542, 2009.
- AGUIRRE, L. A. **Fundamentos de instrumentação**. Luis Antonio Aguirre, 2013.
- BALLANTINE JR, D. S. *et al.*. **Acoustic wave sensors: theory, design and physico-chemical applications**. Elsevier, 1996.
- 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.
- BURIAN JR, Yaro. **Osciladores Eletrônicos**. Editora Almeida Neves. Rio de Janeiro, 1972.
- CAMPBELL, C. **Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications**. Four-Volume Set. Academic press, 1998.
- CARR, J.. **RF components and circuits**. Elsevier, 2002.
- CLARKE, K. K.; HESS, D. T.. **Communication circuits: analysis and design**. 1971.
- ELSHARBINI, M. M.; ELKORDY, M. F.; GOMAA, A. M. **Scattering Parameters prediction for 433MHz SAW with Minimum Insertion loss**. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, v. 1, n. 1, p. 78-87, 2016.
- GHOSH, S. **Study on the origin of 1/f in bulk acoustic wave resonators**. 2014. Tese de Doutorado.
- GONZALEZ, G.. **Foundations of oscillator circuit design**. Artech House, 2007.
- HAMZAH, M. H. *et al.*. **Design and analysis of a boosted pierce oscillator using MEMS SAW resonators**. Microsystem Technologies, v. 24, n. 1, p. 587-594, 2018.
- KARRIS, S. T.. **Electronic Devices and Amplifier Circuits: With Matlab Applications**. Orchard Publications, 2008.
- KSHETRIMAYUM, R.; YADAVA, R. D. S.; TANDON, R. P. **Modeling electrical response of polymer-coated SAW resonators by equivalent circuit representation**. Ultrasonics, v. 51, n. 5, p. 547-553, 2011.
- MORGAN, D. P. **A history of surface acoustic wave devices**. International journal of high speed electronics and systems, v. 10, n. 03, p. 553-602, 2000.
- OKADA, K.; MASU, K.. **Modeling of spiral inductors**. In: Advanced Microwave Circuits and Systems. Rijeka, Croatia: InTech, 2010. cap. 14, p. 291-312.
- PARKER, T.; SHATALIN, S.; FARHADIROUSHAN, M. **Distributed Acoustic Sensing—a new tool for seismic applications**. first break, v. 32, n. 2, 2014.

- 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.
- POZAR, D. M.. **Microwave engineering**. John Wiley & Sons, 2011.
- REINDL, L. *et al.* **Wireless measurement of temperature using surface acoustic waves sensors**. In: IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003. IEEE, 2003. p. 935-941.
- ROTTAVA, R. *et al.* **Analysis and design of a CMOS DLL-based conditioner for a SAW-DL relative humidity sensor**, 2017.
- RUBE, M. *et al.* **Technological process effects on SAW sensors devices characteristics and FEM estimation**. In: 2019 IEEE SENSORS. IEEE, 2019. p. 1-4.
- RUPPEL, C. C. W.; 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.
- SHERRIT, S. *et al.* **BAW and SAW sensors for in situ analysis**. In: Smart Structures and Materials 2003: Smart Sensor Technology and Measurement Systems. International Society for Optics and Photonics, 2003. p. 81-91.
- TAMARIN, O. *et al.* **Study of acoustic Love wave devices for real time bacteriophage detection**. Sensors and Actuators B: Chemical, v. 91, n. 1-3, p. 275-284, 2003.
- TAMARIN, O. *et al.* **Real time device for biosensing: design of a bacteriophage model using Love acoustic waves**. Biosensors and Bioelectronics, v. 18, n. 5-6, p. 755-763, 2003.
- TORTISSIER, G. *et al.* **Mesoporous coated films on Love wave acoustic devices for gas detection**. Sensor letters, v. 7, n. 5, p. 984-988, 2009.
- TRAN, G. D. *et al.* **Conception d'oscillateur à SAW pour la réalisation d'un capteur de gaz**, 2006.
- ULABY, F.T.; MICHIELSEN, E.; RAVAIOLI, U.. **Fundamentals of applied electromagnetics**. 6e. Boston, Massachusetts: Prentice Hall, 2010.
- WANG, T. **Optimization and characterization of integrated microfluidic surface acoustic wave sensors and transducers**. 2016.
- WHITE, R. M.; VOLTMER, F. W. **Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves**. Applied physics letters, v. 7, n. 12, p. 314-316, 1965.
- ZIMMERMANN, C. *et al.* **Love-waves to improve chemical sensors sensitivity: theoretical and experimental comparison of acoustic modes**. In: Proceedings of the 2002 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition (Cat. No. 02CH37234). IEEE, 2002. p. 281-288.