



UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Marcelo Viana da Silva

**Estimação do Consumo de Energia de Sensores  
a Onda de Love por Simulação de Circuito  
Equivalente**

São Luís - MA

2023

Marcelo Viana da Silva

# **Estimação do Consumo de Energia de Sensores a Onda de Love por Simulação de Circuito Equivalente**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Maranhão.

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal do Maranhão

Orientador: Prof. Dr. Ewaldo Eder Carvalho Santana

São Luís - MA

2023

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).  
Diretoria Integrada de Bibliotecas/UFMA

Viana da Silva, Marcelo.

Estimação do Consumo de Energia de Sensores a Ondas de Love por Simulação de Circuito Equivalente / Marcelo Viana da Silva. - 2023.

66 f.

Orientador(a): Ewaldo Eder Carvalho Santana.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica/ccet, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2023.

1. Consumo de energia. 2. Sensores a ondas acústicas.  
3. Simulação. I. Eder Carvalho Santana, Ewaldo. II.  
Título.

Marcelo Viana da Silva

## **Estimação do Consumo de Energia de Sensores a Onda de Love por Simulação de Circuito Equivalente**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Maranhão.

Trabalho 455. São Luís - MA, 29 de março de 2023:

---

**Prof. Dr. Ewaldo Eder Carvalho  
Santana**  
Orientador  
Universidade Estadual do Maranhão

---

**Prof. Dr. João Viana da Fonseca Neto**  
Examinador Interno  
Universidade Federal do Maranhão

---

**Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério  
Freire**  
Examinador Externo  
Universidade Federal de Campina Grande

---

**Prof. Dr. Ollivier Tamarin**  
Examinador Externo  
Université de Guyane

São Luís - MA  
2023

*À Deus.*

*Aos meus pais, Cleudson Rodrigues da Silva e  
Maria Viana da Silva e minha irmã, Milena Viana da Silva.*

*À minha noiva, Rebeca Berredo de Oliveira.*

# Agradecimentos

Aos professores Ewaldo Santana e Raimundo Freire por sua dedicação, apoio e paciência no desenvolvimento deste trabalho. Suas orientações foram essenciais para a conclusão deste trabalho. Meus sinceros agradecimentos.

Agradeço imensamente à Marlo Andrade, sem o qual também esta pesquisa não seria possível, agradeço pelo empenho e interesse em ajudar, aprendi muito com você. Agradeço também ao Dailan, à Rayanne, ao professor Paulo Fernandes, e a todos os integrantes do LAPS por suas valiosas contribuições e apoio.

Deixo também meus agradecimentos aos colegas Arthur, Yasmin, Tawan, Raphael e demais membros do grupo de pesquisa em sensores SAW da UFCG, UFPE e UFS. Sempre mostraram disposição para ajudar.

Ao grupo de pesquisa da Universidade da Guiana e do laboratório IMS de Bordeaux, na pessoa do professor Ollivier e da professora Corinne, pela ajuda e por fornecer o sensor para o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim, agradeço ao PPGEE da UFMA pelo apoio, à FAPEMA pelo financiamento durante esta pesquisa e a todos os que colaboraram de alguma forma com este trabalho.

*"A imaginação é mais importante do que o conhecimento."*

(Albert Einstein)

# Resumo

Nos últimos anos, dispositivos a ondas acústicas de superfície (SAW) tem sido utilizados como sensores passivos sem fio. Esse tipo de aplicação apresenta, além das perdas de antenas e do ambiente, perdas relacionadas ao próprio sensor, limitando a autonomia do sistema. Um sensor a ondas de Love (LW) é um tipo de sensor SAW que apresenta bons resultados quando aplicado em ambiente aquoso e pode ser utilizado no sensoriamento remoto. Nesse contexto, este trabalho propõe a análise elétrica do consumo de energia de sensores SAW a partir da simulação de um modelo elétrico equivalente existente, objetivando determinar o consumo de potência ativa e a eficiência do sensor. Para tanto, um modelo de circuito equivalente de um sensor LW operando em 116,5 MHz foi calculado a partir das características do sensor real. O circuito equivalente foi simulado em LTSPICE® e sua resposta em frequência foi obtida e comparada com a medição do sensor real, apresentando boa correspondência. Foram variados parâmetros do sinal de excitação do sensor como frequência, tensão e atenuação e a simulação de um caso particular com parâmetros fixados foi realizada. Os resultados mostraram que o consumo do sensor é sensível à frequência e à amplitude do sinal de interrogação. A eficiência do sensor é sensível à frequência do sinal de interrogação e à atenuação no caminho acústico. Para o caso particular, o sensor apresentou consumo de cerca de 1 mW e eficiência de 0,57 % para um sinal de excitação de 1,5 V na frequência de ressonância. O consumo pode ser reduzido utilizando um sinal de interrogação com frequência diferente da frequência de operação do sensor, porém esse método aumenta as perdas de inserção e suprime a resposta acústica. Outra forma de reduzir o consumo é por meio de estratégias de interrogação, como interrogação por intermitência, que pode reduzir o consumo médio. Os resultados deste trabalho contribuem no desenvolvimento de sistemas de interrogação sem fio visando a redução do consumo energético.

**Palavras-chave:** Ondas acústicas de superfície, sensores SAW, consumo de energia, eficiência.



# Abstract

In recent years, surface acoustic wave (SAW) devices have been used as passive wireless sensors. This type of application presents, in addition to losses in the antenna and environment, losses related to the sensor itself, which limits the autonomy of the system. A Love Wave (LW) sensor is a type of SAW sensor that presents good results when applied to a liquid environment and can be used in remote measurement. In this sense, this work proposes the electric analysis of power consumption in surface acoustic wave sensors from the simulation of an existing equivalent model to estimate the active power consumption and efficiency of the sensor. Therefore, an equivalent circuit model of an LW sensor operating at 116.5 MHz was calculated from the characteristics of a real sensor. The equivalent circuit was simulated using LTSPICE<sup>®</sup> and its frequency response was obtained and compared with the measurements of the real sensor, showing a good match. Parameters like frequency and voltage amplitude and attenuation were varied and the simulation of a particular case with parameters fixed was performed. The results show that the consumption of the sensor is sensitive to the frequency and amplitude of the interrogation signal. The efficiency is sensitive to frequency and attenuation on the acoustic path. The results for the specific case show a consumption of about 1 mW and efficiency of 0.57 % when a 1.5 V signal at the resonance frequency is applied. The power consumption can be reduced by applying an interrogation signal with a frequency different from the operating frequency, but this method increases the insertion loss and suppress the acoustic response. Another way of reducing power consumption is through interrogation strategies like intermittent interrogation, which can reduce the average consumption. The results of this work contribute to the development of wireless interrogation systems aiming at the reduction of energy consumption.

**Keywords:** Surface acoustic waves, SAW sensors, energy consumption, efficiency.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de um sensor SAW com um sinal de excitação aplicado ao IDT de entrada e uma carga aplicada ao IDT de saída. A detecção é realizada na área sensível onde a onda acústica se propaga. . . . .	19
Figura 2 – Diagrama de um IDT com dedos de mesma polaridade separados por uma distância $\lambda$ : ao ser excitado por um sinal senoidal $V_e$ , são geradas ondas acústicas de superfície (SAW) que se propagam em ambas as direções. . . . .	20
Figura 3 – Característica de amplitude dos parâmetros de espalhamento para um sensor SAW: (a) $S_{11}$ e (b) $S_{21}$ . . . . .	21
Figura 4 – Tipos de sensores SAW: (a) Linha de atraso formada por dois IDT; (b) Linha de atraso reflexiva; (c) Ressonador de uma porta formado por um IDT e duas grades refletoras e (d) Ressonador de duas portas formado por dois IDT e duas grades refletoras. . . . .	22
Figura 5 – Rede de duas portas genérica (DUT) conectada ao analisador de rede (VNA) com representação dos parâmetros de espalhamento S. . . . .	23
Figura 6 – Dispositivo LW: (a) Linha de atraso e (b) camada sensível adicionada para detecção biológica. . . . .	25
Figura 7 – Diagrama esquemático de um sistema de detecção RF usando sensor LW passivo. . . . .	26
Figura 8 – Fluxograma da metodologia aplicada na estimação de eficiência e consumo de potência através da simulação do modelo do sensor LW. . . . .	37
Figura 9 – Sensor LW desenvolvido pelo IMS-Bordeaux. . . . .	38
Figura 10 – Montagem experimental: a) Diagrama experimental, b) montagem, c) célula de teste contendo sensor LW e d) sensor LW. . . . .	39
Figura 11 – Diagrama elétrico do modelo de um par de dedos de um IDT usando linhas de transmissão. . . . .	40
Figura 12 – Diagrama elétrico do modelo do caminho de propagação entre os IDT. . . . .	41
Figura 13 – Diagrama interno do modelo elétrico do sensor LW. . . . .	42
Figura 14 – Diagrama esquemático do modelo elétrico do sensor LW em circuito de teste. . . . .	42
Figura 15 – Resposta em frequência medida e simulada para o sensor: (a) Amplitude do coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) e (b) do coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ). . . . .	44
Figura 16 – Diagrama esquemático do circuito simulado no LTSPICE®. . . . .	45
Figura 17 – Aplicação de um filtro de média móvel para redução de ruído no sinal: (a) Sinal sem tratamento e (b) resultado do MAF com $N = 30$ . Utilizando o filtro, o ruído é suavizado, melhorando a análise dos resultados. . . . .	47

Figura 18 – Potência fornecida pela fonte de tensão. . . . .	49
Figura 19 – Simulações para o sensor LW com respeito à frequência: (a) tensão eficaz de entrada/saída e (b) corrente eficaz de entrada/saída. . . . .	50
Figura 20 – Resultados para admitância de entrada do sensor: (a) módulo, (b) condutância e (c) susceptância. . . . .	51
Figura 21 – Estimações para o sensor LW com respeito à frequência: (a) consumo de potência de entrada/saída em watts e (b) consumo de potência de entrada/saída em dBm e (c) eficiência com valor médio de 0,57 % entre 115,3 MHz e 118,2 MHz. . . . .	53
Figura 22 – Simulações para o sensor LW com respeito à amplitude da tensão de entrada: (a) tensão eficaz de entrada/saída e (b) corrente eficaz de entrada/saída. . . . .	54
Figura 23 – Estimações para o sensor LW com respeito à amplitude da tensão de entrada: (a) consumo de potência de entrada/saída em watts, (b) consumo de potência de entrada/saída em dBm e (c) eficiência com valor médio de 0,57 %. . . . .	55
Figura 24 – Simulações para o sensor LW com respeito à atenuação no caminho de propagação: (a) tensão eficaz de entrada/saída com tensão média de entrada de 0,99 V e (b) corrente eficaz de entrada/saída com corrente média de entrada de 3 mA. . . . .	56
Figura 25 – Estimações para o sensor LW com respeito à atenuação no caminho de propagação: (a) consumo de potência de entrada/saída em watts, (b) consumo de potência de entrada/saída em dBm e (c) eficiência com valor inicial de 0,57 %. . . . .	57

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Características de Trabalhos de Simulação de Sensores SAW . . . . .	36
Tabela 2 – Principais características do sensor LW. . . . .	43
Tabela 3 – Resultados dos parâmetros do sensor LW com tensão de alimentação de 1,5 V, frequência central igual a 116,5 MHz sem atenuação. . . . .	58

# Lista de abreviaturas e siglas

ADS	<i>Advanced Design System</i>
BAW	<i>Bulk Acoustic Wave</i>
DUT	<i>Device Under Test</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
IDT	<i>Interdigital Transducer</i>
LW	<i>Love Wave</i>
MAF	<i>Moving Average Filter</i>
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical-Systems</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i>
SAWR	<i>Surface Acoustic Wave Resonator</i>
SH	<i>Shear Horizontal</i>
SOLT	<i>Short-Open-Load-Through</i>
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
TDS	<i>Time-Domain Sample</i>
TOF	<i>Time of Flight</i>
VNA	<i>Vector Network Analyser</i>

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos</b>	<b>15</b>
1.1.1	Objetivos Específicos	15
1.1.2	Contribuições	15
<b>1.2</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>16</b>
<b>2</b>	<b>DISPOSITIVOS A ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFÍCIE</b>	<b>17</b>
<b>2.1</b>	<b>Sensores a Ondas Acústicas de Superfície</b>	<b>17</b>
2.1.1	Parâmetros de espalhamento	22
<b>2.2</b>	<b>Sensores a Ondas de Love</b>	<b>24</b>
<b>2.3</b>	<b>Consumo de Energia</b>	<b>28</b>
<b>2.4</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>31</b>
<b>3</b>	<b>TRABALHOS RELACIONADOS</b>	<b>32</b>
<b>4</b>	<b>ESTIMAÇÃO DE CONSUMO DE SENSORES LW</b>	<b>37</b>
<b>4.1</b>	<b>Caracterização do Sensor LW</b>	<b>38</b>
<b>4.2</b>	<b>Geração do Modelo</b>	<b>39</b>
<b>4.3</b>	<b>Simulação em LTspice</b>	<b>43</b>
<b>4.4</b>	<b>Estimação de Potência e Eficiência</b>	<b>46</b>
<b>4.5</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>48</b>
<b>5</b>	<b>ANÁLISE DE FATORES ELÉTRICOS NO CONSUMO DE ENERGIA</b>	<b>49</b>
<b>5.1</b>	<b>Análise da Frequência</b>	<b>49</b>
<b>5.2</b>	<b>Análise da Amplitude do Sinal de Entrada</b>	<b>53</b>
<b>5.3</b>	<b>Análise da Atenuação no Caminho de Propagação</b>	<b>56</b>
<b>5.4</b>	<b>Análise para o Caso Específico</b>	<b>58</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS</b>	<b>59</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>61</b>

# 1 Introdução

Nos anos recentes, sensores tem se tornado cada vez mais parte do dia-a-dia das pessoas e da indústria, monitoramento de saúde, ambiente e qualidade de produção (FRADEN, 1998). Esse crescimento está relacionado com o alto desempenho dos sensores, bem como com a possibilidade de aquisição passiva e remota de dados (LURZ et al., 2018; HALLIL et al., 2021). Dentre os vários tipos de sensores, sensores a Ondas Acústicas de Superfície (SAW) tem sido amplamente utilizados para detecção de agentes bioquímicos em meios líquidos e gasosos (MANDAL; BANERJEE, 2022; AGOSTINI; CECCHINI, 2021).

Sensores SAW fazem parte dos sistemas microeletromecânicos (*Micro-Electro-Mechanical-Systems*, MEMS). Esses dispositivos englobam uma classe de sensores que utilizam o fenômeno de propagação de ondas acústicas em um substrato piezoelétrico. Dispositivos a ondas acústicas foram inicialmente utilizados como filtros mecânicos devido sua característica de atenuar sinais de diversas frequências, exceto a frequência de ressonância, como ocorre em filtros passa-faixa. Os primeiros filtros piezoelétricos a serem construídos dessa forma utilizavam ondas acústicas de volume (*Bulk Acoustic Wave*, BAW) (MASON, 1948). Esses filtros foram aplicados em diversas áreas como em televisões, computadores e celulares devido seu alto fator de qualidade (BENES et al., 1997).

Anos depois, os primeiros filtros SAW começaram a ser desenvolvidos (WHITE; VOLTMER, 1965). Esses dispositivos são formados por estruturas metálicas depositadas sobre um material piezoelétrico. Essas estruturas são chamadas de transdutor interdigital (*Interdigital Transducer*, IDT). Quando essas estruturas são excitadas com um sinal elétrico senoidal, ocorrem vibrações no cristal que geram uma onda mecânica que se propaga pela superfície devido ao efeito piezoelétrico, caracterizando uma transdução eletroacústica. Esse fenômeno é reversível, isto é, vibrações no material piezoelétrico criam sinais elétricos nos terminais do IDT, permitindo que o transdutor realize ambas as conversões. Existem duas configurações básicas de dispositivos SAW: linha de atraso e ressonadores. Em ambas as configurações, a onda acústica que se propaga pela superfície do material pode ser alterada por influência de perturbações externas, habilitando a utilização desses dispositivos como sensores. Como o efeito piezoelétrico é reversível, um IDT gera uma onda acústica, a deposição de material sobre o sensor altera características da onda acústica como velocidade, frequência e fase da onda e o IDT de saída converte a onda modificada novamente em sinal elétrico que pode ser comparado com o sinal original a fim de se obter uma medida.

Sensores a ondas acústicas utilizam diversas formas de propagação das ondas pelo material piezoelétrico. As SAW podem ser subdividas em outras formas de propagação

de onda que alteram as características do dispositivo, principalmente a sensibilidade. Uma dessas formas é a propagação das ondas de Love (LW), ondas acústicas horizontais transversais que se propagam ao longo da superfície por meio de uma camada fina adicionada na superfície chamada de camada guia. A energia associada à onda acústica fica confinada na superfície do dispositivo, de forma que a onda pode sofrer modificações causadas por perturbações externas como o carregamento de massa em meios líquidos e gasosos (ZIMMERMANN et al., 2001; TAMARIN et al., 2003; DU et al., 1996). Além da camada guia, uma camada sensível projetada especificamente para detectar um determinado composto químico ou agente biológico pode ser adicionada, aumentando a seletividade do sensor. Esses sensores possuem grande vantagem sobre os demais tipos de sensores SAW quando aplicados em um ambiente aquoso, uma vez que apresentam menores perdas, alta sensibilidade e seletividade quando uma camada seletiva adequada é aplicada. Esses dispositivos podem ser construídos em diversos tipos de substrato, como o quartzo.

Além disso, o sensor LW pode ser utilizado como sensor passivo sem fio ao ser conectado a uma unidade de interrogação usando uma antena (OH et al., 2009; SONG et al., 2011; SANTOS et al., 2022). A unidade de interrogação é responsável por enviar um sinal de rádio frequência (RF) ao sensor. O sinal é captado pela antena do sensor e convertido pelo IDT de entrada em onda acústica que se propaga pela superfície do material, a deposição de massa sobre a camada sensível do sensor altera as características da onda acústica e o sinal modificado é entregue de volta ao interrogador pelo IDT de saída. O interrogador pode então comparar o sinal transmitido com o sinal recebido em termos de alterações de frequência, amplitude e fase para obter uma medida.

Para a operação passiva, o sensor LW não possui alimentação local e utiliza a energia do sinal de interrogação para realizar a medida. O sinal de interrogação perde energia com a distância, perdas relacionadas ao ambiente e perdas acústicas no sensor. Isso afeta a viabilidade do sistema, comprometendo a aquisição remota de dados. O consumo do sensor tem fundamental importância visto que define a quantidade de energia necessária para seu funcionamento, auxiliando no projeto do sistema de interrogação. Dessa forma, o consumo de potência e a eficiência do sensor devem ser avaliados para que este seja considerado em um sistema de medição passivo à distância. Uma das formas de realizar esse estudo é através da simulação de modelos elétricos. Poucos estudos foram realizados no aspecto de determinação do consumo de energia de sensores SAW e os que foram feitos trataram do consumo como função dos parâmetros de construção do sensor, mas não como função de parâmetros elétricos com base no sinal recebido de um circuito externo. Assim, este trabalho propõe a análise e estudo do consumo de energia de sensores LW com base na simulação de um modelo elétrico equivalente do ponto de vista elétrico, e não somente de construção do sensor.

A estimativa do consumo pode ser determinada de diversas maneiras. Entre elas,



como mencionado anteriormente, podem ser realizadas simulações de um modelo elétrico do sensor. Ao longo dos anos recentes, diversos modelos elétricos de sensores a ondas acústicas tem sido desenvolvidos. A simulação desses modelos permite fácil variação de parâmetros do sensor sem a necessidade de muitos equipamentos e local adequado. Ademais, a precisão dos modelos desenvolvidos possibilita a simulação confiável desses dispositivos. Neste trabalho, a partir de um modelo equivalente existente, os parâmetros de um sensor real foram utilizados na geração de um modelo elétrico em ambiente SPICE cujos resultados foram comparados com os resultados de caracterização do sensor real a fim de validar o modelo. Em seguida, tensão e frequência da fonte de alimentação além da atenuação no caminho de propagação foram variados a fim de estimar consumo de potência e eficiência em função de cada parâmetro. Por fim, a análise de um caso específico foi realizada a fim de determinar uma estimativa do consumo e da eficiência do sensor em questão.

## 1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho consiste em estimar o consumo de energia e eficiência de um sensor LW através da simulação de um modelo de circuito equivalente e identificar fatores que influenciem no consumo de energia do sensor.

### 1.1.1 Objetivos Específicos

Especificamente, este trabalho busca os seguintes objetivos aplicados ao problema de estimação do consumo de energia de um sensor LW:

- Estimar e analisar potência e eficiência do sensor por meio de simulação de um modelo equivalente;
- Avaliar fatores que afetem o consumo do sensor;
- Propor estratégias para redução do consumo com base nos resultados obtidos.

### 1.1.2 Contribuições

Destacam-se como principais contribuições:

- Análise elétrica de um sensor LW em termos de consumo de energia e eficiência;
- Auxílio no projeto de interrogadores de sensores LW visando a redução do consumo de energia do sensor a fim de aumentar a autonomia do sistema;
- Desenvolvimento de uma metodologia para análise de consumo de sensores SAW utilizando modelo equivalente e ambiente de simulação consolidado.

## 1.2 Organização do Trabalho

O Capítulo 3 descreve trabalhos relacionados ao tema descrevendo simulações de sensores SAW e LW para validação de modelos, melhoria de processos de fabricação e estimação de consumo de sensores. O Capítulo 2 trata da fundamentação teórica das técnicas utilizadas. São abordados conceitos de sensores SAW, sensores LW e consumo de energia. No Capítulo 4 são apresentadas as etapas adotadas que compõem a metodologia proposta para este trabalho. São descritos a geração do modelo de circuito equivalente, o princípio e a caracterização do sensor LW e a metodologia aplicada à simulação e estimação do consumo de energia. O Capítulo 5 trata sobre os resultados obtidos e discussões em relação das simulações realizadas. O Capítulo 6 apresenta as considerações finais sobre os resultados e trabalhos futuros e os artigos científicos desenvolvidos.

## 2 Dispositivos a Ondas Acústicas de Superfície

Este capítulo apresenta os conceitos explorados para o desenvolvimento do estudo, bem como as especificidades acerca dos sensores SAW e sensores LW. Um breve histórico dos sensores SAW e LW, o princípio de funcionamento desses sensores, os transdutores usados para gerar e detectar as ondas acústicas e aplicações industriais de sensores SAW são apresentados nas Seções 2.1 e 2.2. Por fim, na Seção 2.3 são apresentados os parâmetros que causam aumento do consumo de energia em sensores SAW e as considerações finais.

### 2.1 Sensores a Ondas Acústicas de Superfície

Ondas de superfície podem ser facilmente observadas em praias ou quando se arremessa uma pedra em um lago. Essas perturbações causam um deslocamento da água na direção normal ao movimento da onda. A intensidade da onda diminui com a profundidade da água e a energia que gerou a onda é capaz de movimentar objetos na superfície. Além disso, perturbações adicionais podem alternar características da onda original como velocidade e intensidade. Esse tipo de onda se desloca em duas dimensões, resultando no formato circular característico. Os sensores a Ondas Acústicas de Superfície (SAW - *Surface Acoustic Wave*) são dispositivos que utilizam ondas acústicas de superfície, semelhante às ondas formadas na água, porém pelo deslocando de partículas verticalmente, gerando ondas que se propagam pela superfície do material. Esse tipo de onda foi descoberto pelo Lorde Rayleigh em 1885, passando a serem conhecidas também como ondas de Rayleigh (RAYLEIGH, 1885). Esses sensores cobrem uma ampla quantidade de aplicações como filtros, osciladores e sensores (MANDAL; BANERJEE, 2022). Ademais, como os sensores SAW fazem parte dos sistemas microeletromecânicos (MEMS), os quais são uma classe de dispositivos construídos em micro-escala, podem ser fabricados em massa com custo reduzido (KIRSCHNER, 2010). Normalmente, sensores SAW fazem parte de outros sensores mais complexos funcionando como mecanismo de detecção ou transdução, mas também podem ser utilizados como sensores em si. Além disso, esses sensores podem ser providos de uma camada de um composto quimicamente seletivo que permite a interação do sensor apenas com um determinado estímulo de interesse, possibilitando o sensoriamento de grandezas químicas e biológicas, como poluentes (FRADEN, 1998). Os primeiros dispositivos SAW foram construídos em 1965 e tem sido largamente utilizados desde então devido sua alta gama de aplicações (WHITE; VOLTMER, 1965; MORGAN, 1998). Esses dispositivos foram inicialmente utilizados principalmente como filtros, porém,

recentemente, tem sido bastante estudados e aplicados como sensores devido à facilidade de fabricação em massa, alta sensibilidade e tamanho reduzido.

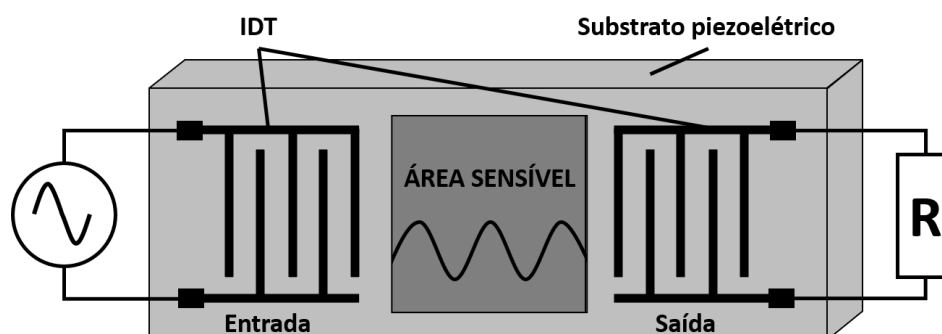
Sensores SAW são comumente usados em aplicações industriais, como detecção de objetos, medição de níveis de líquidos, concentração de compostos, força, temperatura, etc (FRADEN, 1998). São sensores de baixo custo, confiáveis e de alta precisão. Eles também são capazes operar em ambientes difíceis, como áreas com poeira ou altas temperaturas. Ademais, esses sensores podem ser utilizados através sistemas por comunicação sem fio, permitindo detectar e medir grandezas à distância.

Esses sensores funcionam através do princípio de transdução eletroacústica. Os materiais piezoelétricos são dotados de uma característica na qual ao sofrerem deformações devido a uma força mecânica, geram um potencial elétrico correspondente. Isso acontece devido ao surgimento de campo elétrico quando uma tensão mecânica é aplicada ao dispositivo, separando as cargas elétricas positivas e negativas do material. O efeito reverso também é possível, isto é, ao ser excitado por um sinal elétrico, ocorrem vibrações mecânicas que se propagam na forma de ondas. Esse efeito acontece devido à estrutura cristalina dos materiais piezoelétricos e depende do tipo de material utilizado. Diversos materiais podem ser utilizados como substrato em dispositivos SAW. Alguns exemplos são o Quartzo ( $\text{SiO}_2$ ), Niobato de Lítio ( $\text{LiNbO}_3$ ) e Tantalato de Lítio ( $\text{LiTaO}_3$ ) (POHL, 2000). O tipo de material escolhido depende da aplicação e afeta diretamente na conversão de energia elétrica em acústica e vice-versa em função da constante eletroacústica  $k^2$ , quanto maior for essa constante, maior será a eficiência da transdução eletroacústica do sensor.

Os dispositivos a ondas acústicas que utilizam esse fenômeno são dotados de um transdutor transmissor (entrada) e um transdutor receptor (saída). Esses transdutores são chamados de Transdutores Interdigitais (IDT), como pode ser visto na Figura 1. Um sinal elétrico de alta frequência de entrada é convertido uma onda acústica pelo transmissor e essa onda se propaga pela superfície do substrato em direção ao receptor. Durante a propagação, fatores externos como a deposição de massa sobre a área sensível causam alterações na velocidade, amplitude e atraso na onda acústica. Quando a onda chega ao receptor, este realiza a transdução reversa para sinal elétrico, cujas propriedades como frequência, amplitude e fase correspondem às alterações da onda acústica devido à perturbação. Dessa forma, avaliar essas variações permite realizar a medição. A qualidade de propagação dessas ondas pode ser afetada por diferentes fatores, como a frequência, a polarização e a geometria do transmissor e do receptor, além do tipo de substrato utilizado.

Os IDT são formados por uma série de eletrodos metálicos entrelaçados gravados na superfície de uma camada de material piezoelétrico em formato de pente ou de dedos entrelaçados. Os dedos são entrelaçados alternadamente entre polaridades positiva e negativa e com periodicidade espacial entre eles, como mostrado na Figura 2. Quando um sinal elétrico de alta frequência é aplicado aos IDT, ele excita a camada piezoelétrica,

Figura 1 – Diagrama de um sensor SAW com um sinal de excitação aplicado ao IDT de entrada e uma carga aplicada ao IDT de saída. A detecção é realizada na área sensível onde a onda acústica se propaga.



Fonte: acervo do autor.

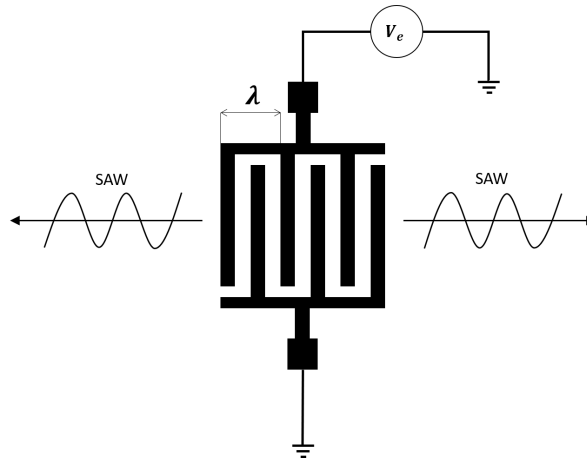
gerando deslocamento de partículas e formando ondas que se propagam em ambas as direções ao longo da superfície do material. Essas ondas são geradas pelo movimento alternado dos dedos metálicos dos IDT, que comprimem e dilatam a camada piezoelétrica. Quando o comprimento de onda  $\lambda$  do sinal de excitação coincide com a distância entre dois dedos consecutivos de mesma polaridade ou o dobro da distância entre dedos adjacentes, há uma interferência construtiva entre os sinais de cada dedo, que produz um maior deslocamento de partículas. À medida que o comprimento de onda se afasta da distância entre dedos de mesma polaridade, a interferência se torna destrutiva, reduzindo o deslocamento de partículas. Porém, a interferência construtiva também pode ser observada em múltiplos do comprimento de onda, mas com menor intensidade. Esse fato dá a característica de filtro passa-faixa ao dispositivo, onde a maior intensidade de propagação de ondas acústicas ocorre na chamada frequência de ressonância ou frequência de operação. Esse efeito é reversível, de forma que uma onda acústica pode ser convertida em sinal elétrico pelo IDT. A precisão da medição depende da capacidade dos IDT de gerar e detectar uma onda acústica de superfície de alta qualidade. Os IDT podem ser construídos de metais como cobre, alumínio ou ouro.

A frequência de ressonância do sensor é definida como

$$f_0 = \frac{v}{\lambda}, \quad (2.1)$$

sendo  $v$  a velocidade de propagação da onda e  $\lambda$  o comprimento de onda correspondente à distância entre dois dedos de mesma polaridade mostrada na Figura 2. A energia da onda acústica se concentra na superfície do dispositivo e sofre atenuação com a profundidade do substrato. Esse fato faz com que perturbações ocorridas próximo da superfície do dispositivo alterem o sinal acústico, habilitando o mecanismo de detecção desse dispositivo. Na Figura 3 apresenta-se a característica de reflexão e transmissão do sinal de um sensor

Figura 2 – Diagrama de um IDT com dedos de mesma polaridade separados por uma distância  $\lambda$ : ao ser excitado por um sinal senoidal  $V_e$ , são geradas ondas acústicas de superfície (SAW) que se propagam em ambas as direções.



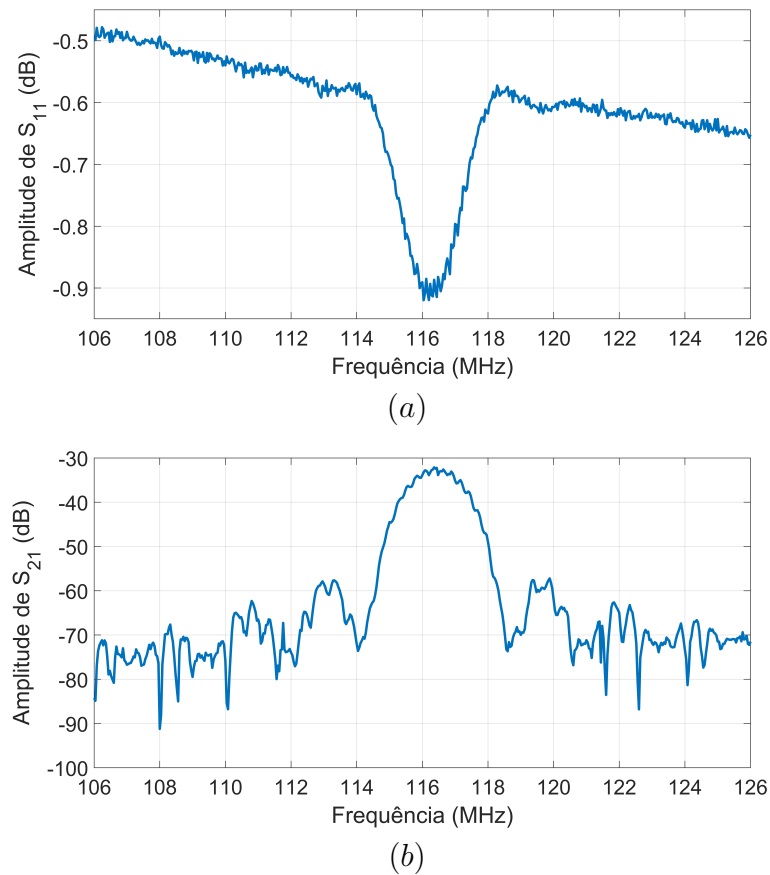
Fonte: acervo do autor.

SAW. Essas características, como será detalhado mais adiante, representam a quantidade do sinal recebido na porta de entrada e refletida de volta à fonte do sinal e a quantidade transmitida da porta de entrada para a porta de saída do dispositivo. A partir da Figura 3b, fica claro o aumento da transmissão do sinal acústico à medida que a frequência aproxima da frequência de ressonância, a qual é a frequência central na figura.

Os IDT são projetados para gerar ondas acústicas de superfície de diferentes modos de propagação, como a propagação longitudinal ou transversal. Isso permite aos sensores SAW medir diferentes propriedades físicas, como a presença ou ausência de um objeto, a velocidade ou a distância de um objeto em movimento. Mais detalhes serão tratados nas seções seguintes.

Existem duas categorias principais de sensores SAW: linhas de atraso e ressonadores. Os sensores a linha de atraso SAW são constituídos de dois IDT separados por uma área sensível conforme mostrado na Figura 4a. Nesse tipo de sensor, o IDT de entrada funciona como o transmissor da onda acústica e o IDT de saída como o receptor da onda acústica. A onda acústica se propaga pela superfície do substrato piezoelétrico, produzindo um atraso de tempo entre os dois IDT. A medição é realizada comparando o sinal inserido no IDT de entrada com o sinal recebido pelo IDT de saída. Uma variação é a linha de atraso com um único IDT que funciona como transdutor de entrada e saída e refletores que recebem a onda acústica e refletem uma parte novamente ao IDT (Figura 4b). Linhas de atraso são normalmente utilizadas com uma camada-guia que aumenta a sensibilidade e diminui as perdas de inserção. As linhas de atraso são avaliadas pela detecção do deslocamento de fase e amplitude do sinal para realizar a medição. Esse tipo de sensor é o mais utilizado pela comunidade científica (HOHMANN et al., 2015).

Figura 3 – Característica de amplitude dos parâmetros de espalhamento para um sensor SAW: (a)  $S_{11}$  e (b)  $S_{21}$ .

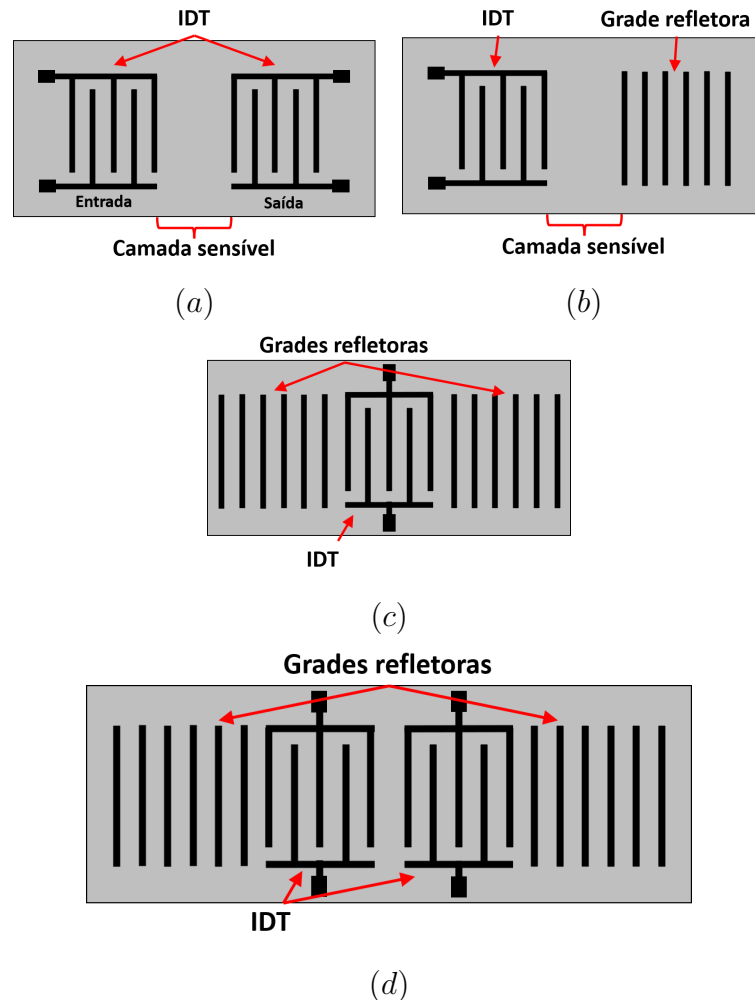


Fonte: acervo do autor.

Outro tipo de sensor SAW é o ressonador. Esse tipo de sensor é formado por um IDT e refletores, como pode ser visto na Figura 4c. Nessa configuração, os refletores criam uma camada ressonante onde o sinal elétrico convertido em onda acústica pelos IDT se propaga em ambas as direções, sendo rebatido de volta aos IDT pelas grades refletoras e ressonando em uma frequência específica. A detecção é normalmente realizada através da frequência de ressonância. Em líquidos, esses sensores necessitam ser completamente submersos. Eles podem ser de uma ou duas portas, como mostrado na Figura 4c e Figura 4d. Na configuração de uma porta, o sinal transmitido e recebido são captados através do mesmo IDT, esse sinal se propaga em ambas as direções.

Os sensores SAW são robustos e resistentes a ambientes difíceis, pois não possuem partes móveis e não requerem contato físico com o objeto a ser medido. Eles também conseguem medir em uma distância segura e sem contato. Esse tipo de sensor é amplamente utilizado em aplicações industriais, como detecção de objetos, medição de níveis de líquidos, controle de posição e detecção de vazamentos. Eles são utilizados em indústrias como petróleo e gás, mineração, química, alimentos e bebidas, entre outras. Devido à sua capacidade de operar em ambientes difíceis, confiabilidade e precisão, os sensores SAW

Figura 4 – Tipos de sensores SAW: (a) Linha de atraso formada por dois IDT; (b) Linha de atraso reflexiva; (c) Ressonador de uma porta formado por um IDT e duas grades refletoras e (d) Ressonador de duas portas formado por dois IDT e duas grades refletoras.



Fonte: acervo do autor.

são uma escolha popular para muitas aplicações de medição industrial. Além disso, esses sensores conseguem medir objetos em uma distância segura e sem contato e podem ser aplicados em sistemas de medição à distância sem fio como mencionado anteriormente.

Os parâmetros de interesse na caracterização de sensores SAW normalmente são os parâmetros de espalhamento, também conhecidos como parâmetros S, pois esse tipo de caracterização é mais adequado em altas frequências. A seguir, esses parâmetros são descritos com maiores detalhes.

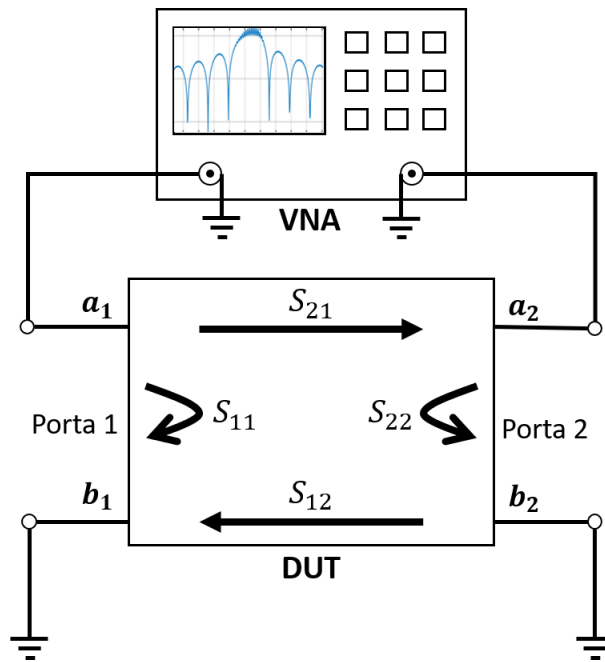
### 2.1.1 Parâmetros de espalhamento

A caracterização de circuitos lineares e não-lineares em altas frequências não pode ser realizada utilizando matrizes de impedância e transferência, como é comum em



baixas frequências, pois em altas frequências, os elementos de circuito apresentam um comportamento diferente que torna errôneo qualquer resultado de medição. Nesses casos, deve ser utilizada a matriz dos parâmetros de espalhamento (ERDEI et al., 2020). Esses parâmetros são medidos conectando-se o Dispositivo Sob Teste (DUT) em uma linha de transmissão ligada a um Analisador de Rede Vetorial (VNA), conforme mostrado na Figura 5. Esse dispositivo determina as ondas incidentes, refletidas e transmitidas por meio de medição de amplitudes e fases de cada sinal no dispositivo. Uma rede de duas portas genérica com a representação dos parâmetros de espalhamento é mostrada também na Figura 5. Um analisador típico pode medir os parâmetros de espalhamento do DUT em uma ampla faixa de frequência. Na figura,  $a_1$  e  $a_2$  representam as ondas incidentes nas portas 1 e 2 enquanto  $b_1$  e  $b_2$  são as ondas refletidas nas portas 1 e 2, respectivamente.

Figura 5 – Rede de duas portas genérica (DUT) conectada ao analisador de rede (VNA) com representação dos parâmetros de espalhamento S.



Fonte: acervo do autor.

Os parâmetros de espalhamento, denominados Parâmetros S, são valores complexos dependentes da frequência, associados a dispositivos de duas portas. A matriz S contém os parâmetros de transmissão e reflexão do DUT em relação às portas de entrada e saída. Essa matriz é definida como:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

em que

$S_{11}$  = coeficiente de reflexão na porta de entrada (porta 1)

$S_{21}$  = coeficiente de transmissão da porta 1 para a porta 2

$S_{22}$  = coeficiente de reflexão na porta de saída (porta 2)

$S_{12}$  = coeficiente de transmissão da porta 2 para a porta 1

Esses parâmetros relacionam as ondas incidentes nas portas da rede com elas mesmas e com as ondas refletidas. Os coeficientes de transmissão ( $S_{21}$  e  $S_{12}$ ) representam a quantidade do sinal incidente na porta de entrada e transmitida para a porta de saída, sendo definidos pela razão entre a onda refletida na porta de saída e a onda incidente na porta de entrada do sinal. Os coeficientes de reflexão ( $S_{11}$  e  $S_{22}$ ) indicam a quantidade do sinal incidente na porta de entrada refletida de volta, esses coeficientes são definidos pela razão entre a onda refletida e incidente na porta de entrada do sinal. Os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  fornecem informações sobre as impedâncias de entrada (porta 1) e saída (porta 2) do dispositivo, respectivamente. Já os parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{12}$  permitem obter, respectivamente, informações sobre as perdas de inserção e de retorno do dispositivo. Assim, os parâmetros S são determinados em forma matricial a partir das ondas incidentes e das ondas refletidas como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

na qual  $a_1$  e  $a_2$  são as ondas de potência incidentes nas portas 1 e 2 e  $b_1$  e  $b_2$  são as ondas de potência refletidas nas portas 1 e 2.

Na Figura 3 pode ser vista uma resposta típica de amplitude dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  para um sensor SAW operando em 116,5 MHz. A redução do parâmetro  $S_{11}$  em torno da frequência central indica que menor quantidade da onda incidente é refletida nesse intervalo. Com relação ao coeficiente de transmissão, observa-se um aumento à medida que a frequência se aproxima da frequência de operação do sensor, indicando que uma maior quantidade do sinal é transmitida da porta 1 para a porta 2 e resultando em menores perdas de inserção nessas regiões. O comportamento do sensor se assemelha ao de um filtro passa-faixa.

## 2.2 Sensores a Ondas de Love

Sensores SAW normalmente apresentam altas perdas de inserção. Como alternativa, podem ser aplicados os sensores LW, que apresentam perdas de inserção menores e alta sensibilidade. Os sensores LW são uma variação de sensores SAW com uma camada fina depositada sobre o sensor, chamada de camada guia. Essa camada facilita a propagação das ondas de superfície, principalmente em meio aquosos, onde esse tipo de sensor se destaca.

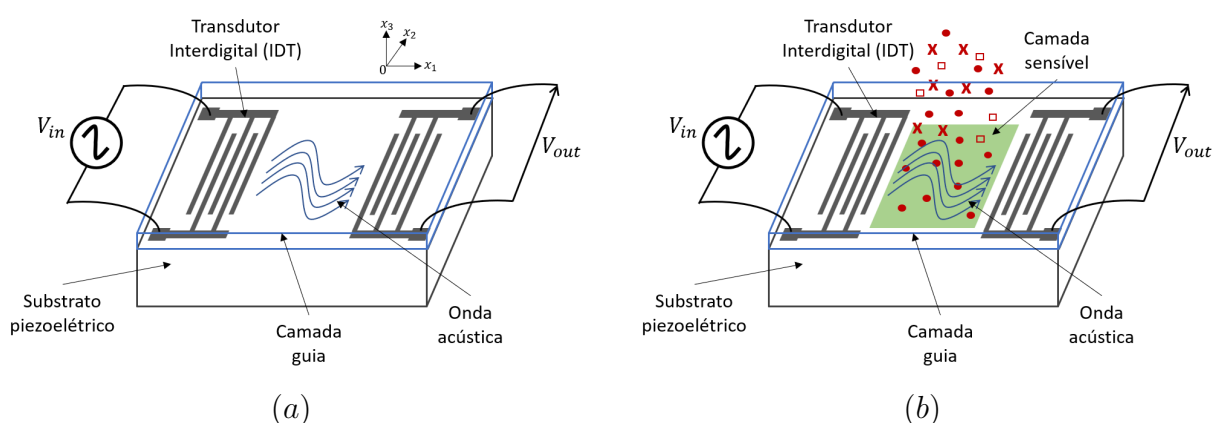
Como mencionado na Seção 2.1, diversos modos de propagação podem gerar SAW. O primeiro tipo descoberto foi a onda de Rayleigh, onde as partículas se propagam

verticalmente ao longo da superfície do material (RAYLEIGH, 1885). Nesse caso, a velocidade da onda depende do tipo do material e da orientação dos cristais. A amplitude do deslocamento de partículas é atenuada exponencialmente com a profundidade do material, reduzindo a distância que pode ser percorrida e, conseqüentemente, a sensibilidade do dispositivo.

Outro tipo de ondas são as ondas transversais horizontais (*Shear Horizontal - SH*), onde as partículas se propagam horizontalmente ao longo da superfície. Nesse caso, a amplitude do deslocamento de partículas não é reduzida exponencialmente como acontece nas ondas de Rayleigh, aumentando a sensibilidade a mudanças na superfície do dispositivo (MANDAL; BANERJEE, 2022).

A onda de Love é uma variação das ondas SH com a adição de uma fina camada depositada sobre o substrato que permite guiar a onda pela superfície, como mostrado na Figura 6a. Nessa configuração, assim como nas ondas SH, há o deslocamento de partículas horizontalmente, na direção de  $x_2$  e o deslocamento da onda na direção de  $x_1$ . A onda acústica fica confinada na camada guia, aumentando a sensibilidade do dispositivo. Uma camada especificamente sensível às moléculas do líquido ou gás que se deseja medir pode ser adicionada a fim de aumentar a sensibilidade a um composto químico ou biológico, como mostrado na Figura 6b. A camada sensível absorve ou reage com o composto de forma que a adição de massa sobre essa camada causa perturbações que modificam a velocidade de fase e amplitude da onda, esse efeito é chamado de carregamento de massa (TAMARIN et al., 2019).

Figura 6 – Dispositivo LW: (a) Linha de atraso e (b) camada sensível adicionada para detecção biológica.



Fonte: acervo do autor.

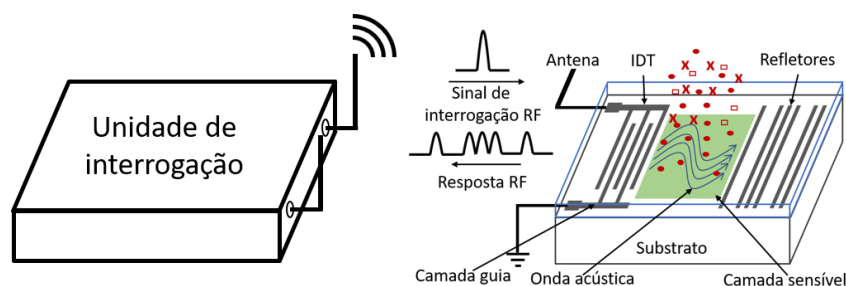
A energia é concentrada na camada guia, o que leva ao aumento da sensibilidade ao carregamento de massa no substrato, que consiste na deposição de partículas sobre a camada guia que afetam a propagação da onda. O efeito do carregamento de massa de biomoléculas altera a velocidade das ondas de superfície (JAKOBY; VELLEKOOP, 1997;

MANDAL; BANERJEE, 2022). Esse tipo de sensor tem a vantagem de apresentar a maior sensibilidade em comparação com os outros tipos de sensores SAW quando uma camada sensível adequada é adicionada, além de permitir detecção em líquidos, pois a camada guia reduz as perdas por acoplamento em meios líquidos e protege os IDT (DU et al., 1996).

Uma característica interessante é que esses sensores podem ser utilizados sem fio ao serem conectados a uma unidade de interrogação usando uma antena (OH et al., 2009; SONG et al., 2011; SANTOS et al., 2022). Nesse caso, para um dispositivo de duas portas, a antena de recepção é conectada ao IDT de entrada enquanto a antena de transmissão é conectada ao IDT de saída. No caso de um dispositivo de uma porta, o IDT que compõe esse sensor funciona tanto como transmissor quanto como receptor da onda acústica. Os refletores são responsáveis por rebater a onda transmitida de volta ao IDT de entrada.

Na Figura 7 pode ser vista a configuração de uma linha de atraso LW reflexiva de uma porta no contexto de detecção à distância. Um pulso RF transmitido pela unidade de interrogação é captado pela antena e convertido em onda acústica pelo IDT, a onda se propaga pela superfície do material. Durante a propagação, a deposição de material sobre a camada sensível altera as características da onda acústica. Em cada refletor, parte da onda é transmitida e parte é refletida de volta ao IDT, isso cria um atraso entre cada reflexão, resultando em seis pulsos distintos, como mostrado na figura. O IDT converte a onda refletida em um sinal elétrico e transmite a resposta RF como um trem de pulsos. Essa resposta contém informações sobre o número e localização dos refletores, bem como sobre as propriedades da onda acústica. O trem de pulsos que forma a resposta RF pode ser utilizado como meio de identificar o sensor dependendo do arranjo dos refletores, semelhantemente ao que acontece nos códigos de barras e sistemas RFID. Esse tipo de interrogação é chamado de Amostragem no Domínio do Tempo (TDS). A interrogação também pode ser realizada no domínio da frequência.

Figura 7 – Diagrama esquemático de um sistema de detecção RF usando sensor LW passivo.



Fonte: acervo do autor.

Essa configuração de sensor foi inicialmente utilizada para detecção de alvos e medição de distância, pois o tempo de atraso entre a transmissão de um sinal de interrogação e sua recepção é fixo e dependente das dimensões do sensor SAW, permitindo

uma estimativa precisa da distância entre o interrogador e o sensor. Além disso, variações nas características do sinal podem indicar a presença de algum agente externo no sensor, permitindo a detecção desse agente.

Os sensores SAW sem-fio, que fazem parte dos sensores RF, podem ser classificados em três categorias (POHL, 2000):

1. Ativos: Quando são alimentados por bateria;
2. Semi-ativos: Quando a energia provém de um acoplamento indutivo ou de um forte sinal de RF;
3. Passivos: Quando a energia utilizada pelo sensor é obtida do próprio sinal de interrogação

Sensores a ondas acústicas passivos tem chamado atenção de pesquisadores devido sua capacidade de sensoriamento sem necessidade de uma unidade de comunicação, já que podem ser comunicar diretamente apenas acoplando uma antena, e por sua capacidade de operação passiva. No entanto, não há nenhum tipo de processamento no sensor, ficando esta tarefa a cargo da unidade de interrogação. Portanto, o dispositivo em si não realiza nenhum tipo de medição.

Para a operação passiva, o sensor não dispõe de fonte de alimentação local e recebe toda a energia necessária do próprio sinal de interrogação. Esse sinal é utilizado para excitar o sensor, gerar a onda acústica e ser transmitido de volta ao interrogador com a medição na forma de alterações em seus parâmetros como frequência, amplitude e fase. Parte da energia recebida é refletida de volta através da antena, parte é transmitida ao IDT de saída ou aos refletores e parte é armazenada nos IDT (MUNSHI; TULI, 2004). Sensores LW são normalmente fabricados em substrato de quartzo AT, que possui baixo fator de acoplamento eletroacústico  $k^2$  se comparado com outros tipos de materiais conhecidos. Isso resulta em uma baixa eficiência de transmissão de sinal pelo sensor devido às perdas de conversão de energia elétrica em acústica e vice-versa. Esse fato faz com que o consumo de energia nesses dispositivos seja considerável. O quartzo AT é utilizado nesses sensores, pois, apesar do baixo  $k^2$ , podem produzir uma onda SH pura, resultando em menores perdas em meios aquosos, o que torna esse tipo de material mais apropriado para fabricação desses sensores. Poucos trabalhos têm desenvolvido aplicações de sensores LW sem fio, com distâncias de detecção limitadas na ordem de centímetros. Esse tipo de aplicação tem se mostrado um campo de estudo a ser explorado na área de sensores sem fio (SONG et al., 2011; SANTOS et al., 2022).

## 2.3 Consumo de Energia

O consumo de energia é definido como sendo a quantidade de energia necessária para um dispositivo funcionar adequadamente. Essa grandeza é normalmente utilizada para determinar o desempenho de um dispositivo ou sistema elétrico. Pode ser medido através da corrente elétrica consumida pelo dispositivo, mas é normalmente definido como a potência elétrica ativa, em watts (W), consumida pelo dispositivo por unidade de tempo, ou,

$$P = \frac{E}{\Delta t} = V \cdot I \cdot \cos(\theta), \quad (2.4)$$

em que

$E$  = energia consumida pelo dispositivo

$\Delta t$  = unidade de tempo

$V$  = tensão elétrica de entrada do dispositivo

$I$  = corrente elétrica de entrada do dispositivo

$\theta$  = ângulo de defasagem entre corrente e tensão

A potência ativa está relacionada com a resistência elétrica do circuito, resultando no consumo de energia. Já a potência reativa diz respeito à energia armazenada pelo circuito devido suas características indutivas ou capacitivas. A potência total necessária para alimentar um circuito é chamada de potência aparente, dada pela soma vetorial das potências ativa e reativa.

Essa é uma grandeza extremamente importante em sistemas autônomos, pois tem impacto direto em sua vida útil. A potência ativa, da Equação 2.4, representa a quantidade de potência aproveitada pelo dispositivo. Dessa equação, pode-se observar que o aumento do ângulo de defasagem entre tensão e corrente reduz a potência aproveitada pelo dispositivo, ficando maior quantidade de energia retida nele. Como esse ângulo é menor do que  $90^\circ$ , uma vez que o circuito não é puramente capacitivo, a potência aproveitada pode apenas diminuir. A potência total (potência aparente),  $S$ , consumida pelo dispositivo, medida em volt-ampère (VA), pode ser calculada como:

$$S = V \cdot I. \quad (2.5)$$

Esse valor representa a quantidade de energia fornecida pela fonte de alimentação ao dispositivo. Quanto maior for a corrente consumida por esse dispositivo, maior será a potência aparente e, conseqüentemente, o consumo de potência ativa.

Outra forma de se observar o consumo é por meio da eficiência ou rendimento de um dispositivo, em que uma maior eficiência caracteriza menores perdas, resultando em

um menor consumo. A eficiência é definida como sendo a razão entre a potência de saída e de entrada do dispositivo dada por

$$\eta = \frac{P_e}{P_s}. \quad (2.6)$$

Em um dispositivo SAW, parte da energia recebida é refletida, parte é transmitida e parte é armazenada pelo dispositivo. Além do armazenamento de energia, o efeito de carregamento mecânico e o efeito de curto elétrico causado pelos eletrodos do IDT levam a um deslocamento de velocidade da onda dado por

$$\frac{\Delta v}{v} = A_s \left( \frac{K^2}{2} \right) + A_l \left( \frac{h}{\lambda} \right) + A_e \left( \frac{h}{\lambda} \right)^2, \quad (2.7)$$

no qual  $\lambda$  é o comprimento de onda,  $h$  é a espessura dos dedos do IDT,  $A_s$ ,  $A_l$  e  $A_e$  são constantes relacionadas com o curto elétrico, carregamento mecânico e armazenamento de energia, respectivamente, e são dependentes do material dos eletrodos, do substrato e da geometria (MUNSHI; TULI, 2004; YU, 2004). Não foram encontrados estudos que associassem consumo de energia ao armazenamento de energia, portanto, apesar da potência aparente fornecer informação sobre o consumo total de energia, a potência ativa ou a eficiência são normalmente utilizadas para expressar essa característica por representarem a energia realmente utilizada pelo dispositivo.

Com mencionado anteriormente, as características do sensor LW mudam conforme diversos parâmetros físicos como distância entre os dedos, comprimento de onda, camada sensível e substrato. Esses fatores influenciam no consumo de energia do sensor. O consumo do sensor pode ser inicialmente reduzido a través de técnicas durante o processo de fabricação.

No contexto de um sistema de medição sem fio utilizando sensor SAW, existem outros fatores que causam redução e perdas no sinal de interrogação. Esses fatores estão diretamente relacionados com a intensidade do sinal de interrogação enviada pela unidade de interrogação, as perdas causadas pelo ambiente que reduzem a intensidade do sinal, perdas das antenas de transmissão e recepção e casamento de impedâncias. A relação entre a potência recebida e transmitida por um par de antenas pode ser calculada como (FRIIS, 1946):

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t \cdot G_r \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.8)$$

em que

$P_t$  = potência do sinal transmitido

$P_r$  = potência do sinal recebido

$G_t$  = ganho da antena de transmissão

$G_r$  = ganho da antena de recepção

$\lambda$  = comprimento de onda

$d$  = distância entre as antenas

Essa equação mostra como a potência recebida por uma antena sofre atenuação inversamente proporcional ao quadrado da distância entre as antenas.

Alguns desses fatores, como casamento de impedâncias e intensidade do sinal de interrogação, podem ser ajustados na unidade de interrogação através da correta escolha das antenas e intensidade do sinal. Outros fatores, como questões relacionadas ao meio de propagação do sinal de rádio, são na maioria das vezes imprevisíveis, dificultando o controle desses fatores.

Por fim, existem fatores elétricos do próprio sensor que afetam seu consumo de potência. Diversos fatores podem reduzir a intensidade do sinal recebido pelo sensor ou aumentar o consumo de energia, fazendo com que o sinal transmitido de volta não seja suficientemente forte para ser lido pela unidade de interrogação. Esses fatores incluem:

1. Frequência de operação: A frequência de operação do sensor pode influenciar diretamente no consumo de energia. A frequência de operação do sensor é a frequência do sinal elétrico utilizado para gerar as LW. Quanto maior a frequência, mais energia é necessária para gerar as LW, pois é preciso fornecer mais energia para excitar as camadas piezoelétricas. Isso é devido a que a frequência de operação afeta diretamente a impedância elétrica da camada piezoelétrica, quanto maior a frequência menor é a impedância.
2. Amplitude do sinal: A amplitude do sinal elétrico utilizado para gerar as LW também pode influenciar no consumo de energia. Quanto maior a amplitude, mais energia é necessária para gerar as LW, pois é preciso fornecer mais energia para excitar as camadas piezoelétricas. Isso se deve a que a amplitude do sinal afeta diretamente a amplitude da onda acústica gerada.
3. Eficiência dos transdutores: A eficiência dos transdutores utilizados para gerar e detectar as LW também pode influenciar no consumo de energia. A eficiência dos transdutores refere-se à capacidade dos transdutores de gerar e detectar as LW com eficiência. Transdutores mais eficientes requerem menos energia para funcionar, pois eles conseguem gerar e detectar as LW com menos potência elétrica.
4. Condições ambientais: as condições ambientais, como temperatura e umidade, também podem afetar a eficiência dos transdutores e, conseqüentemente, o consumo de energia do sensor. Mudanças nas condições ambientais podem afetar a impedância elétrica das camadas piezoelétricas, o que pode afetar a eficiência dos transdutores.



## 2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram vistas as definições de sensores SAW, sensores LW, parâmetros de espalhamento e fatores de consumo de energia nesses sensores. Os sensores SAW podem ser caracterizados através dos parâmetros S, que indicam características como impedância de entrada, ganho e perdas de inserção. Os sensores LW apresentam alta sensibilidade e seletividade quando comparados com outros tipos de sensores SAW quando uma camada sensível adequada é adicionada. Além disso, esse tipo de sensor permite sua aplicação passiva na detecção à distância, porém, fatores relacionados à construção do dispositivo, em especial o tipo de substrato normalmente utilizado na fabricação desses sensores, ocasiona um aumento no consumo do dispositivo e reduz a autonomia do sistema devido ao menor fator de acoplamento eletroacústico. Apesar disso, esse tipo de substrato é utilizado por resultar em menores perdas do sensor quando aplicado em meio líquido. Dessa forma, além dos outros fatores mencionados, o consumo do sensor apresenta considerável influência na autonomia desse tipo de sistema. No capítulo a seguir, são apresentados trabalhos que realizaram simulação de sensores SAW e estimação do consumo de potência.

## 3 Trabalhos Relacionados

Neste capítulo, são apresentados os trabalhos relacionados com o contexto desta dissertação. A maioria dos trabalhos a respeito de simulação de sensores SAW focam na validação de modelos equivalentes pela caracterização do sensor através de sua resposta em frequência. Outros trabalhos tratam do consumo de energia do sensor com relação às características de fabricação do mesmo. A seguir, cada trabalho será discutido em ordem cronológica.

Fazendo parte dos pioneiros na simulação de sensores SAW, [Bhattacharyya, Tuli e Majurndar \(1995\)](#) apresentaram a simulação em pSPICE e HSPICE de um circuito equivalente do IDT de sensor SAW baseado no modelo de Mason ([MASON, 1948](#)) usando o método de Foster ([FOSTER, 1924](#)) para representar elementos de tangente e cossecante por redes LC contendo elementos negativos. A simulação do circuito equivalente foi possível uma vez que o programa pSPICE suporta capacitâncias e indutâncias negativas. Foi simulado um único IDT com nove pares de dedos, em um substrato de YZ LiNbO<sub>3</sub> a uma frequência de 74,4 MHz. Os resultados mostraram que as perdas de inserção aumentam com a resistência dos dedos do IDT em altas frequências.

[Munshi e Tuli \(2004\)](#) realizaram a simulação em pSPICE do modelo equivalente com base no trabalho de [Bhattacharyya, Tuli e Majurndar \(1995\)](#) adicionando um capacitor para representar o efeito líquido da energia armazenada na descontinuidade entre o IDT e o substrato, que leva a uma redução da velocidade da onda. Essa energia é igual à energia total da onda acústica de superfície menos a energia da onda refletida e da onda transmitida e depende da geometria dos eletrodos que formam o IDT ([LI; MELNGAILIS, 1973](#)). Um IDT com 20 pares de dedos na frequência de 47,4 MHz foi simulado. Um programa em C++ foi desenvolvido para automação da geração do arquivo de simulação. O modelo também permite a simulação de IDT com polaridades arbitrárias.

[Yu \(2004\)](#) propôs um modelo baseado em linhas de transmissão para simulação de IDT apodizados, isto é, que possuem diferentes entrelaçamentos de dedos, o que não havia sido feito até então. O modelo se baseia no circuito equivalente de [Mason \(1948\)](#) utilizando linhas de transmissão para representar as impedâncias do circuito e transformadores artificiais. Os transformadores artificiais foram dotados de duas razões de transformação para representar as relações entre tensão elétrica e força acústica e corrente elétrica e velocidade das partículas, respectivamente. Foram realizadas simulações em pSPICE de transdutores não-apodizados, transdutores apodizados, ressonadores SAW e filtros nas frequências de 105 MHz e 1 GHz para validar a utilização do modelo. Como esse modelo depende da frequência do transformador, não pode ser aplicado no domínio do tempo.

No trabalho de [Liu e Cui \(2007\)](#) foi realizada a análise do consumo de potência de um sensor SAW usando Ansys e pSPICE para ajudar no projeto e fabricação de sensores com vista na redução do consumo de energia do sensor. O estudo foi proposto pois o Método de Elementos Finitos (*Finite Element Method* - FEM) não considera o consumo de potência dos sensores, o que é uma característica importante do sistema que afeta sua aplicação. O trabalho propôs, então, a simulação de um sensor SAW visando determinar fatores de projeto e de construção que influenciem o consumo de potência do sensor. Usando o Ansys, os autores criaram um modelo 3D de uma linha de atraso SAW. A partir do modelo, obtiveram os parâmetros equivalentes do sensor, como capacitância e resistência terminal. Em seguida, utilizaram um modelo de circuito equivalente proposto por [Nakamura \(1993\)](#), para simular o sensor com o circuito de controle em pSPICE a fim de obter o consumo de potência total do sistema (sensor e circuito de controle). Constatou-se que o consumo do sensor prevalece sobre o consumo do circuito de controle. Foram realizadas análises dos efeitos da distância entre os IDT, da espessura do substrato piezoelétrico e da distância entre dois dedos adjacentes no consumo de potência. Os resultados mostraram que o consumo de energia do sensor pode ser reduzido pela diminuição da distância entre os IDT para um múltiplo de  $n/4$  do comprimento de onda, sendo  $n$  um número inteiro positivo; redução da espessura do substrato piezoelétrico para  $1/4$  do comprimento de onda,  $\lambda$ ; e redução da distância entre dedos adjacentes em um único IDT para o mínimo possível, dependendo da resolução da técnica de litografia utilizada na fabricação do sensor.

[Elsherbini, Elkordy e Gomaa \(2016\)](#) propuseram dois modelos de circuito equivalente para ressonadores SAW (SAWR) de uma e duas portas, respectivamente. Os modelos são baseados em uma rede RLC série-paralelo de parâmetros concentrados. Através da modelagem matemática do dispositivo, foram determinados os valores dos componentes do modelo elétrico para simulação de um ressonador operando na frequência de 433 MHz. O modelo foi simulado usando ADS (*Advanced Design System*). Foi realizada uma análise de frequência em torno da frequência central, sendo extraídos os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{12}$ . Os resultados foram comparados com a resposta de medição de um dispositivo SAW comercial operando na mesma faixa de frequência. Foram obtidos resultados adequados. O modelo foi proposto para aplicação no projeto de osciladores usando dispositivos SAW.

[Achour et al. \(2020\)](#) utilizou a técnica FEM para simular dois sensores SAW a 104 MHz e 208 MHz buscando medir a sensibilidade de cada sensor. Foi realizada uma etapa inicial de análise de um circuito elétrico baseado no circuito equivalente de Mason utilizando MATLAB<sup>®</sup> a fim de simular o comportamento matemático do dispositivo SAW em termos de função de transferência. Foi utilizado o método de resposta ao impulso desenvolvido por [Hartmann, Bell e Rosenfeld \(1973\)](#). Uma estrutura de 30 pares de dedos duplos operando a 104 MHz foi simulada. Em seguida, foi criado um modelo 3D do sensor usando o programa COMSOL. A espessura dos dedos foi de  $5 \mu\text{m}$  com uma periodicidade de  $\lambda = 40 \mu\text{m}$ . As simulações duraram até seis semanas. Então, foi proposta a utilização

de um modelo 2D simplificado que apresentou tempo de simulação muito inferior (em torno de 14h) com bons resultados para caracterização de ondas acústicas (SAW), mas não para as ondas de volume (BAW). O experimento foi repetido para um sensor operando a 208 MHz a fim de determinar os efeitos dessa alteração na sensibilidade do sensor. A partir dos resultados, foi constatado que dobrar a frequência de operação do sensor aumenta a sensibilidade.

Rube et al. (2021) apresentaram um novo modelo equivalente de um sensor LW para simulação utilizando QucsStudio como alternativa ao FEM. O modelo foi desenvolvido exclusivamente para simulações no domínio da frequência e em malha aberta, baseado em equações descritivas definidas na frequência para  $S_{11}$  e  $S_{21}$  com a adição de circuitos RC para representar as características de impedância de entrada e saída do sensor. Os parâmetros do modelo foram determinados a partir de um sensor LW operando em 109,5 MHz construído em substrato de quartzo com corte AT e 44 pares de dedos duplos. O modelo foi simulado para as condições de superfície livre (ar) e com líquido adicionado. O modelo pode ser utilizado para o desenvolvimento de sistemas de interrogação RF visando detectar ou medir alguma grandeza em gases, ou líquidos. O modelo não considera a piezoelectricidade do substrato. Os resultados mostraram boa correspondência com os dados experimentais. A adição de líquido mostrou diminuição da frequência e da fase com o aumento da viscosidade do líquido.

Bernardes (2021) tratou do projeto de um circuito oscilador senoidal utilizando um sensor LW na malha de realimentação. Nesse trabalho, foi desenvolvido um modelo de circuito equivalente baseado em uma rede em  $\pi$  (POZAR, 2005). Foi realizada a simulação de um sensor SAW com frequência de operação igual a 117 MHz, comprimento de onda de 40  $\mu\text{m}$ , em um substrato de quartzo com corte AT e camada guia de  $\text{SiO}_2$  de 4  $\mu\text{m}$  de espessura. Esse modelo não reproduz todas as características de fase do sensor, pois se trata de um modelo simples que não considera o comprimento do caminho acústico de propagação da onda. Porém, essa simplicidade não afetou os resultados do trabalho, pois não influenciavam no projeto do circuito oscilador.

Jesus et al. (2022) propôs um modelo de circuito equivalente de uma linha de atraso completa para simulação em ambiente SPICE. O modelo dos IDT foi baseado também no circuito equivalente de Mason, possuindo duas variações: a primeira substituindo as impedâncias do circuito de Mason por redes equivalentes LC, o que permite uma boa correspondência com resultados de sensores reais no domínio da frequência; e utilizando linhas de transmissão para representar as impedâncias complexas, como no trabalho de Yu (2004). A variante com redes LC apresentou uma singularidade na frequência de operação do sensor, causando uma instabilidade quando simulado no domínio do tempo. Apenas o modelo implementado com linhas de transmissão pode ser simulado nesse domínio. Ademais, foi adicionado um circuito equivalente para modelar o caminho de propagação

da onda acústica entre os IDT, permitindo adicionar os efeitos de atraso e atenuação causados por perturbações externas ao sensor na simulação. Nesse trabalho, foi simulada uma linha de atraso formada por dois IDT com 44 pares de dedos cada, comprimento de onda  $\lambda = 40 \mu\text{m}$  e frequência de 116,5 MHz em um substrato de quartzo com corte AT. Os resultados mostraram boa correspondência com medições realizadas em um sensor real, além de que esse modelo permite simulações no domínio do tempo.

Entretanto, não existem trabalhos que abordem a estimativa do consumo de potência e eficiência de sensores SAW através da avaliação de parâmetros elétricos como frequência ou tensão. Sistemas de sensoriamento remoto de baixo consumo são muito importantes em redes de sensores sem fio e outras aplicações. Esses sistemas permitem aplicação em diversas áreas como medição em ambientes hostis e de difícil acesso em diversas áreas como saúde, ambiente, indústria e militar, habilitando a aplicação sensoriamento remoto. O único trabalho encontrado que abordou consumo de potência de sensores SAW foi o de [Liu e Cui \(2007\)](#), porém esse trabalho apenas considerou o efeito de parâmetros de construção do sensor em seu consumo de energia. Não foram encontrados trabalhos que abordassem o consumo de energia do sensor do ponto de vista elétrico com base em parâmetros puramente elétricos relacionados ao circuito que rodeia o sensor. Neste trabalho, é proposta a análise de um sensor existente por meio da simulação do modelo elétrico baseado no circuito equivalente proposto por [Jesus et al. \(2022\)](#), objetivando determinar os efeitos de parâmetros elétricos que afetem seu consumo de energia e eficiência. A escolha do modelo se deu por conta da possibilidade de simular o sensor completo por um circuito equivalente relativamente simples, a variação parâmetros relacionados a perturbações externas ao sensor que causam atenuação e atraso na propagação da onda acústica e a simulação no domínio do tempo. A Tabela 1 resume os trabalhos descritos em comparação com este trabalho.

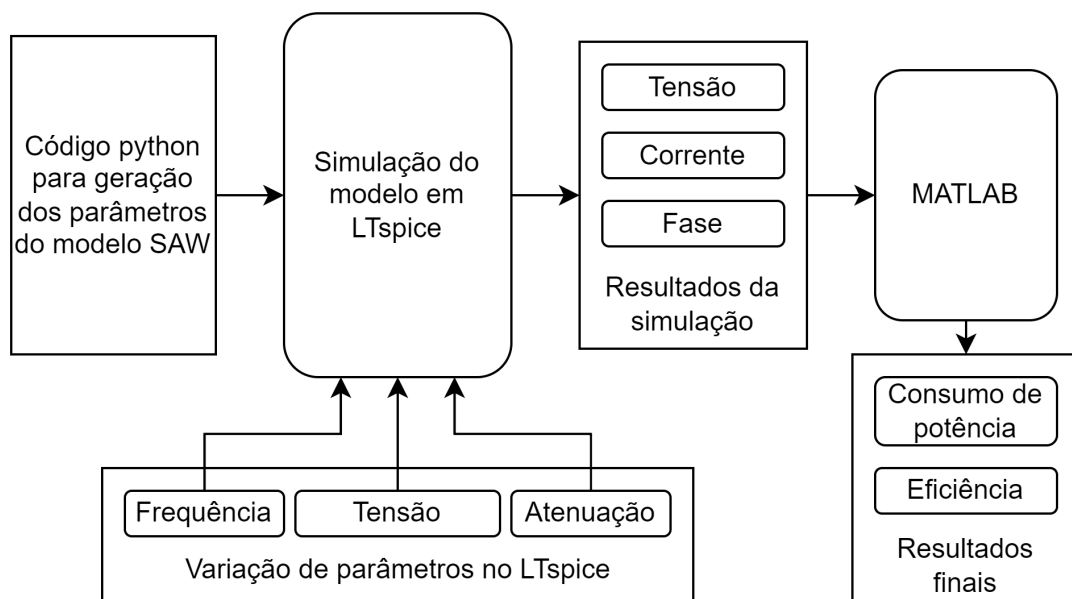
Tabela 1 – Características de Trabalhos de Simulação de Sensores SAW

Referência	Programa	Modelo	Tipo	Frequência	Estimação de Potência
Este trabalho	LTspice	Mason com linhas de transmissão e camada sensível	Linha de atraso LW	116, 5 MHz	Sim
Bhattacharyya, Tuli e Majurndar (1995)	pSPICE e HSPICE	Mason e Foster	IDT único	74, 4 MHz	Não
Munshi e Tuli (2004)	pSPICE	Mason com capacitor	IDT único	47, 4 MHz	Não
Yu (2004)	pSPICE	Mason com linhas de transmissão	Ressonador SAW de duas portas	105 MHz e 1 GHz	Não
Liu e Cui (2007)	ANSYS e pSPICE	Nakamura (1993)	Linha de atraso SAW	-	Sim
Elsherbini, Elkordy e Gomaa (2016)	ADS	rede RLC série-paralelo	Ressonador SAW de uma e duas portas	433 MHz	Não
Achour et al. (2020)	COMSOL	FEM	Linha de atraso SAW	104 MHz e 208 MHz	Não
Rube et al. (2021)	QucsStudio	Descritivo e circuito RC	Linha de atraso LW	109, 5 MHz	Não
Bernardes (2021)	ADS	Modelo pi para rede de duas portas	Linha de atraso LW	117 MHz	Não
Jesus et al. (2022)	LTspice	Mason com linhas de transmissão e camada sensível	Linha de atraso LW	116, 5 MHz	Não

## 4 Estimação de Consumo de Sensores LW

Neste capítulo são apresentados os materiais e a metodologia utilizados para a estimação do consumo de energia e eficiência do sensor a Onda de Love a partir da simulação do modelo elétrico do sensor usando o programa LTSPICE®. O fluxograma da metodologia utilizada nesse trabalho é mostrado na Figura 8. Inicialmente, foi realizada a caracterização do sensor a fim de se obter os parâmetros de resposta em frequência para comparação e validação do modelo elétrico. Em seguida, os parâmetros de fabricação do sensor como frequência de operação, número de pares de dedos, entre outros, foram utilizados para calcular dos componentes do modelo elétrico do sensor. Nessa etapa, um código em python foi utilizado para automatizar o cálculo e gerar um arquivo de simulação (*netlist*) do modelo elétrico do sensor, que foi então simulado a fim de validar o modelo conforme a resposta em frequência do sensor real. Em seguida, foi realizada a simulação do modelo elétrico no LTSPICE® com variação de características do sinal de alimentação como frequência, tensão e atenuação no caminho de propagação. A partir da simulação, foram obtidos resultados de amplitude de tensão, corrente e tempo de atraso entre tensão e corrente. Finalmente, esses resultados foram utilizados para estimação do consumo de potência e eficiência do sensor.

Figura 8 – Fluxograma da metodologia aplicada na estimação de eficiência e consumo de potência através da simulação do modelo do sensor LW.



Fonte: acervo do autor.

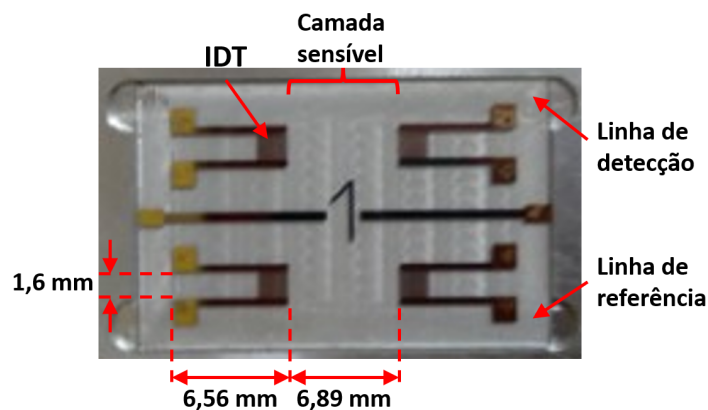
As seções seguintes descrevem cada etapa da metodologia utilizada, iniciando pela

caracterização do sensor, geração do modelo equivalente, processo de simulação do modelo em LTSPICE® e finalmente a estimação de potência e eficiência em MATLAB®.

## 4.1 Caracterização do Sensor LW

O mecanismo de detecção dos sensores a LW é baseado no efeito de carregamento de massa e nas variações de suas propriedades mecânicas e elétricas como viscosidade, densidade, elasticidade e condutividade. A alteração nos parâmetros de propagação da onda acústica por um meio aquoso modifica a amplitude, atenuação, frequência, fase e velocidade de propagação da LW. A linha de atraso utilizada neste trabalho, fabricada pelo laboratório IMS na *Université de Bordeaux* em conjunto com o LAAS da *Université de Toulouse*, é composta de dois IDT sobre um substrato de quartzo, com uma camada-guia adicional de  $SiO_2$  de  $4 \mu\text{m}$  de espessura e comprimento de onda de  $40 \mu\text{m}$ , tendo uma frequência de operação em torno de 116,5 MHz. Na Figura 9 retrata-se o sensor utilizado. O dispositivo é composto por duas linhas de atraso, uma utilizada para detecção e outra utilizada como referência para compensar alterações relacionadas ao ambiente, como variações de temperatura.

Figura 9 – Sensor LW desenvolvido pelo IMS-Bordeaux.

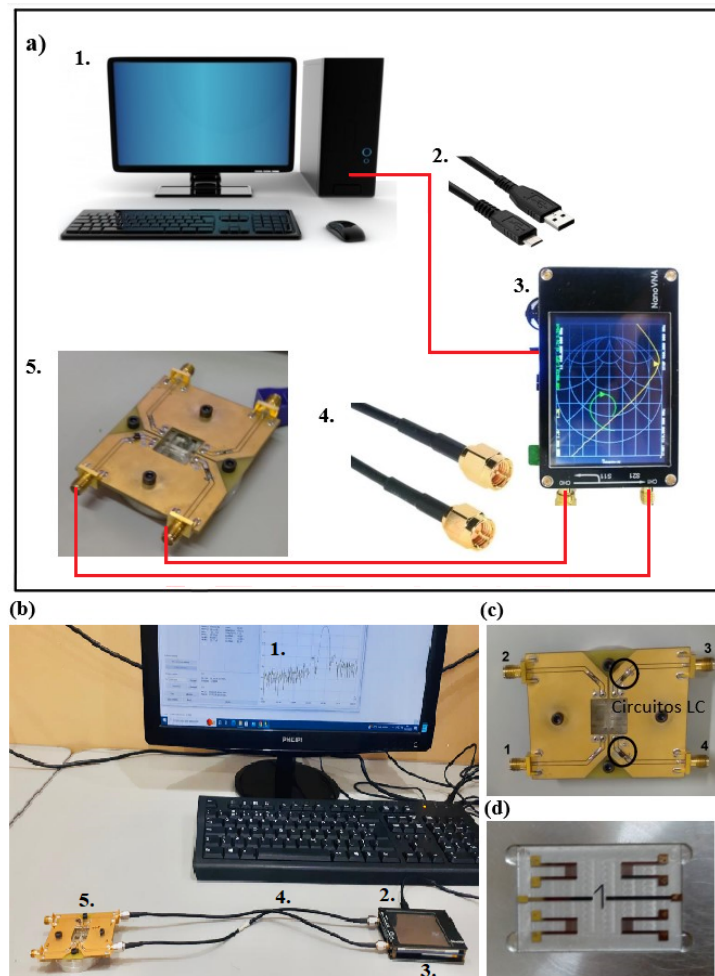


Fonte: acervo do autor.

Essa unidade do sensor LW foi inserida em uma célula de teste. O diagrama experimental é mostrado na Figura 10. Um Analisador de Rede Vetorial (VNA) foi usado para medir os parâmetros de espalhamento. Um computador (1) é conectado via cabo USB (2) ao nanoVNA v3.4 (3). Dois cabos coaxiais RG 174 ROHS de 30 cm (4) foram conectados à célula de teste contendo o sensor LW (5). Uma calibração SOLT (*Short-Open-Load-Through*) de duas portas foi realizada na faixa de 100 MHz a 130 MHz com uma resolução de 5,9 kHz.



Figura 10 – Montagem experimental: a) Diagrama experimental, b) montagem, c) célula de teste contendo sensor LW e d) sensor LW.



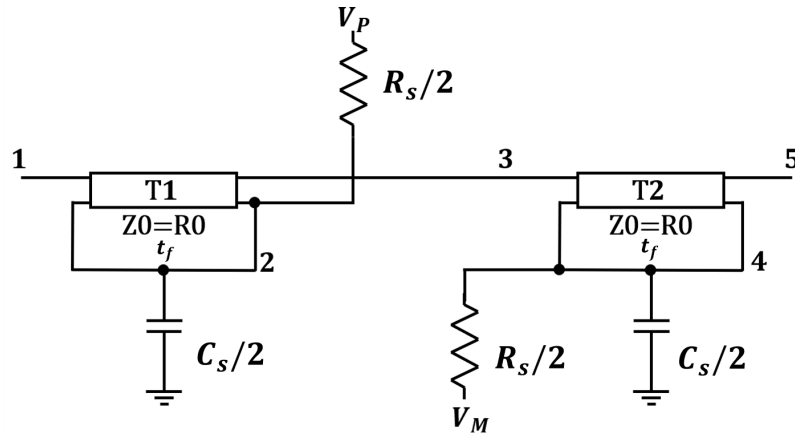
Fonte: acervo do autor.

## 4.2 Geração do Modelo

O modelo do sensor utilizado neste trabalho é baseado no trabalho de [Jesus et al. \(2022\)](#). Ele é constituído de duas partes principais: o IDT e o caminho de propagação ou área sensível. O modelo do IDT é constituído de  $N_P$  pares de dedos em paralelo, onde cada par de dedos é representado por duas linhas de transmissão de impedância  $R_0$  e tempo de atraso  $t_f$  associadas a uma sequência de capacitores  $C_s$  e resistores  $R_s$  em paralelo, como mostrado na Figura 11. Esse modelo é baseado no circuito equivalente de Mason e as linhas de transmissão representam as componentes de tangente e cossecante do circuito.

Os terminais 1 e 5 representam a entrada e a saída acústica do IDT, respectivamente. As conexões elétricas são representadas pelos terminais  $V_P$  e  $V_M$ . O modelo do par de dedos considera a alternância entre os dedos positivo e negativo. O valor de cada resistência e capacitância é obtido com base no valor da resistência total  $R_T$  e da capacitância total  $C_T$  do IDT, medidas entre os respectivos terminais positivo e negativo após o processo de

Figura 11 – Diagrama elétrico do modelo de um par de dedos de um IDT usando linhas de transmissão.



Fonte: acervo do autor.

fabricação. Nesse caso, a resistência  $R_s$  e a capacitância  $C_s$  por seção correspondente de cada par de dedos são calculadas, como:

$$C_s = \frac{C_T}{N_P} \quad (4.1)$$

e

$$R_s = R_T N_P, \quad (4.2)$$

no qual  $N_P$  corresponde à quantidade de pares de dedos no IDT. O circuito é gerado a partir de uma linha de transmissão, um capacitor  $C = C_s/2$  e um resistor  $R = R_s/2$  para cada dedo do IDT. Além disso, impedância característica das linhas de transmissão é definida como

$$R_0 = \frac{1}{f_0 C_s k^2}, \quad (4.3)$$

em que  $f_0$  é a frequência de ressonância do sensor e  $k$  é a constante de acoplamento eletroacústico (SMITH et al., 1969).

Outro parâmetro utilizado é o tempo de propagação da onda entre dedos de mesma polaridade (positivos ou negativos), sendo calculado como

$$t_f = \frac{1}{2f_0}. \quad (4.4)$$

O modelo do sensor possui com um bloco que representa a área sensível do sensor como mostrado na Figura 12. Esse bloco é implementado por duas fontes dependentes de corrente e tensão. O ganho das fontes dependentes representa a atenuação devido à propagação da onda pela superfície do substrato partindo do IDT de entrada ao IDT de

saída. Esse modelo considera que o sensor apresenta atenuação tanto no sinal incidente quanto no sinal refletido. A atenuação do sinal no bloco é definida por:

$$A_v = 10^{-\frac{A_p}{20}}, \quad (4.5)$$

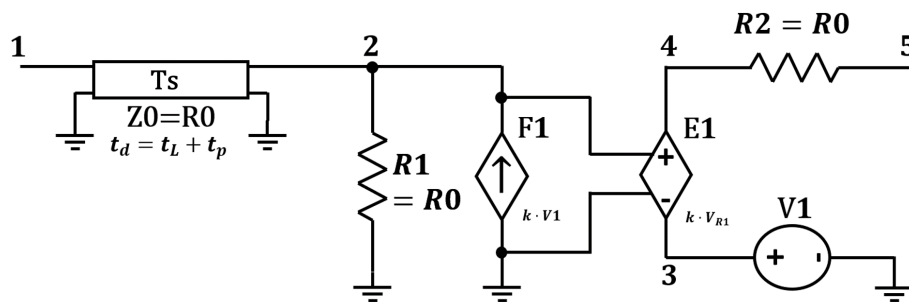
no qual  $A_v$  é o ganho do modelo e  $A_p$  é a atenuação em dB. A partir desse valor, o ganho das fontes dependentes é calculado como

$$k = \frac{\frac{5}{A_v} + \sqrt{\frac{25}{A_v^2} - 16}}{2}. \quad (4.6)$$

Uma linha de transmissão representa o tempo de propagação (TOF) devido ao tempo de viagem da onda de um IDT ao outro. O valor da impedância característica da linha de transmissão ( $Z_0$ ) e dos resistores ( $R_1$  e  $R_2$ ) é igual à impedância característica do sensor. O atraso total da linha de transmissão  $t_d$  é definido como sendo a soma do tempo de propagação da onda pela área sensível  $t_L$  com o atraso causado por perturbações  $t_p$ . O tempo de viagem da onda entre um IDT e outro é calculado em função da distância entre os centros dos IDT  $L_{CC}$  e da velocidade de propagação da onda  $v$  como

$$t_L = \frac{L_{CC}}{v}. \quad (4.7)$$

Figura 12 – Diagrama elétrico do modelo do caminho de propagação entre os IDT.

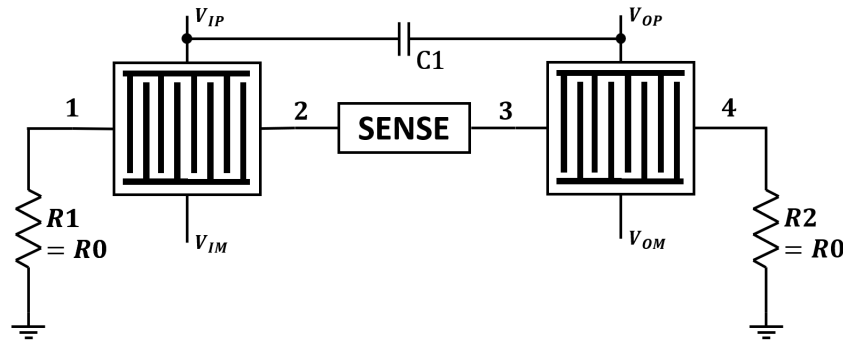


Fonte: acervo do autor.

O modelo completo do sensor pode ser visto na Figura 13. Os terminais elétricos do IDT de entrada do sensor são representados por  $V_{IP}$  e  $V_{IM}$  e do IDT de saída por  $V_{OP}$  e  $V_{OM}$ . No centro está o modelo da região sensível (SENSE), onde podem ser representadas a atenuação e atraso de tempo causada pelo mensurando e o tempo de propagação da onda entre os IDT. Um capacitor conectado entre os terminais  $V_{IP}$  e  $V_{OP}$  foi adicionado para representar a relação entre as respostas eletromagnética e acústica do sensor. O aumento do valor desse capacitor causa variações de amplitude observadas na resposta do sensor real. Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  modelam um substrato infinito, indicando não haver reflexão

nas bordas do dispositivo. Eles são dimensionados com o mesmo valor da impedância característica, porém podem ter valores diferentes caso seja necessário representar as reflexões reais de borda do sensor.

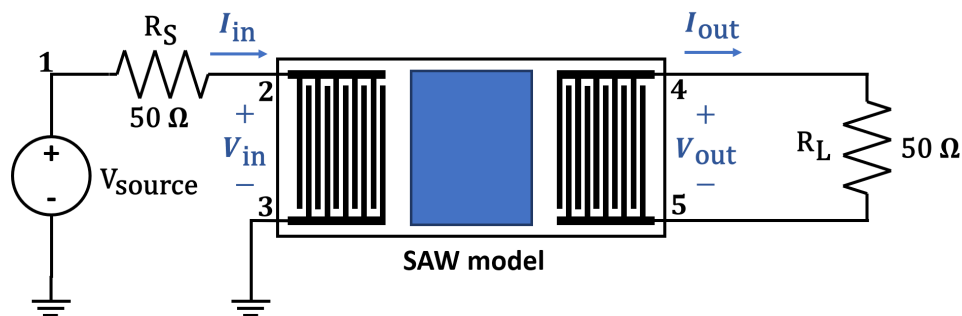
Figura 13 – Diagrama interno do modelo elétrico do sensor LW.



Fonte: acervo do autor.

Na Figura 14 é mostrado o diagrama do modelo elétrico do sensor aplicado num circuito de teste. Ao IDT de entrada é conectada uma fonte de tensão alternada para aplicar um sinal senoidal representando o sinal de interrogação associado a uma impedância em série  $R_S$ . O IDT de saída é conectado a uma carga de teste  $R_L$  onde pode ser medido o sinal de saída do sensor, cujas propriedades são modificadas pelo mensurando.

Figura 14 – Diagrama esquemático do modelo elétrico do sensor LW em circuito de teste.



Fonte: acervo do autor.

O sinal de entrada do sensor,  $V_{in}$ , é obtido entre os terminais 2 e 3. A corrente de entrada é obtida no terminal 2. A tensão de saída é obtida entre os terminais 4 e 5 e a corrente de saída é obtida no terminal 4, conforme a Figura 14. O resistor de carga foi conectado ao IDT de saída sem aterramento, pois, ao aterrar a carga, uma variação nos valores de tensão e corrente surge na saída, causando um aumento na potência de saída do sensor, não representando seu comportamento real. Como a carga é puramente resistiva, não há atraso entre corrente e tensão de saída. Porém, o sensor apresenta comportamento capacitivo na impedância de entrada, causando um atraso entre a tensão e a corrente de entrada do sensor.

Os valores dos componentes que compõem o modelo elétrico do sensor LW foram obtidos a partir de um código em python que recebe como entrada as características do sensor a ser simulado e resulta nos valores dos componentes para aplicação do modelo equivalente e um *netlist* do circuito equivalente mostrado na Figura 13. Na Tabela 2 estão sumarizadas as características do sensor necessárias para a determinação dos valores dos componentes do modelo elétrico. O parâmetro  $k$  representa a constante de acoplamento eletroacústico do sensor, que descreve a eficiência da conversão de energia elétrica em acústica nos materiais piezoelétricos (SMITH et al., 1969).

Tabela 2 – Principais características do sensor LW.

Parâmetro	Valor
Frequência central	$f_0 = 116.5$ MHz
TOF entre IDT	$t_L = 2$ $\mu$ s
Resistência do IDT	$R_T = 10.1$ $\Omega$
Capacitância do IDT	$C_T = 8.51$ pF
Número de pares de dedos	$N_P = 44$
Acoplamento eletroacústico	$k^2 = 1.4$ %

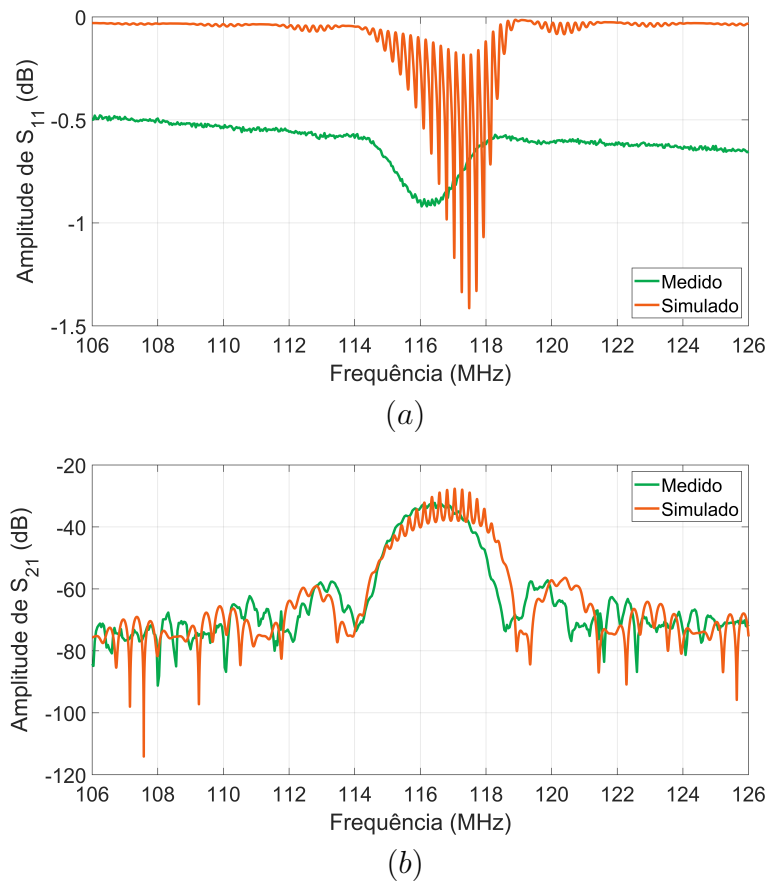
As amplitudes dos coeficientes de transmissão e reflexão medidos e simulados do sensor são mostrados na Figura 15. Foi possível observar uma boa correspondência entre os resultados medido e simulado, com diferença de frequência de 0,5 MHz a 1 MHz e de amplitude de aproximadamente 0,4 dB a 0,5 dB, chegando a 5 dB no caso do parâmetro  $S_{21}$ , permitindo a validação do modelo, bem como com outros trabalhos que realizaram medições e simulações em termos de resposta em frequência com esse tipo de sensor (JESUS et al., 2022; SANTOS et al., 2022).

### 4.3 Simulação em LTSPICE

A simulação do modelo completo foi realizada a partir da criação de diferentes componentes para cada parte do modelo, isto é, o modelo de cada par de dedos formando os IDT completos e o modelo da área sensível. Cada IDT é representado por  $N_P$  modelos de par de dedos correspondentes ao modelo apresentado na Seção 4.2. Os componentes de cada modelo são determinados a partir do código em python considerando as características reais do sensor como frequência de operação, tempo de propagação da onda pela área sensível e coeficiente de acoplamento eletroacústico.

O diagrama esquemático do circuito simulado em LTSPICE® é mostrado na Figura 16. O bloco do modelo SAW contém a descrição de todo o circuito do modelo elétrico utilizado. Usando códigos SPICE, é possível modificar parâmetros como atenuação no caminho de propagação,  $A_p$ , atraso no caminho de propagação,  $t_p$  e capacitância de acoplamento,  $C_f$ . Para o propósito deste trabalho, foi utilizada uma capacitância e atraso

Figura 15 – Resposta em frequência medida e simulada para o sensor: (a) Amplitude do coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) e (b) do coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ).



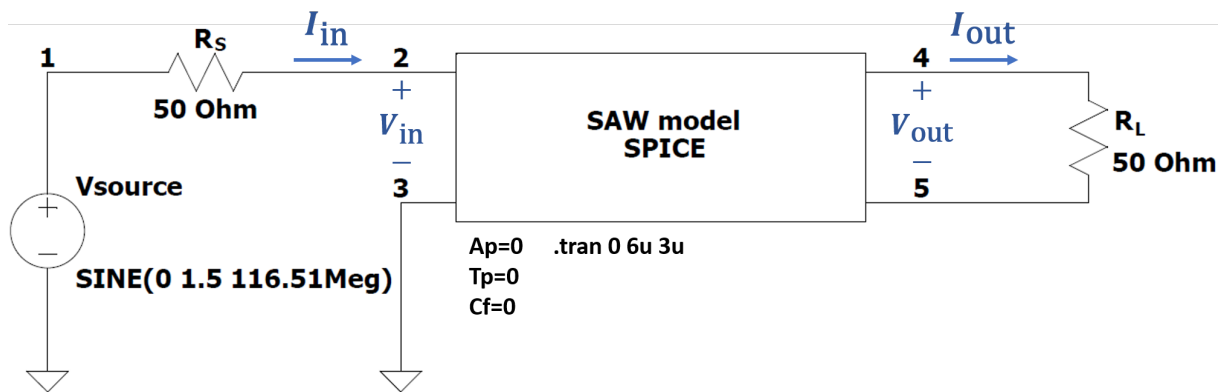
Fonte: acervo do autor.

no caminho de propagação nulos, visto que esses parâmetros não afetam o consumo do sensor, pois o atraso no caminho de propagação apenas atrasa o sinal, não alterando a amplitude do sinal. Com relação à capacitância de acoplamento, quando a atenuação acústica é consideravelmente alta, a resposta acústica se torna desprezível em comparação com a resposta eletromagnética, de forma que apenas a resposta eletromagnética pode ser observada, invalidando a análise da resposta acústica do sensor.

O circuito consiste um sinal de tensão senoidal de amplitude igual a 1,5 V na frequência de ressonância de 116,5 MHz que alimenta o IDT de entrada mediante um resistor em série de 50  $\Omega$  enquanto o IDT de saída é conectado a uma resistência de carga de 50  $\Omega$ . As tensões de entrada ( $V_{in}$ ) e saída ( $V_{out}$ ) do sensor foram medidas nos IDT de entrada (nós 2 e 3 na Figura 16) e de saída (nós 4 e 5 na Figura 16), respectivamente. A tensão de alimentação é obtida no terminal 1. A eficiência foi calculada em relação às portas de entrada e saída do sensor localizadas entre os terminais (2, 3) e (4, 5), respectivamente (SILVA et al., 2023).

A simulação foi executada em um intervalo de tempo de 0 s a 6  $\mu$ s para compensar

Figura 16 – Diagrama esquemático do circuito simulado no LTSPICE®.



Fonte: acervo do autor.

o tempo de propagação da onda (TOF) e considerar o resultado em regime permanente. O intervalo entre 0 s e 2  $\mu$ s foi desconsiderado visto que esse é o tempo de viagem da onda acústica, onde não há resposta do sensor. O tempo de atraso da perturbação,  $t_p$ , a atenuação,  $A_p$  e a capacitância de acoplamento,  $C_f$  foram inicialmente definidos como zero. O parâmetro  $C_f$  representa o acoplamento eletroacústico entre os IDT de entrada e saída. A partir das simulações, quatro análises diferentes foram realizadas:

1. Variação de frequência do sinal de entrada de 106.5 MHz a 126.5MHz com passos de 10 kHz, amplitude da tensão de alimentação foi fixada em 1.5 V e sem atenuação;
2. Variação da amplitude da tensão de alimentação de 1 V a 4.5 V com passos de 0.1 V, frequência fixada em 116.5 MHz e sem atenuação;
3. Alteração da atenuação no caminho de propagação de 0 dB a 20 dB com passos de 1 dB, tensão de entrada novamente fixada em 1.5 V e frequência do sinal de entrada de 116.5 MHz;
4. Para o caso específico, foi considerado o circuito alimentado por um sinal de tensão com amplitude de 1.5 V em 116.5 MHz e sem atenuação.

Com relação à análise da variação da amplitude da tensão de entrada, o intervalo considerado foi escolhido pelo fato da potência de entrada exceder 10 dBm com valores de tensão superiores, o que não corresponde com as aplicações usuais desse sensor. Todas as análises realizadas são em função do tempo. Através das simulações, foram obtidos valores de tensão de pico, corrente de pico e tempo de atraso entre tensão e corrente de entrada. Esses valores foram exportados em arquivos de texto que foram em seguida utilizados no processo de estimação do consumo de potência e eficiência do sensor.

## 4.4 Estimação de Potência e Eficiência

Para realizar a estimação de potência do sensor, foram obtidos valores de tensão, corrente e atraso entre tensão e corrente no LTSPICE<sup>®</sup>. Esses valores foram exportados para arquivos de texto correspondente e utilizados no MATLAB<sup>®</sup>, onde foram desenvolvidos códigos a fim de automatizar a estimação dos resultados com base nesses arquivos. A partir dos códigos foi possível calcular os valores eficazes de tensões e correntes, o ângulo de defasagem entre tensão de alimentação e corrente de entrada e entre tensão de entrada do sensor e corrente de entrada, as potências aparente e ativas de alimentação, de entrada e de saída do sensor e a eficiência do sensor relacionada as portas de entrada e saída.

As grandezas estimadas foram potência ativa de entrada e saída do sensor e eficiência, sendo definidas pelas equações 2.4 e 2.6, reescritas por conveniência,

$$P = V \cdot I \cdot \cos \theta, \quad (4.8)$$

e

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\%. \quad (4.9)$$

em que  $\theta$  é o ângulo de defasagem, em radiano, entre a tensão e a corrente do circuito, calculado em função do atraso entre elas como

$$\theta = 2\pi f \Delta t, \quad (4.10)$$

no qual  $f$  é a frequência do sinal de alimentação do sensor. O sensor possui uma impedância de entrada com característica capacitiva, causando um atraso da tensão em relação à corrente. Dessa forma, foi necessário determinar o ângulo de atraso entre a tensão a corrente de entrada a fim calcular o consumo de potência ativa de entrada do sensor conforme a Eq. 4.8. Nos terminais de saída do sensor não existe defasagem entre tensão e corrente visto que esses terminais foram conectados a uma carga resistiva diretamente, portanto, a potência ativa pode ser calculada diretamente pela multiplicação da tensão pela corrente.

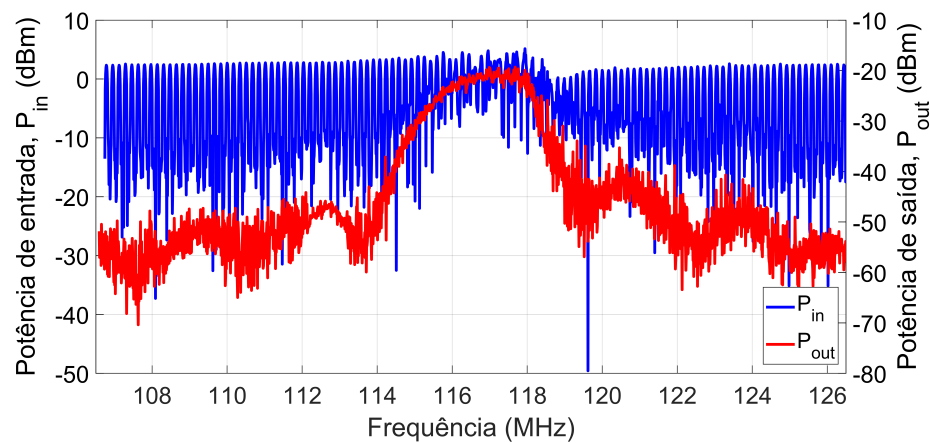
Alguns resultados na análise de variação da frequência apresentaram ruído que dificultava a visualização da forma das curvas. Portanto, um filtro de média móvel (MAF) foi aplicado a fim de reduzir o efeito do ruído sem afetar a forma do sinal. Esse filtro é bastante utilizado em sinais com ruído de grande amplitude e intervalos curtos. O filtro de média móvel calcula cada amostra como a média das  $N$  amostras consecutivas do sinal. Esse filtro pode ser descrito como

$$y[n] = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N x[n-k], \quad (4.11)$$

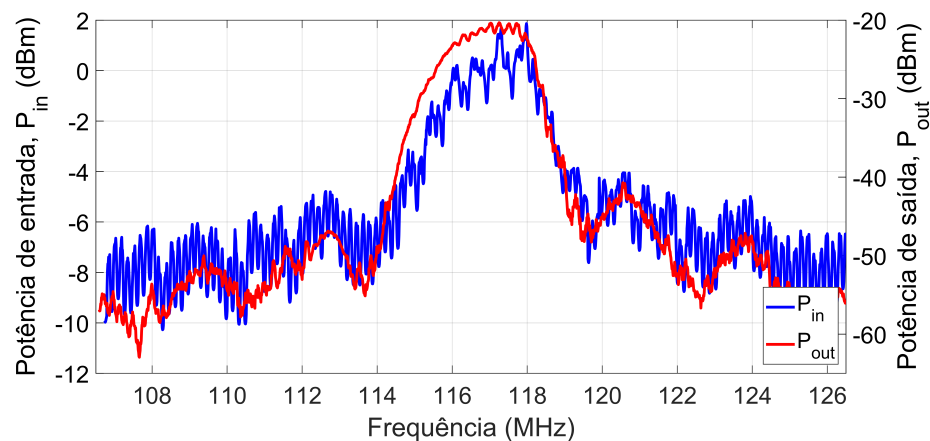


em que  $n$  é o índice das amostras,  $N + 1$  é o número de amostras utilizadas na filtragem,  $x[n]$  é o sinal com ruído e  $y[n]$  é o sinal filtrado. Na Figura 17 é mostrada a resposta de estimação de potência de entrada e saída do sensor em função da frequência do sinal de excitação. Pode ser observado um ruído considerável que altera a percepção da forma real do gráfico, levando a crer que a potência de entrada apresenta um comportamento retilíneo. Na Figura 17b pode-se ver os respectivos sinais filtrados usando o MAF com 30 amostras. A forma original do sinal fica evidente quando o filtro é aplicado e é possível observar que este se assemelha com a resposta do parâmetro  $S_{21}$ .

Figura 17 – Aplicação de um filtro de média móvel para redução de ruído no sinal: (a) Sinal sem tratamento e (b) resultado do MAF com  $N = 30$ . Utilizando o filtro, o ruído é suavizado, melhorando a análise dos resultados.



(a)



(b)

Fonte: acervo do autor.

A última análise realizada é um caso específico da análise da variação de tensão, onde foi aplicado um sinal senoidal com frequência de 116,5 MHz, amplitude de 1,5 V e atenuação de 0 dB. Essa tem por objetivo permitir determinar valores estimados de consumo de potência do sensor e eficiência.

## 4.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os materiais e a metodologia no trabalho. A partir das características do sensor real como frequência de operação, número de pares de dedos, capacitância e resistência total, é possível calcular os componentes do modelo elétrico equivalente. O modelo apresentou boa correspondência com a resposta em frequência do sensor real quando comparados em termos de parâmetros de espalhamento, com resultados na mesma ordem de grandeza e com variação de 1 MHz de frequência e de 0,5 dB amplitude. Portanto, a simulação do modelo permite obter resultados adequados de potência e eficiência do sensor que serão mostrados no próximo capítulo. A aplicação do MAF permitiu uma melhor visualização dos resultados para uma análise qualitativa das respostas do sensor, principalmente para a análise em frequência. No capítulo a seguir, as análises serão apresentadas individualmente seguindo a metodologia apresentada.

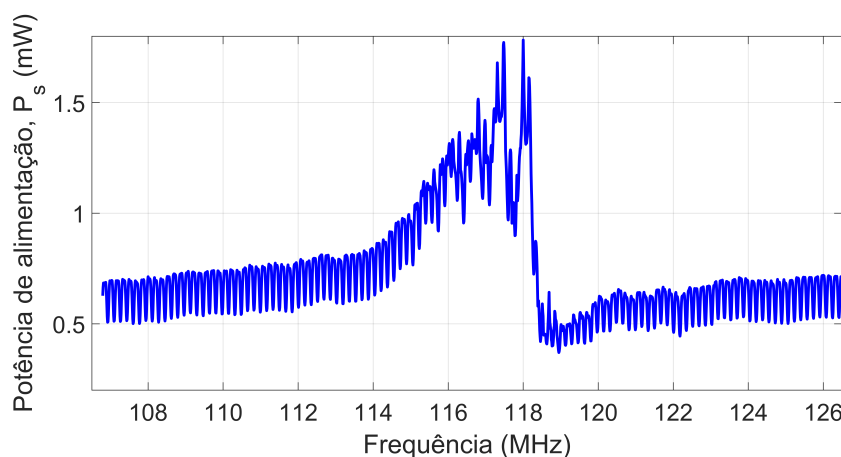
## 5 Análise de Fatores Elétricos no Consumo de Energia

Neste capítulo, são apresentados os resultados divididos nas seguintes seções: a Seção 5.1 é dedicada à resposta em frequência a fim de determinar a influência desse parâmetro no consumo de energia do sensor. Na Seção 5.2 a resposta com respeito à amplitude da tensão de alimentação é descrita. A Seção 5.3 trata da análise das perdas de propagação e a Seção 5.4 apresenta o consumo de energia e eficiência estimados em um caso específico.

### 5.1 Análise da Frequência

O primeiro experimento realizado considerou a variação da frequência do sinal de interrogação do sensor. Aos resultados, quando necessário, foi aplicado um filtro de média móvel com  $N = 30$  a fim de atenuar o ruído das respostas para facilitar a análise. A fonte de alimentação foi ajustada para uma tensão com amplitude de 1,5 V ou 1,06 V eficaz. A potência foi estimada diretamente a partir da simulação das tensões e correntes do circuito. O gráfico da potência da fonte de alimentação pode ser visto na Figura 18. Como a tensão eficaz é mantida constante, o aumento observado da potência é devido ao crescimento do consumo do sensor. A fonte precisa fornecer cerca de três vezes mais potência na região em torno da frequência central.

Figura 18 – Potência fornecida pela fonte de tensão.

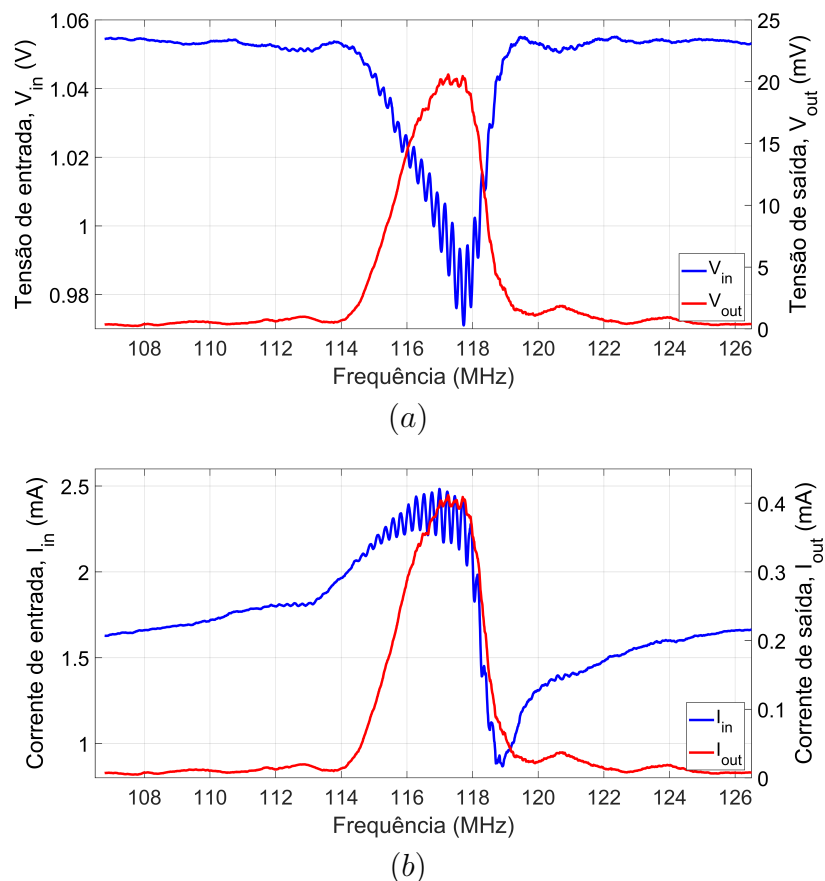


Fonte: acervo do autor.

A partir da figura, observa-se que o consumo total aumenta quando a frequência do sinal de interrogação se aproxima da frequência de operação do sensor. Nessa região,

observam-se as menores perdas de inserção, porém, o sensor também consome mais energia. Isso fica mais evidente na Figura 19. A tensão de entrada permanece constante em aproximadamente 1,05 V em todo o intervalo considerado, exceto na região central de 114 MHz a 120 MHz. Nessa região, a tensão apresenta um valor mínimo de 0,92 V. A tensão de saída apresenta característica oposta em relação à tensão de entrada, com uma tensão máxima de saída de 20 mV. As correntes de entrada e saída tem uma resposta média de 1,7 mA e próximo de 0 mA, respectivamente, exceto na região em torno da frequência central, como mostrado na Figura 19b. Na região ao redor da frequência central, a corrente de entrada tem um pico de 2,5 mA e a corrente de saída apresenta um pico de 0,4 mA. Ademais, a corrente de entrada também apresenta uma redução entre 118 MHz e 120 MHz com valor mínimo de 0,5 mA.

Figura 19 – Simulações para o sensor LW com respeito à frequência: (a) tensão eficaz de entrada/saída e (b) corrente eficaz de entrada/saída.

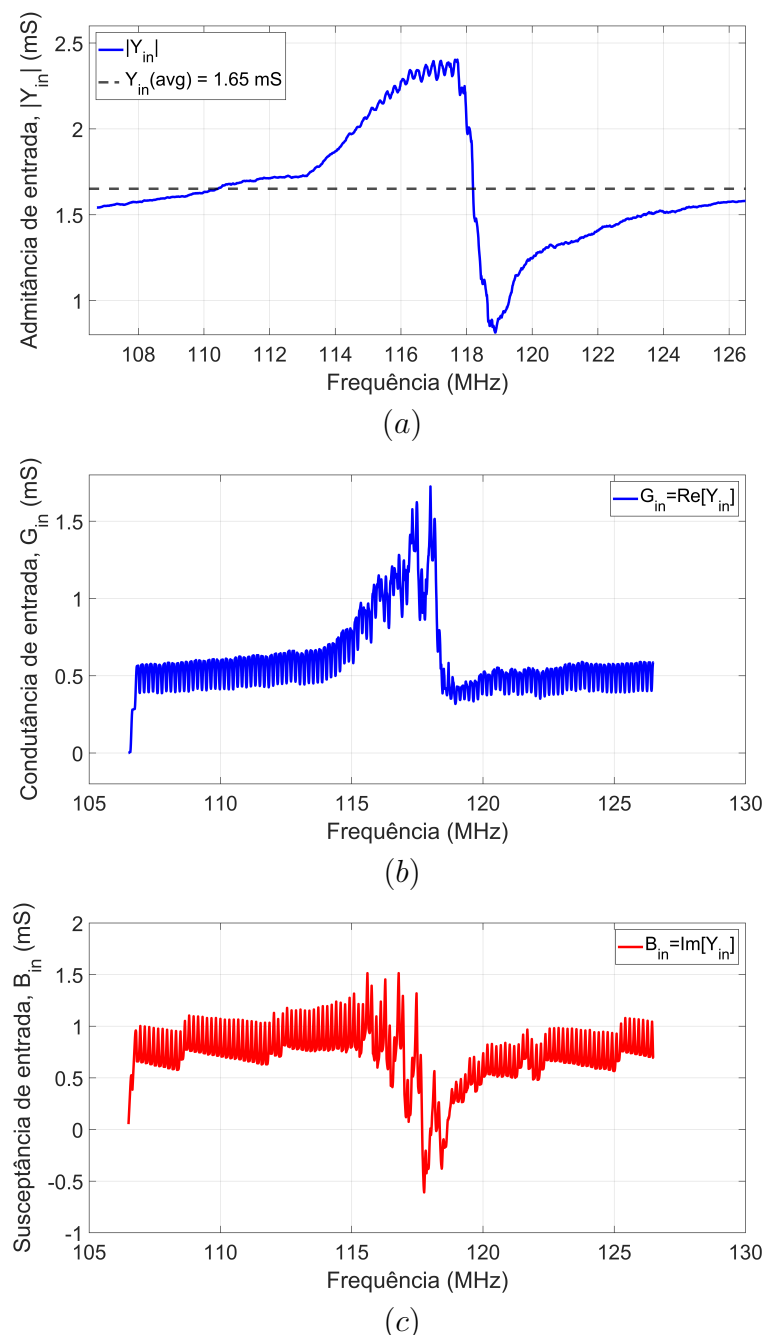


Fonte: acervo do autor.

A redução na tensão de entrada na Figura 19a é causada pelo aumento do consumo de corrente do sensor na região próxima da frequência central. Esse aumento na corrente causa um aumento na queda de tensão na resistência da fonte, resultando na menor tensão observada, mas a variação da tensão de entrada do sensor pode ser considerada pequena, aproximadamente 6,7 % do valor máximo. O crescimento da corrente de entrada nessa

região (cerca de 47 % do valor médio) caracteriza, portanto, o aumento do consumo. A forma do gráfico da corrente de entrada está consoante a admitância de entrada do sensor, como mostrado na Figura 20. Uma queda da corrente entre 118 MHz e 120 MHz pode ser observada. Esse efeito é resultado da redução da susceptância nessa região, como mostrado na Figura 20. Além disso, a tensão e corrente de saída aumentam simultaneamente quando a frequência está próxima da frequência de operação, pois as perdas de inserção são menores devido à maior amplitude do coeficiente de transmissão, como mostrado na Figura 15b.

Figura 20 – Resultados para admitância de entrada do sensor: (a) módulo, (b) condutância e (c) susceptância.



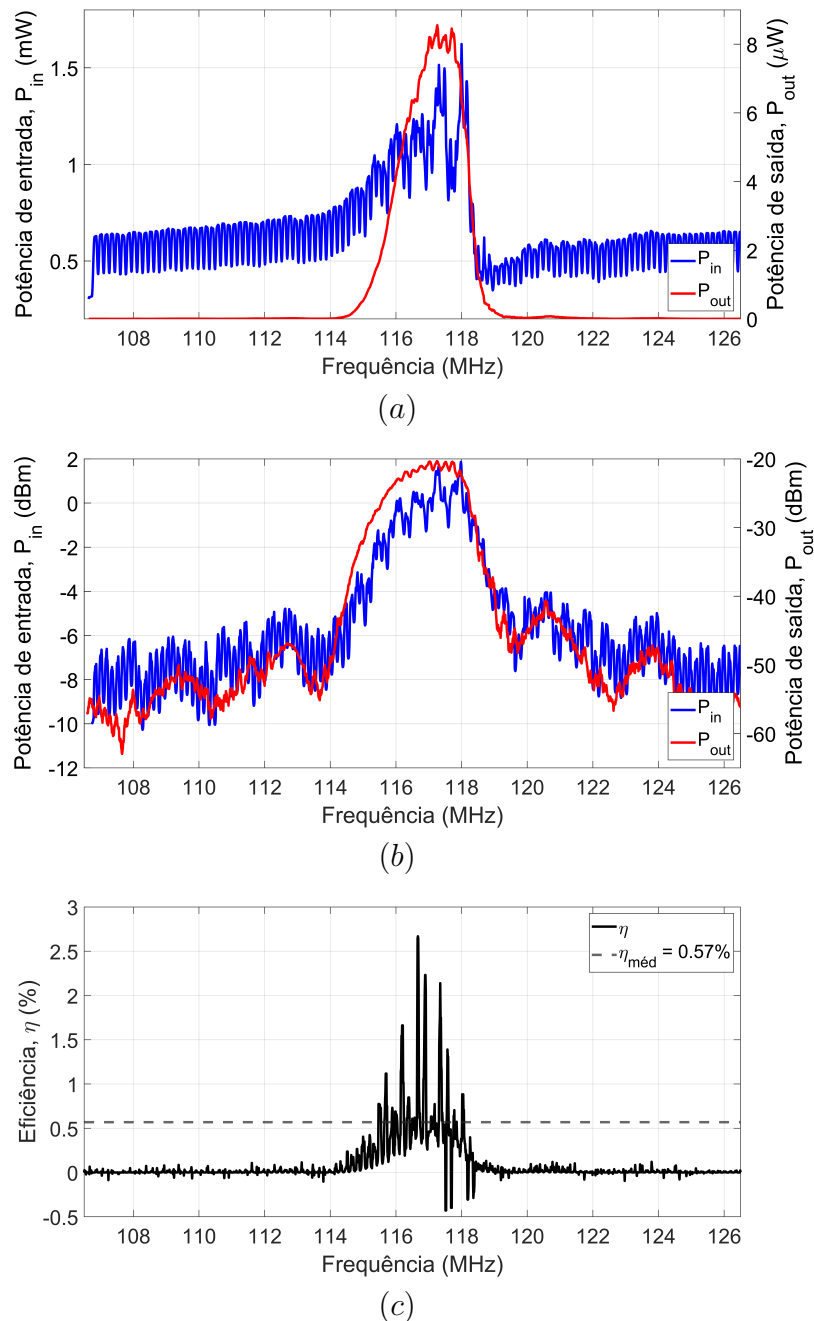
Fonte: acervo do autor.

Na Figura 21 são apresentadas as estimativas de consumo de potência de entrada e saída bem como eficiência do sensor. A potência de entrada permanece constante em cerca de 0,5 mW em todo o intervalo considerado, exceto na região em torno da frequência central, onde apresenta valor máximo de 1,6 mW em 118 MHz. Entre 118 MHz e 120 MHz, observa-se uma redução da potência até um valor de 0,4 mW, retornando ao valor inicial para frequências maiores. A potência de saída tem comportamento semelhante, com valor de 2 nW de 106 MHz a 114 MHz e de 120 MHz a 126 MHz. Na região central, a maior potência de saída observada foi de 8,55  $\mu$ W em 117,3 MHz. Na Figura 21b, a potência de entrada exibe uma variação de cerca de 2 dBm fora da região central do intervalo considerado. O pico de potência estimado foi de aproximadamente 0 dBm. A potência de saída apresenta valor máximo na região central, com um pico em torno de -20 dBm, e é fortemente atenuada à medida que a frequência do sinal de alimentação se afasta da frequência central, podendo chegar a valores inferiores à -60 dBm. A eficiência tem um pico de 2,7 % em 116,68 MHz e um valor médio de 0,57 % na faixa de 115,3 – 118,2 MHz. A eficiência média nesse intervalo é igual à eficiência observada na frequência de ressonância.

Na Figura 21a pode ser observado um aumento no consumo de potência de entrada e saída do sensor devido ao crescimento do nível da tensão e corrente na faixa de operação do sensor. Na frequência de ressonância, o aumento da corrente de entrada é maior do que a redução da tensão em termos de valores percentuais, resultando em um maior consumo de energia nesse intervalo. A potência de entrada apresenta variação de cerca de 2 dBm fora da região central e 6 dBm em torno da frequência de operação do sensor. Para o caso da potência de saída, próximo da frequência central há uma variação de potência de cerca de 40 dBm, tendo uma queda de 20 dBm quando a frequência do sinal se afasta da frequência central. O consumo de potência apresenta um comportamento similar ao do parâmetro  $S_{21}$ , porém, os valores não são correspondentes já que foram obtidos eletricamente a partir das tensões e correntes do circuito e não de medição dos parâmetros de espalhamento que dependem de medições das ondas incidentes, refletidas e transmitidas.

A maior eficiência pode ser vista ao redor da frequência central do sensor, já que a razão entre as potências de entrada e saída possui valor máximo nessa faixa. Fora dessa região, a potência transmitida para a porta de saída do sensor é muito pequena quando comparada com a potência de entrada, reduzindo a eficiência. O valor da eficiência na ordem de 0,57 % é devido ao baixo fator de acoplamento eletroacústico do substrato de quartzo AT utilizado na fabricação do sensor. Existem outros tipos de materiais que apresentam maiores fatores de acoplamento, porém, o quartzo AT é utilizado em sensores LW visto que conseguem gerar ondas SH puras, reduzindo o amortecimento quando utilizados em meio líquido. Além disso, eles são mais estáveis termicamente, melhorando o limite de detecção do dispositivo, são mais sensíveis ao carregamento de massa e não são tão frágeis quanto outros tipos de material como Niobato de Lítio ( $LiNbO_3$ ) e Tantalato de Lítio ( $LiTaO_3$ ) (ROCHA-GASO et al., 2013).

Figura 21 – Estimativas para o sensor LW com respeito à frequência: (a) consumo de potência de entrada/saída em watts e (b) consumo de potência de entrada/saída em dBm e (c) eficiência com valor médio de 0,57 % entre 115,3 MHz e 118,2 MHz.



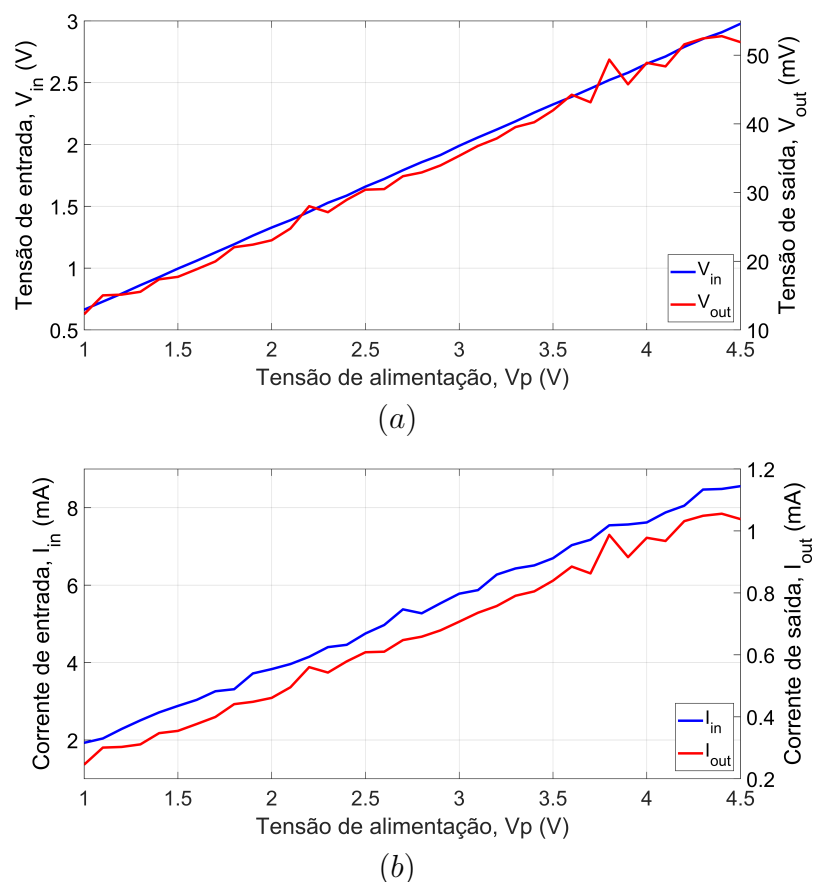
Fonte: acervo do autor.

## 5.2 Análise da Amplitude do Sinal de Entrada

Para a análise do efeito da amplitude do sinal de interrogação no consumo de energia do sensor, a amplitude da tensão de alimentação foi variada de 1 V a 4,5 V com passos de 0,1 V, a frequência do sinal foi mantida na frequência de ressonância e não

foi adicionada atenuação. Na Figura 22 são apresentados os resultados da simulação das tensões e correntes na entrada e na saída do sensor. As tensões de entrada e saída do sensor crescem linearmente de 0,66 V a 3 V e de 12 mV até próximo de 55 mV, como pode ser observado na Figura 22a. As correntes de entrada e saída mostradas na Figura 22b apresentam o mesmo comportamento, variando de 2 mA a 8,5 mA para a corrente de entrada e de 0,3 mA a 1,1 mA para a corrente de saída. Como mencionado anteriormente, esse comportamento é esperado, pois mais energia foi entregue ao sensor.

Figura 22 – Simulações para o sensor LW com respeito à amplitude da tensão de entrada: (a) tensão eficaz de entrada/saída e (b) corrente eficaz de entrada/saída.



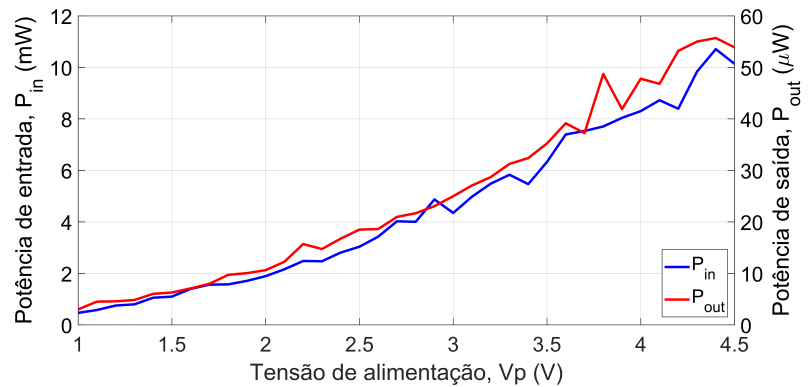
Fonte: acervo do autor.

Os resultados para eficiência e potência são retratados na Figura 23. A potência de entrada tem um comportamento crescente de 0,46 mW a cerca de 10 mW. Os resultados em dBm também mostraram crescimento de  $-3,3$  dBm até 10 dBm. O mesmo ocorre para a potência de saída, variando de  $3,02 \mu\text{W}$  a  $55,7 \mu\text{W}$  ou, respectivamente,  $-25$  dBm a  $-12,7$  dBm como mostrado na Figura 23a. Da Figura 23b, pode-se ver que a eficiência apresenta uma tendência constante em, aproximadamente, 0,57 % com desvio padrão de 0,06 %, valor máximo de 0,78 % em 1,1 V e valor mínimo de 0,47 % em 2,9 V. A resposta obtida apresentou comportamento linear e a eficiência constante com respeito ao fator da amplitude da tensão de alimentação dado que o modelo é linear. As potências de

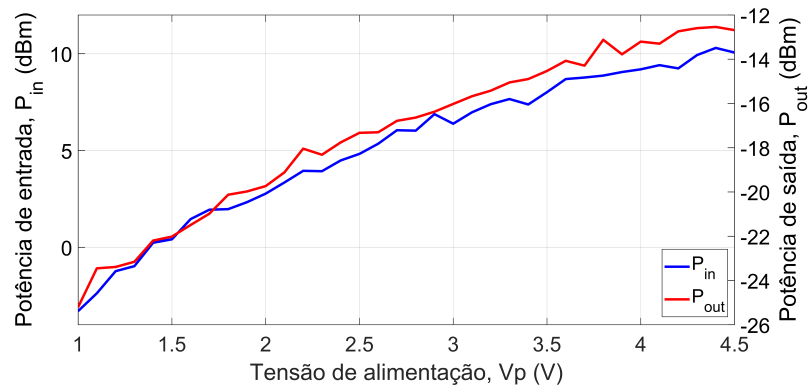


entrada e saída apresentaram crescimento, como foi observado para as tensões e correntes, pois o sensor recebe mais energia. Dessa forma, observa-se que a amplitude do sinal de interrogação afeta diretamente o consumo de potência do sensor, mas não sua eficiência, que, em média, se manteve em concordância com o resultado obtido na Seção 5.1 para a região em torno da frequência central.

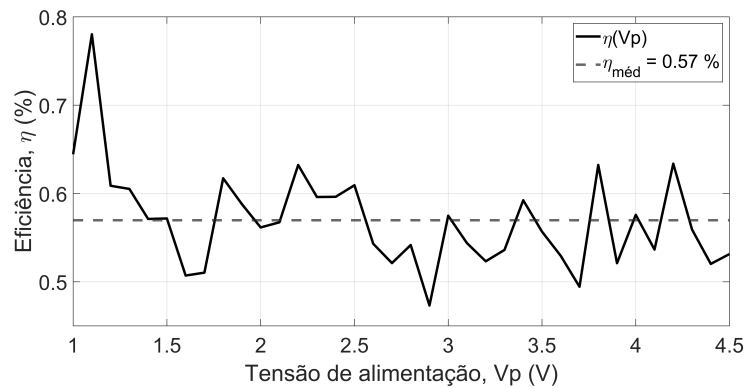
Figura 23 – Estimações para o sensor LW com respeito à amplitude da tensão de entrada: (a) consumo de potência de entrada/saída em watts, (b) consumo de potência de entrada/saída em dBm e (c) eficiência com valor médio de 0,57 %.



(a)



(b)



(c)

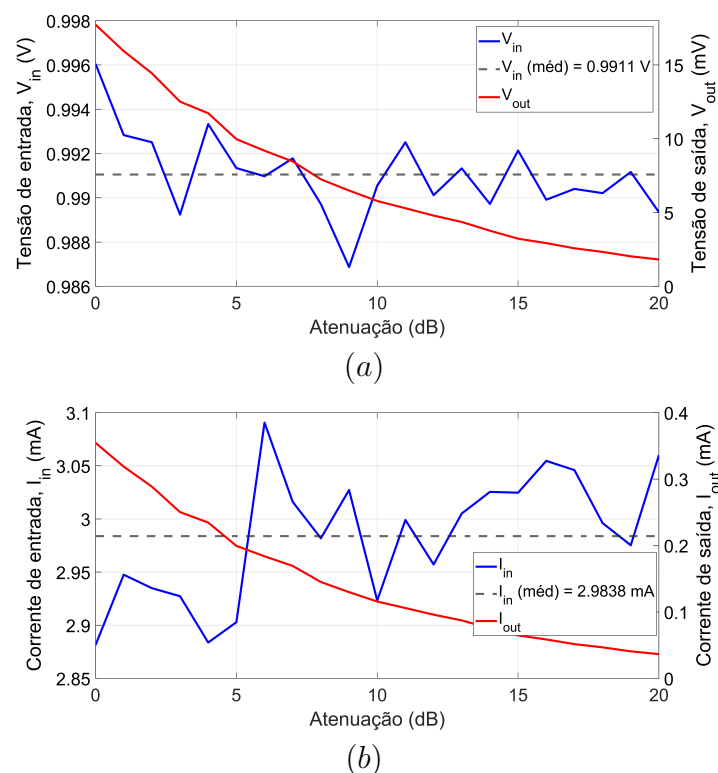
Fonte: acervo do autor.

### 5.3 Análise da Atenuação no Caminho de Propagação

A análise da atenuação no caminho de propagação visa determinar se esse parâmetro tem alguma influência no consumo de energia e eficiência do sensor. Utilizando o parâmetro  $A_p$  do circuito em LTSPICE®, foi possível simular uma atenuação adicional na onda acústica se propagando pela área sensível do sensor devido a uma perturbação externa. Essa atenuação foi variada de 0 dB a 20 dB com passos de 1 dB. A tensão de alimentação foi ajustada para 1,5 V e a frequência de operação foi mantida em 116,5 MHz.

Os resultados de simulação de tensões e correntes são mostrados na Figura 24. A tensão eficaz de entrada permanece constante em 0,99 V, com desvio padrão igual a 1,8 mV enquanto a tensão de saída decresce de 17 mV a 2 mV na Figura 24a. A corrente de entrada também apresenta comportamento constante com um valor médio de 3 mA e desvio padrão 0,06 mA e a corrente de saída varia de 0,35 mA até cerca de 0,05 mA como mostrado na Figura 24b. Os resultados da simulação mostram que a tensão e a corrente de entrada não apresentaram mudanças substanciais, pois perturbações externas afetam apenas a onda acústica, causando atenuação no sinal de saída do sensor.

Figura 24 – Simulações para o sensor LW com respeito à atenuação no caminho de propagação: (a) tensão eficaz de entrada/saída com tensão média de entrada de 0,99 V e (b) corrente eficaz de entrada/saída com corrente média de entrada de 3 mA.

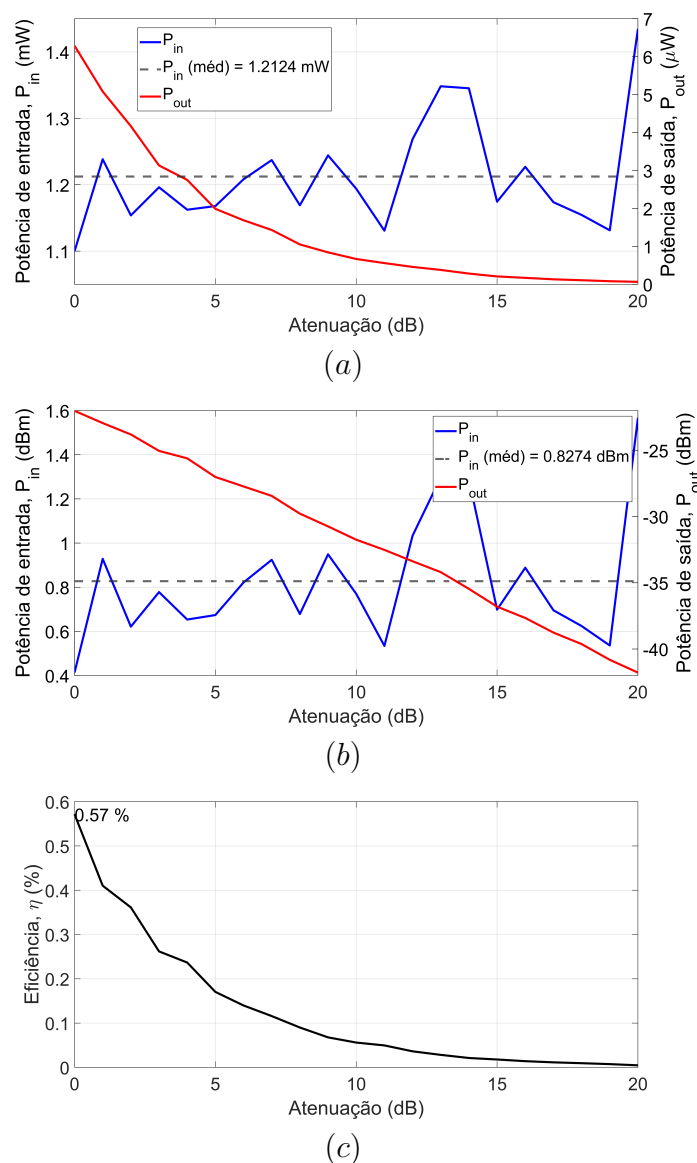


Fonte: acervo do autor.

A estimativa do consumo de potência é apresentada na Figura 25a. A potência de

entrada apresenta comportamento com tendência constante com valor médio de 1,21 mW e desvio padrão 0,08 mW, em dBm resulta em valor médio de 0,83 dBm e desvio padrão de 0,28 dBm e a potência de saída apresenta uma queda linear de 6,3  $\mu$ W ou  $-22$  dBm a 0,07  $\mu$ W ou  $-42$  dBm. A estimação da eficiência é mostrada na Figura 25b. A eficiência apresenta um valor inicial de 0,57 % sem atenuação e decresce exponencialmente até próximo de 0 % com uma atenuação de 20 dBm.

Figura 25 – Estimações para o sensor LW com respeito à atenuação no caminho de propagação: (a) consumo de potência de entrada/saída em watts, (b) consumo de potência de entrada/saída em dBm e (c) eficiência com valor inicial de 0,57 %.



Fonte: acervo do autor.

O consumo de potência de saída estimado apresenta resposta compatível com a evolução das tensões e correntes correspondentes na forma de uma queda exponencial. Quando calculado em dBm, o consumo de potência de entrada é constante e a resposta do

consumo de potência de saída é linear. A eficiência inicial confirma as análises anteriores com valor de 0,57 %. A atenuação na área sensível do sensor não parece afetar, portanto, o consumo de energia de entrada do sensor, somente o consumo de saída e, conseqüentemente, a eficiência é reduzida com o aumento da atenuação, significando que uma quantidade menor do sinal recebido é transmitido para a saída do sensor. Os valores obtidos apresentam uma ordem de grandeza comparável com os obtidos em Liu e Cui (2007) (entre  $-13$  dBm e  $-11$  dBm).

## 5.4 Análise para o Caso Específico

O caso específico tem em vista determinar, para valores fixos de tensão, frequência e atenuação, a estimação do consumo de potência e eficiência do sensor, verificando a concordância com os resultados anteriores. Nessa análise, a tensão e frequência foram mantidas em 1,5 V e 116,5 MHz, respectivamente, e não foi aplicada atenuação ao sinal no caminho de propagação.

Os resultados de simulação para o caso específico com amplitude da tensão de alimentação de 1,5 V, frequência de 116,5 MHz e sem atenuação no caminho de propagação são retratados na Tabela 3. O ângulo de defasagem de entrada foi medido entre a tensão e a corrente de entrada do sensor. A tensão de saída é cerca de 56 vezes menor do que a tensão de entrada. Como esse experimento foi realizado na frequência central, onde o sensor apresenta menores perdas de inserção, esse resultado mostra a máxima eficiência possível de se obter para a tensão de entrada aplicada. A diferença entre as potências de entrada e saída é de 1,08 mW, caracterizando o consumo nessas condições. Os valores obtidos são consistentes com os resultados precedentes. O mesmo valor de eficiência obtido nas análises anteriores pode ser observado no caso específico, correspondendo a uma eficiência de 0,57 % sem atenuação e frequência na faixa de 114 MHz a 120 MHz.

Tabela 3 – Resultados dos parâmetros do sensor LW com tensão de alimentação de 1,5 V, frequência central igual a 116,5 MHz sem atenuação.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (RMS)	$V_{in(rms)} = 1.0$ V
Tensão de saída (RMS)	$V_{out(rms)} = 17.73$ mV
Corrente de entrada (RMS)	$I_{in(rms)} = 2.88$ mA
Corrente de saída (RMS)	$I_{out(rms)} = 0.35$ mA
Ângulo de defasagem	$\theta = 67.46^\circ$
Potência média de entrada	$P_{in(avg)} = 1,09$ mW (0 dBm)
Potência média de saída	$P_{out(avg)} = 6,29$ $\mu$ W ( $-22.01$ dBm)
Eficiência	$\eta = 0.57$ %

## 6 Conclusões e perspectivas

Nesta dissertação, foi apresentada a estimação do consumo de potência e eficiência para um sensor LW por meio de simulações de um modelo de circuito equivalente e a análise de fatores elétricos que influenciam nesse consumo. Foram desenvolvidos códigos em Matlab para automatização do processo de estimação dos parâmetros do sensor. Foram realizados quatro experimentos nos quais foram analisados os efeitos da frequência e da amplitude da tensão do sinal de alimentação do sensor, bem como da atenuação no caminho de propagação e de um caso particular onde esses parâmetros foram fixados. O sinal representa um sinal de interrogação de um sensor no contexto de um sistema de medição remota.

Os resultados mostraram que o consumo do sensor é afetado pela frequência e pela amplitude do sinal de excitação. A maior potência na porta de entrada do sensor foi observada na região em torno da frequência de ressonância. Com relação à amplitude da tensão de entrada, a potência de entrada apresentou comportamento diretamente proporcional. A potência de saída também é afetada pela atenuação no caminho de propagação. Com relação à frequência, seu comportamento é semelhante ao do parâmetro  $S_{21}$ , de forma que, quanto mais próximo da frequência central, menores as perdas de inserção, porém o consumo de potência é maior nessa região. As potências de entrada e saída apresentaram um comportamento diretamente proporcional ao aumento da tensão do sinal de excitação. A potência de saída apresentou uma característica inversamente proporcional à atenuação no caminho de propagação.

A eficiência do sensor depende da frequência do sinal de entrada, apresentando maiores valores próximo da frequência central. O aumento da atenuação no caminho de propagação reduz a eficiência do sensor. A amplitude do sinal de entrada não afeta a eficiência do sensor, de forma que seu comportamento é constante em relação a esse parâmetro. Para o caso específico, na frequência de operação, obteve-se uma eficiência máxima estimada de 0,57 %, valor que foi consistente durante as análises e que parece não poder ser aumentado através da frequência, tensão ou atenuação. O consumo máximo foi de 0 dBm ou 1 mW para um sinal de 1.5 V na frequência de ressonância.

O consumo de energia pode ser reduzido através da interrogação do sensor em frequência diferente da frequência de operação do sensor, porém, nesse caso as perdas de inserção aumentam como discutido anteriormente. Para uma aplicação de um sensor de uma porta, onde o sinal acústico é recebido e transmitido por um único IDT, a característica de reflexão do sensor é mais importante do que a característica de transmissão, de forma que as perdas de inserção não são tão relevantes e essa estratégia pode ser aplicada, mas

operar em frequência diferente da frequência de ressonância também implica na ausência do efeito acústico do sensor, ocasionando apenas a variação de impedância de entrada do sensor, que também pode ser utilizada para realizar detecção, porém o dispositivo deixa de ser acústico. Caso um sensor de duas portas seja utilizado, essa alternativa se torna inviável. Outro fator que afeta o consumo de energia e reduz a eficiência do sensor é a atenuação na área sensível por perturbações externas que afeta a amplitude do sinal recebido pelo IDT de saída. O estudo e aplicação de uma camada guia e/ou substrato que minimize a atenuação causada por perturbações externas pode reduzir o consumo de energia. Nesse caso, parâmetros de fabricação do dispositivo devem ser considerados. Por fim, no contexto do sensoriamento à distância, estratégias de interrogação podem ser aplicadas visando a redução do consumo de energia. Uma forma de realizar isso pode ser através da intermitência, onde o sensor é ativado apenas de tempos em tempos, de forma que não opere continuamente, resultando na redução do consumo médio de energia.

Este trabalho explorou um tipo de investigação que não havia ainda sido realizada, isto é, a análise dos efeitos de fatores elétricos no consumo de energia de um sensor pré-fabricado por meio da simulação de um circuito equivalente. Os resultados deste estudo são úteis para o estudo de aplicações de baixo consumo de sensores SAW, bem como para o projeto de sistemas de interrogação sem fio visando a minimização do consumo de energia. O trabalho desenvolvido resultou em um artigo intitulado “*Power Consumption Estimation of Love Wave Sensors Using LTspice*” aceito no congresso MQDS (*Measure, Quality, Data Science*) que acontecerá em 5 a 7 de junho de 2023.

Como trabalhos futuros, pode-se sugerir a implementação em laboratório da metodologia desenvolvida, variação de outros fatores de construção permitidos pelo modelo utilizado, como número de pares de dedos, aplicação da metodologia com base em outros tipos de sensores, como o ressonador e o projeto de um sistema de interrogação sem fio para detecções em meio aquoso, objetivando a redução do consumo do sensor através da interrogação por intermitência.

## Referências

- ACHOUR, B.; ATTIA, G.; ZERROUKI, C.; FOURATI, N.; RAOOF, K.; YAAKOUBI, N. Simulation/experiment confrontation, an efficient approach for sensitive saw sensors design. *Sensors*, v. 20, n. 17, 2020. ISSN 1424-8220. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1424-8220/20/17/4994>>. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 36.
- AGOSTINI, M.; CECCHINI, M. Ultra-high-frequency (UHF) surface-acoustic-wave (SAW) microfluidics and biosensors. *Nanotechnology*, IOP Publishing, v. 32, n. 31, p. 312001, 2021. Citado na página 13.
- BENES, E.; GROSCHL, M.; SEIFERT, F.; POHL, A. Comparison between baw and saw sensor principles. In: *Proceedings of International Frequency Control Symposium*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 5–20. Citado na página 13.
- BERNARDES, D. d. J. P. *Oscilador Pierce com Sensor a Ondas de Love na Malha de Realimentação*. 61 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual do Maranhão, São Luís, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 36.
- BHATTACHARYYA, A.; TULI, S.; MAJURNDAR, S. Spice simulation of surface acoustic wave interdigital transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 42, n. 4, p. 784–786, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 36.
- DU, J.; HARDING, G.; OGILVY, J. A.; DENCHER, P.; LAKE, M. A study of Love-wave acoustic sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, Elsevier, v. 56, n. 3, p. 211–219, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 26.
- ELSHARBINI, M.; ELKORDY, M.; GOMAA, A. Scattering parameters prediction for 433mhz sawr with minimum insertion loss. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, v. 1, p. 78, 01 2016. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 36.
- ERDEI, Z.; IORDACHE, M.; NICULAE, D.; STANCULESCU, M.; GRIB, A. The use of s parameters in two-port analogue networks stability analysis. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, IOP Publishing, v. 749, n. 1, p. 012031, jan 2020. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1088/1757-899X/749/1/012031>>. Citado na página 23.
- FOSTER, R. M. A reactance theorem. v. 3, n. 2, p. 259–267, abr. 1924. ISSN 0005-8580 (print), 2376-7154 (electronic). Citado na página 32.
- FRADEN, J. *Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications*. [S.l.]: American Association of Physics Teachers, 1998. Citado 3 vezes nas páginas 13, 17 e 18.
- FRIIS, H. A note on a simple transmission formula. *Proceedings of the IRE*, v. 34, n. 5, p. 254–256, 1946. Citado na página 29.
- HALLIL, H.; DEJOUS, C.; HAGE-ALI, S.; ELMAZRIA, O.; ROSSIGNOL, J.; STUERGA, D.; TALBI, A.; MAZZAMURRO, A.; JOUBERT, P.-Y.; LEFEUVRE, E. Passive resonant sensors: trends and future prospects. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 21, n. 11, p. 12618–12632, 2021. Citado na página 13.

- HARTMANN, C.; BELL, D.; ROSENFELD, R. Impulse model design of acoustic surface-wave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 21, n. 4, p. 162–175, 1973. Citado na página 33.
- HOHMANN, S.; KÖGEL, S.; BRUNNER, Y.; SCHMIEG, B.; EWALD, C.; KIRSCHHÖFER, F.; BRENNER-WEIß, G.; LÄNGE, K. Surface acoustic wave (saw) resonators for monitoring conditioning film formation. *Sensors*, v. 15, p. 11873–11888, 05 2015. Citado na página 20.
- JAKOBY, B.; VELLEKOOP, M. J. Properties of love waves: applications in sensors. *Smart Materials and Structures*, v. 6, n. 6, p. 668, dec 1997. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1088/0964-1726/6/6/003>>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- JESUS, R. C.; CARVALHO, E. A.; TAMARIN, O.; FREIRE, R. C.; DEJOUS, C. Equivalent circuit models for SAW delay line sensors. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 22, n. 12, p. 11810–11818, 2022. Citado 5 vezes nas páginas 34, 35, 36, 39 e 43.
- KIRSCHNER, J. Surface acoustic wave sensors (SAWS) : Design for application. In: . [S.l.: s.n.], 2010. Citado na página 17.
- LI, R.; MELNGAILIS, J. Second-order effects in surface-wave devices due to stored energy at step discontinuities. In: *1973 Ultrasonics Symposium*. [S.l.: s.n.], 1973. p. 503–505. Citado na página 32.
- LIU, Y.; CUI, T. Power consumption analysis of surface acoustic wave sensor systems using ANSYS and PSPICE. *Microsyst. Technol.*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, v. 13, n. 1, p. 97–101, jan 2007. ISSN 0946-7076. Citado 4 vezes nas páginas 33, 35, 36 e 58.
- LURZ, F.; OSTERTAG, T.; SCHEINER, B.; WEIGEL, R.; KOELPIN, A. Reader architectures for wireless surface acoustic wave sensors. *Sensors*, MDPI, v. 18, n. 6, p. 1734, 2018. Citado na página 13.
- MANDAL, D.; BANERJEE, S. Surface acoustic wave (SAW) sensors: Physics, materials, and applications. *Sensors*, MDPI, v. 22, n. 3, p. 820, 2022. Citado 4 vezes nas páginas 13, 17, 25 e 26.
- MASON, W. P. *Electromechanical Transducers and Wave Filters*. 2. ed. [S.l.: s.n.], 1948. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 32.
- MORGAN, D. History of saw devices. In: *Proceedings of the 1998 IEEE International Frequency Control Symposium (Cat. No.98CH36165)*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 439–460. Citado na página 17.
- MUNSHI, J.; TULI, S. A circuit simulation compatible surface acoustic wave interdigital transducer macro-model. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 51, n. 7, p. 782–784, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 27, 29, 32 e 36.
- NAKAMURA, K. A simple equivalent circuit for interdigital transducers based on the coupled-mode approach. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 40, n. 6, p. 763–767, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 36.



- OH, H.-K.; WANG, W.; LEE, K.; MIN, C.; YANG, S. The development of a wireless love wave biosensor on 41 yx linbo3. *Smart Materials And Structures*, IOP Publishing, v. 18, n. 2, p. 025008, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 26.
- POHL, A. A review of wireless SAW sensors. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 47, n. 2, p. 317–332, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 27.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering; 3rd ed.* Hoboken, NJ: Wiley, 2005. Disponível em: <<https://cds.cern.ch/record/882338>>. Citado na página 34.
- RAYLEIGH, L. On waves propagated along the plane surface of an elastic solid. *Proceedings of the London Mathematical Society*, s1-17, n. 1, p. 4–11, 1885. Disponível em: <<https://londmathsoc.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1112/plms/s1-17.1.4>>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 25.
- ROCHA-GASO, M.-I.; JIMENEZ, Y.; FRANCIS, L. A.; ARNAU, A. Love wave biosensors: A review. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 2013. ISBN 978-953-51-1004-0. Citado na página 52.
- RUBE, M.; TAMARIN, O.; HEMOUR, S.; SEBELOUE, M.; CHOUDHARI, A.; SADLI, I.; LINGUET, L.; REBIERE, D.; DEJOUS, C. A behavior-descriptive model of love wave sensor in liquid medium for circuit-design and analysis with qucsstudio. In: *2021 IEEE Sensors*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 36.
- SANTOS, M. A.; FREIRE, R. C. S.; HALLIL, H.; TAMARIN, O.; DEJOUS, C. Remote measurement of a VHF Love wave sensor for liquid detection. In: IEEE. *2022 Wireless Power Week (WPW)*. [S.l.], 2022. p. 536–540. Citado 4 vezes nas páginas 14, 26, 27 e 43.
- SILVA, M. V. d.; SANTANA, E. E. C.; FREIRE, R. C. S.; SANTOS, M. A. Power consumption estimation of Love wave sensors using LTspice. In: CAFMET. *International Congress on Measurement, Quality and Data Science (MQDS)*. [S.l.], 2023. Citado na página 44.
- SMITH, W.; GERARD, H.; COLLINS, J.; REEDER, T.; SHAW, H. Analysis of interdigital surface wave transducers by use of an equivalent circuit model. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 17, n. 11, p. 856–864, 1969. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 43.
- SONG, T.; SONG, S. Y.; YOON, H. C.; LEE, K. Development of a wireless love wave biosensor platform for multi-functional detection. *Japanese Journal of Applied Physics*, IOP Publishing, v. 50, n. 6S, p. 06GL09, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 14, 26 e 27.
- TAMARIN, O.; COMEAU, S.; DEJOUS, C.; MOYNET, D.; REBIERE, D.; BEZIAN, J.; PISTRE, J. Real time device for biosensing: design of a bacteriophage model using Love acoustic waves. *Biosensors and Bioelectronics*, Elsevier, v. 18, n. 5-6, p. 755–763, 2003. Citado na página 14.
- TAMARIN, O.; LACHAUD, J. L.; HALLIL, H.; DEJOUS, C.; REBIERE, D. Application of love wave sensing with mesoporous thin film. In: *2019 34th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–4. Citado na página 25.

- WHITE, R. M.; VOLTMER, F. W. Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied Physics Letters*, v. 7, n. 12, p. 314–316, 1965. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 17.
- YU, S. D. Simulation of surface acoustic wave devices. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 51, n. 5, p. 616–623, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 29, 32, 34 e 36.
- ZIMMERMANN, C.; REBIERE, D.; DEJOURS, C.; PISTRE, J.; CHASTAING, E.; PLANADE, R. A Love-wave gas sensor coated with functionalized polysiloxane for sensing organophosphorus compounds. *Sensors and Actuators B: Chemical*, Elsevier, v. 76, n. 1-3, p. 86–94, 2001. Citado na página 14.