



Universidade Federal de Sergipe
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

MODELAGEM DE DISPOSITIVOS DE ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFÍCIE
COM FOCO EM SIMULAÇÃO EM AMBIENTES DE CIRCUITOS

Raphael Cardoso de Oliveira Jesus

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

Orientadores: Elyson Ádan Nunes Carvalho
Ollivier Tamarin

São Cristóvão
Agosto de 2021



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

TERMO DE APROVAÇÃO

"Modelagem de Dispositivo de Ondas Acústicas de Superfície com Foco em Simulação em Ambientes de Circuitos"

Discente:

Raphael Cardoso de Oliveira Jesus

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

Aprovada pela banca examinadora composta por:


Prof. Dr. Jugurta Rosa Montalvão Filho (PROEE/UFS)
Presidente


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


Prof. Dr. Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda (UFRN)
Examinador Externo


Profa. Dra. Corinne Dejous (UBX/Bordeaux)
Examinadora Externa


Raphael Cardoso de Oliveira Jesus

Candidato

Cidade Universitária "Prof. José Aloísio de Campos", 20 de agosto de 2021.

**FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE**

J58m Jesus, Raphael Cardoso de Oliveira
Modelagem de dispositivos de ondas acústicas de superfície com foco em simulação em ambientes de circuitos / Raphael Cardoso de Oliveira Jesus ; orientador Elyson Ádan Nunes Carvalho Ollivier Tamarin. – São Cristóvão, 2021.
66 f.; il.

Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Sergipe, 2021.

1. Ondas acústicas superficiais. 2. Sensores. 3. Filtros mecânicos (Engenharia elétrica). I. Tamarin, Elyson Ádan Nunes Carvalho Ollivier orient. II. Título.

CDU 621.3

*Dedico este trabalho a todos
aqueles que lutam pela educação
pública de qualidade.*

Agradecimentos

É difícil encaixar numa página os agradecimentos a todos aqueles que, ao longo da minha trajetória, contribuíram para que eu chegasse onde estou. Por conta disso começo na verdade pedindo desculpas àqueles que não foram citados por limitações de espaço ou memória.

A honra de receber o título de mestre estaria completamente fora do meu alcance se eu não tivesse uma família que apoiasse meus estudos, então agradeço a minha mãe, meu pai(drasto), meu irmão, minhas tias e tios que sempre estiveram lá por mim. Envio agradecimentos especiais ao meu tio Naput, falecido durante meu ensino médio, por ser uma estrela que me guiou no mundo acadêmico desde então.

O apoio durante um trabalho intenso de pesquisa aparece de diversas formas: um copo de água, um carinho, um ouvido para reclamações e desabafos, uma reclamação de postura ruim no computador. É por isso que devo muitos agradecimentos à minha namorada, Luana. O que começou com uma quarentena juntos no começo da pandemia acabou sendo uma experiência de o que é uma vida de casal e se prolongou durante todo o desenvolvimento desta dissertação. Obrigado meu amor.

Num nível de importância equivalente, temos aqueles que se envolveram diretamente na minha trajetória acadêmica, apontando meus erros, comemorando meus acertos com pizza (que passava por uma equivalência 1-1 *ad-hoc* para pavê de farinha láctea). Esse parágrafo vai para todos os meus orientadores de pesquisa: Lucas Molina, Elyson Carvalho, Eduardo Freire e José Gilmar. Devo também mencionar outros professores que também me orientaram no sentido mais geral, como o Jugurta Montalvão, Raimundo Freire, e muitos outros.

Eu estaria mentindo se dissesse que conseguiria sair do lugar sem meus queridos colegas. Discussões aleatórias, pausas no trabalho para ir comer bolo ou deitar na grama, tudo isso contribuiu para que minha saúde mental estivesse no lugar esse tempo todo. Por isso agradeço a vocês, Grazi, Israel, Filpinho, galera do GPR, galera do LABCOM, vocês são excepcionais e têm futuros brilhantes em frente. Fico muito orgulhoso de estar ao lado de vocês pro que der e vier nesse mundão brabo.

Por último, gostaria de agradecer aos colaboradores do IMS Bordeaux que me ajudaram muito nesse trabalho, em especial os veteranos Marlo e Maxence, e os professores Ollivier Tamarin e Corinne Dejous. Un énorme merci à vous!

Resumo

MODELAGEM DE DISPOSITIVOS DE ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFÍCIE COM FOCO EM SIMULAÇÃO EM AMBIENTES DE CIRCUITOS

Raphael Cardoso de Oliveira Jesus

Agosto/2021

Orientadores: Elyson Ádan Nunes Carvalho
Ollivier Tamarin

Departamento: Engenharia Elétrica (DEL/CCET/UFS)

Dispositivos de ondas acústicas de superfície são largamente utilizados na área de telecomunicações como filtros com altos fatores de qualidade, sendo usados também como sensores nos últimos anos, criando a necessidade de sistemas eletrônicos de aplicação específica para leitura e interface. Para projetar esses circuitos, é necessário entender as peculiaridades dos dispositivos utilizados, o que pode funcionar como uma barreira para projetistas. Este trabalho tem como objetivo principal a facilitação do projeto de sistemas que interagem com dispositivos de ondas acústicas de superfície do tipo linha de atraso, propondo e discutindo diferentes modelos que podem ser simulados em qualquer ambiente de projeto. No contexto deste trabalho, as linhas de atraso são dispositivos em que um sinal é atrasado por um tempo constante entre transdutores piezoelétricos, e seus modelos podem ser divididos em duas categorias: a baseada em impedâncias concentradas dependentes da frequência, avaliadas utilizando os teoremas de Foster e Mittag-Leffler, e a baseada em elementos distribuídos, utilizando linhas de transmissão. Essas duas categorias apresentam bons resultados no domínio da frequência, sendo compatíveis com medições de um dispositivo real. Já no domínio do tempo, as diferenças teóricas entre as categorias se manifestam como uma instabilidade apenas no modelo de impedâncias concentradas, tornando-o inutilizável em simulações transientes.

Palavras-chave: ondas acústicas de superfície, sensores SAW, filtros mecânicos, modelagem por circuitos equivalentes.

Abstract

SIMULATION-ORIENTED MODELLING OF SURFACE ACOUSTIC WAVE DEVICES

Raphael Cardoso de Oliveira Jesus

August/2021

Advisors: Elyson Ádan Nunes Carvalho
Ollivier Tamarin

Department: Electrical Engineering (DEL/CCET/UFS)

Surface acoustic wave devices are widely used as high quality factor filters for telecommunications. In recent years they have been investigated as sensors, which creates a need for application-specific electronic systems that interact with the sensor. To design such circuits, it is important to understand the peculiarities of the devices, which can be a barrier for system designers. In this work, we propose and discuss different models that can be simulated in any project environment, thus facilitating the project of systems that interact with surface acoustic wave delay lines. In the context of this work, delay lines are devices in which a signal is delayed by a constant time between piezoelectric transducers and their models can be divided in two categories: a lumped-element model, based on frequency dependent impedances implemented by applying the Foster and Mittag-Leffler theorems, and a distributed-element model, based on transmission lines. These two categories result in models compatible to the real device in terms of frequency response. In the time domain simulations, however, the important theoretical differences between the models result in an unstable behavior only in the lumped-element model, such that it is not suitable for transient simulations.

Keywords: surface acoustic waves, SAW sensors, mechanical filters, equivalent circuit model.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Siglas	xv
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	5
1.1.1 Geral	6
1.1.2 Específicos	6
2 Fundamentação Teórica	7
2.1 Funcionamento intuitivo de dispositivos SAW	7
2.2 Efeito Piezoelétrico	8
2.3 Ondas Acústicas de Superfície	10
2.4 Filtros SAW	13
2.4.1 Modelo Delta	14
2.4.2 Modelo de Circuito Equivalente	17
2.5 Linhas de Transmissão	22
2.5.1 Linha de transmissão sem perdas	24
2.5.2 Representações de linhas de transmissão	25
3 Revisão Bibliográfica	27
3.1 Modelagem de dispositivos SAW	27
3.2 Simulação de dispositivos SAW	31
4 Desenvolvimento dos Modelos	34
4.1 Modelo de componentes concentrados	34
4.1.1 Teorema de Foster	35
4.1.2 Teorema de Mittag-Leffler	41
4.2 Modelo de componentes distribuídos	44
4.3 Modelo para um dispositivo completo	46
4.3.1 Linha de atraso	47

4.3.2	Abordagem 1: Propagação unidirecional	49
4.3.3	Abordagem 2: Propagação bidirecional	49
5	Resultados	52
5.1	Modelo de linha de atraso virtual	53
5.2	Modelo de linha de atraso real	55
6	Conclusões	59
	Referências Bibliográficas	61

Lista de Figuras

1.1	Filtros SAW de alta ordem fabricados entre as décadas de 1960 e 1990: (a) passa-faixas de banda larga centrado em 36,7 MHz, (b) passa-faixas de banda estreita centrado em 287 MHz, (c) filtros comerciais da empresa SAWTEK [1] (Modificada).	2
1.2	Sensor de ondas acústicas de superfície fabricado pelo IMS Bordeaux em (a) destaque para visualização de sua estrutura, (b) situação de uso, numa célula de testes.	5
2.1	Sistema ilustrativo com emissão e captação de ondas sonoras.	7
2.2	Estrutura atômica hexagonal (a) em repouso, (b) sob ação de uma força, em verde.	9
2.3	Estrutura atômica tetragonal (a) em repouso, (b) sob ação de uma força, em verde.	9
2.4	Representação de um IDT com dígitos (dedos) uniformemente entrelaçados (W constante) e com separação λ_0 entre dedos de mesma polaridade.	11
2.5	Vista lateral da propagação da onda acústica no substrato [1] (Modificada).	11
2.6	Vista traseira do substrato com uma onda acústica de superfície de (a) Rayleigh, (b) Love [32] (Modificada).	12
2.7	Linhas de atraso do tipo (a) Rayleigh [1] (Modificada), (b) Love, com os IDT posicionados entre a camada guia e o substrato [32] (Modificada).	13
2.8	Curvas de fase (a) e perdas de inserção (b), medidas com o dispositivo em contato com água e ar [6] (Modificada).	14
2.9	Curvas de perdas de inserção de acordo com a definição [20, 36] (Modificada).	15
2.10	Modelo Delta para um IDT, com impulsos concentrados nas bordas dos dedos e, em segunda aproximação, o efeito médio considerado em seus centros [1] (Modificada).	15
2.11	Resposta de ganho do modelo Delta para um IDT uniforme com $N_s = 20$ pares de dedos e frequência central $f_0 = 100MHz$ [1] (Modificada).	16
2.12	(a) Apodização de IDT baseado na transformada de Fourier, (b) filtro com apodização <i>sinc</i> , para 100 pares de dedos e frequência central $100 MHz$ [1] (Modificada).	17

2.13	(a) Distribuições de campo estudadas por Mason para dispositivos BAW com visão lateral de um dispositivo SAW para comparação. (b) Representação equivalente de um IDT com N_s pares de dedos [15] (Modificada). . .	17
2.14	Estrutura de um dispositivo piezoelétrico de ondas acústicas de volume (BAW). [38]	18
2.15	(a) Modelo de Mason para propagação unidimensional em um dispositivo piezoelétrico de ondas acústicas de volume [39] (Modificada). (b) Modelo para um par de dedos de um dispositivo SAW [15] (Modificada).	19
2.16	Equivalente <i>Crossed-Field</i> , visto pela porta elétrica [15].	20
2.17	Gráficos normalizados de condutância e susceptância de acordo com a frequência, para o modelo <i>Crossed-Field</i> [15] (Modificada).	21
2.18	Modelo de um par de condutores seccionado em seções infinitesimais de tamanho $\Delta z \rightarrow 0$ [40].	22
2.19	Representação das ondas que se propagam por um par de condutores [40] (Modificada).	23
2.20	Símbolo esquemático da linha de transmissão.	25
2.21	Símbolos esquemáticos equivalentes à linha de transmissão com nós N2 e N4 conectados baseado na (a) representação gráfica de um par de condutores, (b) representação gráfica de um cabo coaxial.	26
3.1	Equivalente de Redwood usando (a) impedâncias concentradas, (b) elementos distribuídos [26]	28
3.2	Relação entre impedâncias concentradas e linhas de transmissão, tal que $Z_1 = jZ_0 \tan(\theta/2)$ e $Z_2 = -jZ_0 \csc(\theta)$ [42].	28
3.3	Desenvolvimentos realizados por Shiba (a) Circuito equivalente para uma seção periódica, (b) IDT com dedos duplos (<i>split-finger geometry</i>) [18] (Modificada).	29
3.4	Equivalente proposto por Nakamura. Os terminais de entrada/saída do dispositivo são representados próximos às capacitâncias C_T [20].	29
3.5	Solução de Iborra para considerar efeitos parasitas e estimar K^2 corretamente [46] (Modificada).	30
3.6	(a) Representação de um ressonador SAW. (b) Modelo de circuito utilizado [47] (Modificada).	30
3.7	Implementação do teorema de Foster por Bhattacharyya [25] (Modificada).	32
3.8	Resultados de Bhattacharyya. Acima, a curva de fase e abaixo, a de ganho. A frequência central do filtro é de $74,4 \text{ MHz}$, com IDT de nove pares de dedos. [25] (Modificada).	32
3.9	Equivalente de Mason utilizando linha de transmissão [27].	33

4.1	Modelo de Mason para propagação unidimensional em um dispositivo de ondas acústicas de volume [39] (Modificada).	35
4.2	(a) Pares LC ressonantes, ligados em paralelo. (b) Pares LC anti-ressonantes, ligados em série.	36
4.3	Ilustração da aplicação do negativo recíproco, em que os valores de indutores e capacitores são trocados, e conexões anti-ressonantes em série se tornam ressonantes em paralelo.	36
4.4	Gráfico da impedância Z_{TAN} , com $\theta = \pi(f/f_0) = \pi(\omega/\omega_0)$	37
4.5	Gráfico da impedância Z_{TAN} com sua aproximação pelo teorema de Foster.	38
4.6	Forma geral da aproximação de Z_{TAN} com pares LC.	38
4.7	Impedância Z_{CSC} como soma de duas funções.	39
4.8	Forma geral da aproximação de Z_{CSC} com pares LC.	40
4.9	Impedância Z_{CSC} e sua aproximação pelo teorema de Foster.	40
4.10	Indutores e capacitores para os termos de (4.26).	43
4.11	(a) Equivalente de um dispositivo BAW com linha de transmissão. (b) Circuito equivalente sem termos dependentes da frequência.	46
4.12	Modelo para um par de dedos em um IDT (a) baseado na solução das equações diferenciais. As impedâncias A e B representam a tangente e cossecante, respectivamente. (b) Modelo baseado na analogia entre equações diferenciais.	47
4.13	Modelo completo de uma linha de atraso SAW.	48
4.14	Modelo para um IDT com indicação das portas acústicas. Esse modelo é baseado em impedâncias concentradas, mas a mesma interpretação é válida para o modelo com componentes distribuídos.	48
4.15	Bloco de circuito entre IDT para ajuste de atenuação e fase.	49
4.16	Modelo com fontes controladas para um transformador ideal de 1 : 10.	50
4.17	(a) Bloco de circuito entre os IDT para ajuste de atenuação e fase, permitindo reflexões. (b) Circuito de testes da topologia proposta.	50
5.1	Circuito completo implementado. Nesta figura, foi utilizado o modelo com componentes concentrados, mas o modelo com componentes distribuídos poderia ser utilizado sem outras alterações.	52
5.2	Resultados da simulação AC para todos os modelos. O eixo de frequência nos gráficos de fase é alterado para facilitar a visualização. (a) Modelo de componentes concentrados baseado no teorema de Foster, (b) modelo de componentes concentrados baseado no teorema de Mittag-Leffler, (c) modelo de componentes distribuídos, com linhas de transmissão.	53

5.3	Erro de aproximação entre equação da tangente e a aproximação com impedâncias, com variação de ordem de aproximação n para o (a) teorema de Foster, (b) teorema de Mittag-Leffler.	54
5.4	Resposta em frequência em banda larga para diferentes valores de n nos modelos de componentes concentrados.	55
5.5	Tempo médio de simulação e memória necessária para armazenamento dos dados para uma simulação de 1000 pontos. O modelo com linhas de transmissão foi incluído como TL.	55
5.6	Resposta em frequência do dispositivo não perturbado (azul) e perturbado por uma gota de água (vermelho) obtido por: (a) simulação AC do modelo com linhas de transmissão, com $A_p = 4 \text{ dB}$ e $t_p = 1 \text{ ns}$, (b) medição com VNA.	56
5.7	Resposta em banda larga do dispositivo SAW comparada com a simulação do modelo baseado em linhas de transmissão.	57
5.8	Resultados no domínio do tempo para: (a) simulação transiente do modelo com teorema de Foster, (b) simulação transiente do modelo com linhas de transmissão, (c) transformada inversa de Fourier da resposta em frequência medida.	58

Lista de Tabelas

2.1	Materiais piezoelétricos comuns e suas respectivas constantes de: velocidade de propagação de ondas de Rayleigh no meio (u), densidade (ρ), acoplamento eletroacústico (K^2), e coeficiente de temperatura (TCF) [29].	10
2.2	Materiais utilizados na camada guia com constantes referentes às ondas acústicas de Love [29].	12
2.3	Descrição das variáveis do modelo de propagação unidimensional.	18
4.1	Capacitância normalizada C_i^* para diferentes aproximações (n) da função tangente.	38
4.2	Capacitância normalizada C_i^* para diferentes aproximações (n) da função cossecante.	41
5.1	Parâmetros principais do dispositivo a ondas de Love.	56

Lista de Siglas

AC *Alternate Current*. xiii, 3, 4, 56, 60

BAW *Bulk Acoustic Wave*. xi, xii, 1, 2, 17, 18, 27, 31, 46, 49

COM *Coupling of Modes*. 29

IDT *Interdigital Transducer*. x–xii, 10, 11, 13–17, 20, 27–29, 31, 32, 34, 43, 46–52, 56, 58–60

IFFT *Inverse Fast Fourier Transform*. 33

IL *Insertion Loss*. 14

LN Niobato de Lítio. 10

LT Tantalato de Lítio. 10

SAW *Surface Acoustic Wave*. viii, x–xiii, 1–8, 10–14, 16, 17, 19–21, 24, 25, 27–34, 41, 46–49, 51, 52, 55, 57, 59

SAWR *Surface Acoustic Wave Resonator*. 30

SPICE *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*. 3, 5, 31, 33, 49, 59

SPUDT *Single Phase Unidirectional Transducer*. 20

TCF *Temperature Coefficient of Frequency*. xiv, 10

TTI *Triple Transit Interference*. 28

VNA *Vector Network Analyser*. xiii, 56, 57

Capítulo 1

Introdução

A engenharia eletrônica, no contexto de tratamento de informação, faz uso extensivo de técnicas que separam sinais elétricos por suas características. A partir das análises por transformadas lineares, como as de Fourier e Laplace, é possível distinguir sinais por seus comportamentos de acordo com a frequência, filtrando apenas as partes desejadas. Os filtros elétricos e eletrônicos são realizações práticas que tiram proveito dessa análise teórica provida pelas transformadas. A eletrônica, entretanto, não se restringe aos sinais elétricos, visto que a informação pode tomar diferentes formas a depender da aplicação. Um exemplo disso é quando os sinais são de ondas elásticas que se propagam por um meio, ao invés de ondas eletromagnéticas.

Nesse contexto, existem os filtros mecânicos, em que as próprias estruturas geométricas determinam as respostas em frequência. Isso se dá porque a velocidade de propagação de uma onda mecânica é da ordem de 10^5 vezes menor que a da luz, então pequenas distâncias percorridas correspondem a atrasos de tempo consideráveis. Isso é interessante, pois respostas em frequência complexas podem ser obtidas a partir de pequenos componentes mecânicos [1], de forma que há interesse em processar sinais que não são naturalmente mecânicos com esses filtros. Para utilizar esses elementos no processamento informação elétrica, basta uma forma de convertê-la para sinais mecânicos, função que pode ser desempenhada pelos materiais piezoelétricos [2].

A relação entre efeito piezoelétrico e filtros é antiga, mas continua relevante em sistemas modernos, a exemplo dos cristais de quartzo utilizados como referência de tempo em sistemas embarcados. Esses cristais são geralmente pequenos discos e, quando excitados por um sinal elétrico, produzem ondas acústicas de volume (*Bulk Acoustic Waves*, BAW), que entram em ressonância numa frequência determinada pelo tamanho do cristal. Como essa frequência de ressonância é muito específica, os dispositivos baseados em BAW funcionam como filtros de alta seletividade. Filtros BAW foram os primeiros filtros piezoelétricos a serem desenvolvidos [3].

A partir de 1965 [4] surgiram os primeiros filtros que utilizavam ondas acústicas de superfície (*Surface Acoustic Waves*, SAW) geradas pelos transdutores interdigitados, es-

truturas metálicas cujo mecanismo de funcionamento é detalhado no capítulo 2. Em contraste aos dispositivos BAW, que têm como efeito primário a ressonância, os filtros SAW são muito mais versáteis, com forte aplicação na área de telecomunicações como ressonadores para sistemas oscilatórios, linhas de atraso para filtros passa-faixas complexos e customizáveis, e até mesmo realizando a operação de convolução [2].

Dentre as funções desempenhadas por dispositivos de ondas acústicas de superfície, os filtros com linhas de atraso foram os mais explorados [1] pois apresentavam comportamentos consistentes, além de serem facilmente modificáveis. Na Figura 1.1 são mostrados filtros SAW realizados no século XX a partir da teoria apresentada no capítulo 2.

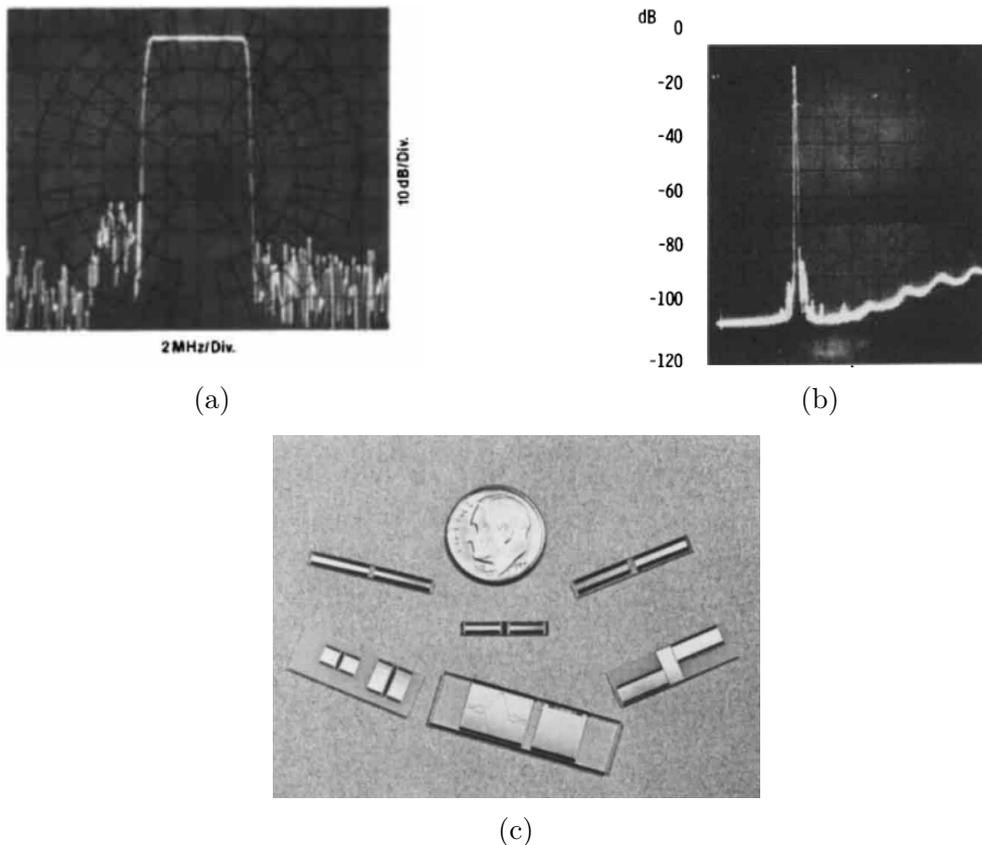


Figura 1.1: Filtros SAW de alta ordem fabricados entre as décadas de 1960 e 1990: (a) passa-faixas de banda larga centrado em 36,7 MHz, (b) passa-faixas de banda estreita centrado em 287 MHz, (c) filtros comerciais da empresa SAWTEK [1] (Modificada).

Mais recentemente, dispositivos SAW foram aplicados de maneiras diferentes, em especial como sensores [5]. Visto que nesses dispositivos a energia da onda se concentra na superfície, é possível desenvolver pequenos sensores com alta seletividade e sensibilidade a alterações de massa [6–14]. Esses sensores foram inicialmente estudados para medir presença de gases [11], mas também possuem aplicação para detecção de bactérias *E. Coli* [7], além de já terem mostrados resultados positivos para medição de poluentes em rios [6].

Para o projeto dos sensores são comumente utilizados modelos tridimensionais ba-

seados em equações diferenciais parciais de propagação, resolvidas numericamente por métodos de elementos finitos [8]. Alternativamente, as equações podem ser simplificadas para obtenção de resultados analíticos, que resultam nas equações de dispersão [14], podendo ser utilizadas para calcular as velocidades de propagação da onda mecânica dados os parâmetros construtivos e as propriedades físicas dos materiais. Esses modelos mais modernos substituíram as abordagens clássicas, baseadas em equações unidimensionais de propagação, que produziam circuitos equivalentes estudados analiticamente para deduzir as características dos dispositivos [15–20].

Entretanto, quanto mais exato um modelo, mais difícil tende a ser sua utilização por pessoas com formações e competências diferentes, de forma que um conhecimento avançado dos modelos físicos é geralmente tido como pré-requisito para engenheiros que utilizam dispositivos SAW em suas aplicações [2]. Algo similar acontecia com o projeto de circuitos integrados nos anos 1960-1970, em que a indústria de semicondutores era povoada majoritariamente por físicos com alto grau de especialização [21]. Isso mudou após a difusão de conhecimentos de forma simplificada e, principalmente, a criação em 1972 de um "simulador universal" para circuitos transistorizados, o SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*), que gerou uma revolução com a popularização do projeto de circuitos integrados pois permitia que os usuários executassem diferentes tipos de testes em seus sistemas antes de enviá-los para o custoso processo de fabricação [22].

Com inspiração na trajetória da indústria de semicondutores, este trabalho tem como objetivo principal contribuir para a disseminação do uso de dispositivos SAW. Para isso, são propostos e discutidos modelos com foco em simulação SPICE, que continua como uma das formas mais difundidas de simular circuitos eletrônicos. Desde sua criação, o SPICE passou por várias mudanças e extensões, tal que atualmente existem versões diferentes do programa, propostas por diferentes empresas, como o pSPICE, da *Texas Instruments*, o HSPICE, da *Synopsys*, o LTSPICE, da *Analog Devices*, ou o ngSPICE, uma iniciativa da comunidade de *software* livre. Dentre as variantes citadas, apenas o ngSPICE e o LTSPICE são gratuitos. Além disso, apesar desses simuladores possuírem funcionalidades avançadas distintas, as funções básicas são compatíveis entre si. Logo, para obter um modelo compatível com qualquer simulador, apenas funções básicas devem ser utilizadas.

Todos os simuladores SPICE são capazes de realizarem simulações no domínio do tempo (transientes) e no domínio da frequência (AC) com componentes eletrônicos simples: resistores, indutores, capacitores, diodos, transistores e fontes dependentes ou independentes. Esses componentes podem ser instanciados com valores numéricos ou parametrizados, como no caso dos componentes comportamentais, definidos por funções de parâmetros do circuito. Componentes comportamentais são úteis na modelagem de dispositivos pois permitem a inclusão de relações não lineares dependentes da temperatura,

da tensão ou corrente de algum ponto do circuito, ou da frequência.

Utilizar a frequência como parâmetro de componente comportamental insere uma limitação no modelo, pois apenas simulações AC podem ser realizadas. Isso acontece porque esse tipo de simulação excita o circuito com uma série de funções senoidais, fazendo uma varredura de frequências. Com isso, para cada iteração da simulação existe um valor de frequência que pode ser utilizado para avaliar o componente comportamental. A adaptação de parâmetros dependentes da frequência para simulações no domínio do tempo para quaisquer tipos de circuitos, sobretudo os não-lineares, é uma área que vem sendo desenvolvida, mas ainda encontra dificuldades e ainda não há uma forma geral de resolvê-las [23].

As restrições impostas por componentes dependentes da frequência dificultam o uso da abordagem mais direta de simular um dispositivo SAW, que é caracterizar sua resposta no domínio da frequência e utilizar os dados medidos como uma tabela de impedâncias no simulador, conhecida como a simulação de arquivos *s2p*. Além disso, mesmo numa simulação AC, essa abordagem é limitada pois só produz resultados nas frequências em que o dispositivo foi medido, o que pode gerar problemas por erros de interpolação. Neste trabalho, foram buscadas alternativas que superem essas duas limitações. Para isso, foram identificadas duas formas de representar um dispositivo, que estão relacionadas à solução das equações unidimensionais de um filtro piezoelétrico, resultando no modelo de parâmetros concentrados, ou à analogia entre essas equações e a propagação de um sinal eletromagnético, resultando no modelo de parâmetros distribuídos.

O modelo que resulta da solução das equações contém elementos que não podem ser diretamente implementados num circuito, mas uma aproximação para eles é conhecida, utilizando o teorema de Foster [24, 25]. Como alternativa, foi investigada neste trabalho uma aproximação através de teoria de funções complexas, por meio do teorema de Mittag-Leffler. Apesar de serem aplicados com o mesmo objetivo, os dois teoremas produzem modelos que diferem significativamente, como apresentado no capítulo de resultados.

Em contrapartida, a implementação num simulador do modelo resultante da analogia entre equações é mais direta, porém seu desenvolvimento é complexo, como mostrado no capítulo 4. Esse tipo de modelo foi amplamente utilizado para prever analiticamente a resposta de um dispositivo antes da fabricação [26], mas foram encontradas poucas discussões do seu uso em simulações, como o trabalho de Yu [27], que apresenta uma proposta compacta porém limitada.

Apesar do tópico de interesse deste projeto ser relevante para problemas atuais, os artigos mais importantes encontrados na literatura são antigos. Além disso, não foi encontrado nenhum trabalho durante a revisão bibliográfica que abordasse diferentes modelos, suas questões de implementação, e vantagens ou desvantagens de cada um para a simulação de um filtro ou sensor SAW.

Nesse contexto, este trabalho aborda os modelos para linhas de atraso SAW com foco

em simulação, em especial utilizando SPICE, por ser uma plataforma facilmente integrável às ferramentas atuais de projeto. Os resultados foram comparados com o comportamento caracterizado de um sensor SAW do laboratório IMS, mostrado na Figura 1.2. Ao final do trabalho, foram obtidos modelos que podem ser facilmente implementados para facilitar o desenvolvimento de circuitos que interajam com qualquer linha de atraso SAW.

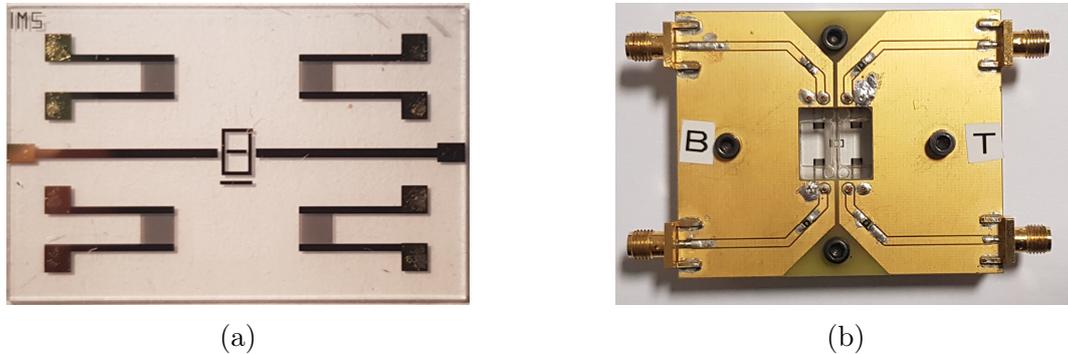


Figura 1.2: Sensor de ondas acústicas de superfície fabricado pelo IMS Bordeaux em (a) destaque para visualização de sua estrutura, (b) situação de uso, numa célula de testes.

Como diversos modelos foram estudados e comparados ao longo deste projeto, as contribuições do trabalho estão dispersas entre eles, e podem ser sintetizadas como:

- Comparação das abordagens com componentes concentrados e distribuídos em diversas situações de simulação;
- Novas interpretações sobre os resultados obtidos através do teorema de Foster;
- Metodologia simplificada de cálculo dos componentes aproximados pelo teorema de Foster;
- Utilização do teorema de Mittag-Leffler como alternativa ao teorema de Foster;
- Simplificação no modelo de componentes distribuídos;
- Proposição de um novo modelo completo para o dispositivo SAW, considerando sua resposta eletromagnética e permitindo ajustes pelo usuário do modelo.

Esta dissertação é dividida de seguinte forma: no capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica necessária para o entendimento do trabalho. A revisão bibliográfica realizada durante a execução deste projeto é discutida no capítulo 3. O desenvolvimento dos modelos utilizados é contemplado no capítulo 4, seguido pelos resultados de simulação no capítulo 5. No capítulo 6 constam as conclusões do trabalho.

1.1 Objetivos

Os objetivos podem ser divididos entre geral e específicos, como apresentados a seguir.

1.1.1 Geral

O objetivo geral deste trabalho é estudar e desenvolver modelos de dispositivos SAW para facilitar o projeto de circuitos elétricos de interface.

1.1.2 Específicos

Para atingir o objetivo geral desta proposta, são listados os seguintes objetivos específicos:

- Avaliar o estado da arte acerca de metodologias de modelagem de dispositivos SAW com circuitos equivalentes;
- Identificar e discutir limitações dos modelos encontrados;
- Simular modelos equivalentes em *softwares* abertos, acessíveis para reprodução pela comunidade científica;
- Verificar validade dos modelos para dispositivos existentes por meio de dados experimentais.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos necessários para o entendimento deste trabalho. As primeiras seções são relacionadas aos efeitos físicos dos dispositivos SAW, enquanto os modelos estudados são discutidos na seção 2.4. Apesar dos modelos serem baseados em equacionamentos complicados, os mecanismos de funcionamento de uma linha de atraso SAW são simples, como demonstrados na seção 2.1.

2.1 Funcionamento intuitivo de dispositivos SAW

Para ilustrar o comportamento primário de um dispositivo SAW, pode-se considerar o exemplo da Figura 2.1, em que caixas de som separadas por um metro são conectadas numa mesma fonte que emite continuamente um sinal senoidal cuja frequência é $f = 340 \text{ Hz}$. O comprimento de onda λ do som depende da velocidade de propagação no meio e, considerando a velocidade do som no ar de 340 m/s , ele pode ser calculado como

$$\lambda = \frac{340 \text{ m/s}}{340 \text{ Hz}} = 1 \text{ m}. \quad (2.1)$$

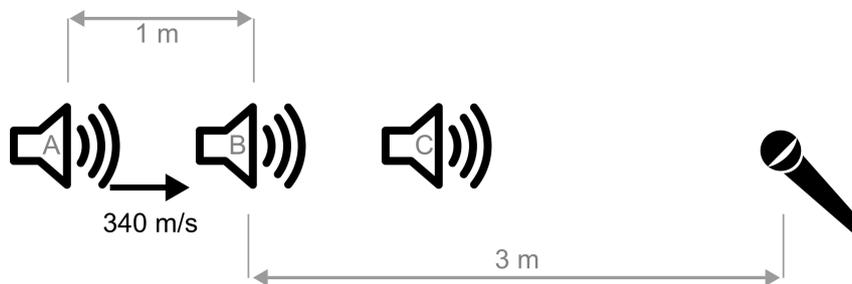


Figura 2.1: Sistema ilustrativo com emissão e captação de ondas sonoras.

Com isso, quando a onda acústica parte de A para B , ela percorre exatamente um comprimento de onda, e sofre interferência construtiva com o som gerado por B . O mesmo acontece quando a frente de onda chega a C . É importante notar que, para frequências

múltiplas de 340 Hz , a separação entre os emissores corresponde a valores múltiplos do comprimento de onda, e o mesmo efeito será observado.

Quando a frequência do sinal emitido varia, λ é alterado e o comprimento percorrido não é mais equivalente ao comprimento de onda, fazendo com que ocorram interferências destrutivas. Assim, observa-se um efeito de filtro passa-faixas, pois as frequências próximas à central (340 Hz) são menos afetadas. Num dispositivo de ondas acústicas de superfície, as caixas de som são análogas a seções de um transdutor metálico sobre um material piezoelétrico.

Além de serem filtros passa-faixas, as linhas de atraso SAW apresentam também uma característica linear de fase. Esse efeito também pode ser deduzido a partir do exemplo da Figura 2.1. Por exemplo, dada a distância de três metros entre o emissor B e o microfone, que faz o papel de receptor da onda, análogo a um segundo transdutor metálico, o tempo de propagação do sinal até o microfone é constante, com o valor de aproximadamente $\tau = 9 \text{ ms}$. Assim, considerando emissões senoidais, os sinais emitido (s_e) e recebido (s_r) são funções do tempo, representados por

$$s_e(t) = \text{sen}(2\pi ft) = \text{sen}(\phi_e), \quad (2.2)$$

$$s_r(t) = \text{sen}(2\pi f(t - \tau)) = \text{sen}(\phi_r). \quad (2.3)$$

As fases dos dois sinais são os argumentos da função seno, de forma que a diferença de fase entre eles é

$$\phi_r - \phi_e = (2\pi ft - 2\pi f\tau) - (2\pi ft) = -2\pi f\tau. \quad (2.4)$$

Portanto, supondo τ constante, a fase é uma função linear da frequência, com inclinação negativa. O comportamento de ganho e fase são as características principais da classe de dispositivos estudada neste trabalho, e podem ser visualizados por conceitos simples de propagação e interferência. Evidentemente, muitos outros mecanismos estão presentes numa linha de atraso, que determinam a resposta em frequência com mais exatidão. Como os dispositivos estudados nesta dissertação são elementos piezoelétricos, o entendimento mais detalhado dos seus efeitos deve partir do próprio efeito piezoelétrico, detalhado na seção 2.2.

2.2 Efeito Piezoelétrico

O efeito piezoelétrico, demonstrado pelos irmãos Jacques e Pierre Curie em 1880 [28], consiste na geração de potencial elétrico a partir da aplicação de forças mecânicas. Esse efeito é reversível e depende do material utilizado, mais especificamente da distribuição

da cargas em seu interior.

Na Figura 2.2a, parte de uma estrutura atômica hexagonal em repouso é representada, com cargas positivas (vermelhas) e negativas (azuis). Ao aplicar uma força, a estrutura é deformada como na Figura 2.2b, alterando também a concentração de cargas, o que gera um potencial elétrico [2]. O potencial gerado seria negativo se a direção de atuação da força fosse oposta à indicada.



Figura 2.2: Estrutura atômica hexagonal (a) em repouso, (b) sob ação de uma força, em verde.

Por outro lado, se a estrutura for tetragonal como na Figura 2.3a, a ação de uma força causa deformação na estrutura sem alterar a concentração de cargas. Esse efeito é mostrado na Figura 2.3b. Portanto, conclui-se que o material precisa ser dotado de assimetria para exibir o efeito piezoelétrico, ou seja, todos os materiais piezoelétricos são anisotrópicos, tal que suas propriedades físicas dependem das direções de atuação de forças ou campos sobre eles.



Figura 2.3: Estrutura atômica tetragonal (a) em repouso, (b) sob ação de uma força, em verde.

Outro detalhe importante a respeito dos materiais é que apenas aqueles que possuem estrutura cristalina irão apresentar o efeito piezoelétrico [2]. Em materiais amorfos, a distribuição de cargas é aleatória, então efeitos de compressão ou descompressão não afetarão a concentração de cargas igualmente ao longo do sólido. A estrutura do material também influencia na intensidade do potencial elétrico produzido por uma força aplicada.

Essa relação é resumida pela constante de acoplamento eletroacústico, K^2 , muito relevante para o projeto de dispositivos SAW, pois quanto maior o acoplamento, menos perdas de conversão o dispositivo apresentará [1].

Outro parâmetro importante na escolha do material é o coeficiente de temperatura (*temperature coefficient of frequency*, TCF), associado à geração de potencial elétrico por alterações de temperatura. Em geral, é desejado que esse parâmetro seja próximo de zero [29]. Na Tabela 2.1 são apresentados os materiais piezoelétricos mais comumente utilizados, assim como seus parâmetros mais relevantes.

Tabela 2.1: Materiais piezoelétricos comuns e suas respectivas constantes de: velocidade de propagação de ondas de Rayleigh no meio (u), densidade (ρ), acoplamento eletroacústico (K^2), e coeficiente de temperatura (TCF) [29].

Substrato	u (m/s)	ρ (kg/m ³)	K^2 (%)	TCF(ppm/°C)
Quartzo ST	5050	2650	1,9	40
Quartzo AT	5099	2650	1,4	0 a 1
LN YX 36°	4800	4628	16	-75 a -80
LT YX 36°	4200	7454	5	-30 a -45

O material piezoelétrico mais comum é o quartzo (SiO_2), cuja estrutura cristalina é dependente do ângulo em que é cortado. Os cortes mais utilizados são o AT e o ST, com 35° e 42° respectivamente. Os outros materiais listados na tabela são o Niobato de Lítio ($LiNbO_3$, LN), e Tantalato de Lítio ($LiTaO_3$, LT). Dentre os materiais listados, o quartzo AT tem o coeficiente de temperatura mais próximo de zero, sendo normalmente escolhido para a fabricação de sensores, apesar de possuir o pior acoplamento eletroacústico.

O quartzo possui outra vantagem pois, como é composto por dióxido de silício cristalino, o processo de fabricação de dispositivos SAW pode aproveitar a infraestrutura existente para fabricação circuitos integrados. Por isso, a maioria dos dispositivos utiliza esse material em seus substratos. Para compreender como se dá formação de ondas acústicas em substratos piezoelétricos, as características dessas são discutidas na seção 2.3.

2.3 Ondas Acústicas de Superfície

As ondas acústicas de superfície foram formalizadas matematicamente em 1885, pelo Lorde Rayleigh [30]. No entanto, foi apenas em 1965 que surgiu uma forma consistente de produzi-las a partir de tensões elétricas em meios piezoelétricos, com a invenção dos transdutores interdigitados (*interdigital transducers*, IDT), por White e Voltmer [4], em estruturas como a mostrada na Figura 2.4.

Ao depositar o IDT sobre um substrato piezoelétrico e excitar seus terminais com uma tensão alternada de frequência f_0 , frequência central do filtro, a variação de campo

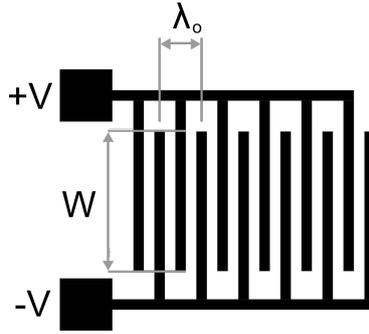


Figura 2.4: Representação de um IDT com dígitos (dedos) uniformemente entrelaçados (W constante) e com separação λ_0 entre dedos de mesma polaridade.

elétrico sob cada dedo causará uma variação de deformação no substrato, gerando uma onda acústica de Rayleigh da mesma frequência que a excitação, por conta do efeito piezoelétrico. Essa onda irá se propagar com velocidade u , que depende do material de acordo com a Tabela 2.1, portanto o comprimento de onda λ_0 pode ser calculado como

$$\lambda_0 = \frac{u}{f_0}. \quad (2.5)$$

Quando a onda se propaga até o próximo dígito de mesma polaridade, a nova onda gerada poderá produzir uma interferência construtiva se elas estiverem em fase. Isso acontece quando a distância entre dedos de mesma polaridade é de λ_0 . Esse mecanismo é visualizado na Figura 2.5.

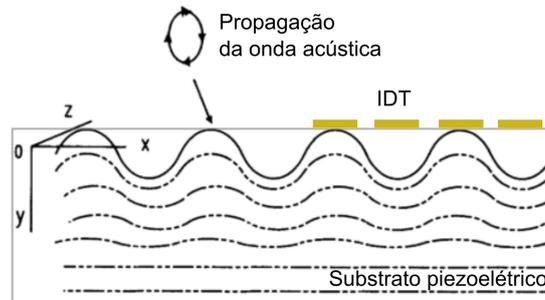


Figura 2.5: Vista lateral da propagação da onda acústica no substrato [1] (Modificada).

Ainda na Figura 2.5, pode-se notar que ao invés de se concentrar totalmente na superfície, a amplitude da onda decai gradualmente com a profundidade no substrato. Essa relação é exponencial e a amplitude é quase nula numa distância de aproximadamente λ_0 da superfície [1].

A onda de Rayleigh é a mais comum em filtros SAW e é do tipo transversal, ou seja, o movimento das partículas se dá numa direção perpendicular à propagação da onda. Apesar de existirem duas formas de obedecer a essa condição no espaço tridimensional, a movimentação das partículas no modo de Rayleigh é vertical, para fora do substrato

representado pelo bloco retangular da Figura 2.6a. Com isso, a onda acústica é severamente atenuada caso a superfície esteja em contato com um líquido, devido a choques das partículas com o outro meio não gasoso, restringindo a atuação dos sensores que utilizam ondas de Rayleigh a meios gasosos [31].

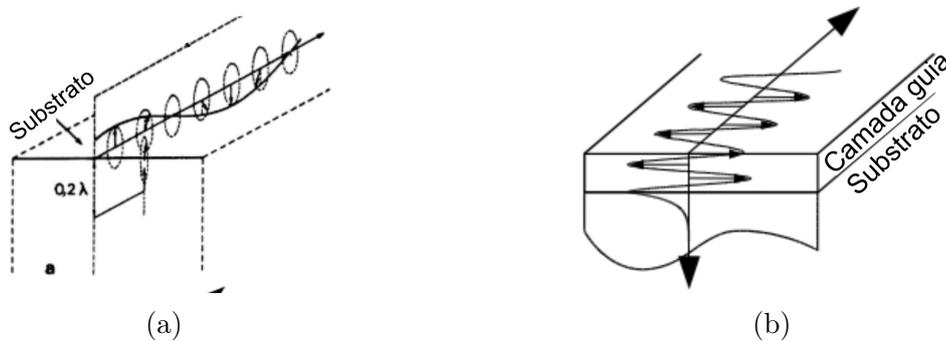


Figura 2.6: Vista traseira do substrato com uma onda acústica de superfície de (a) Rayleigh, (b) Love [32] (Modificada).

Com isso em vista, pesquisadores desenvolveram dispositivos SAW baseados no modo de propagação formalizado pelo matemático Augustus Love [33]. Esse modo também é do tipo transversal, mas o movimento das partículas se dá horizontalmente ao longo do substrato, perpendicular à propagação da onda. Com isso, os choques entre um possível meio líquido e as partículas são diminuídos, de forma que a maior parte das perdas se dá por viscosidade. A geração do modo de Love é feita ao incluir uma fina camada guia sobre o substrato piezoelétrico [14], como ilustrado na Figura 2.6b, com a condição adicional de que a velocidade de propagação nessa camada deve ser menor que no substrato.

O material e espessura da camada guia podem ser escolhidos de forma a tornar o dispositivo mais sensível a perturbações. Na Tabela 2.2 são mostrados materiais comuns utilizados na fabricação da camada, assim como as velocidades de propagação correspondentes. A poliimida, ao final da tabela, é um polímero, uma classe de materiais que possui fortes perdas acústicas [29].

Tabela 2.2: Materiais utilizados na camada guia com constantes referentes às ondas acústicas de Love [29].

Material da Camada Guia	$u(\text{m/s})$	$\rho(\text{kg/m}^3)$
SiO_2	2850,04	2200
ZnO	2650,00	5720
Au	1215,19	19300
Poliimida	780,48	1420

O dióxido de silício é geralmente o mais usado por ser um material padrão na indústria de semicondutores, além de ser uma molécula estável em água e um excelente isolante

elétrico [29]. A desvantagem principal do SiO_2 é que a espessura necessária para otimizar a sensibilidade é grande, entre $3,5 \mu\text{m}$ e $6,5 \mu\text{m}$ [34], complicando o processo de fabricação.

A inclusão de uma camada guia produzindo a onda de Love com polarização horizontal habilitou o uso de SAW para detecção em meios líquidos. Os sensores comumente utilizam dois IDT, de forma que o transdutor de entrada produz uma onda acústica que se propaga até o IDT de saída, na topologia de linha de atraso mostrada na Figura 2.7a.

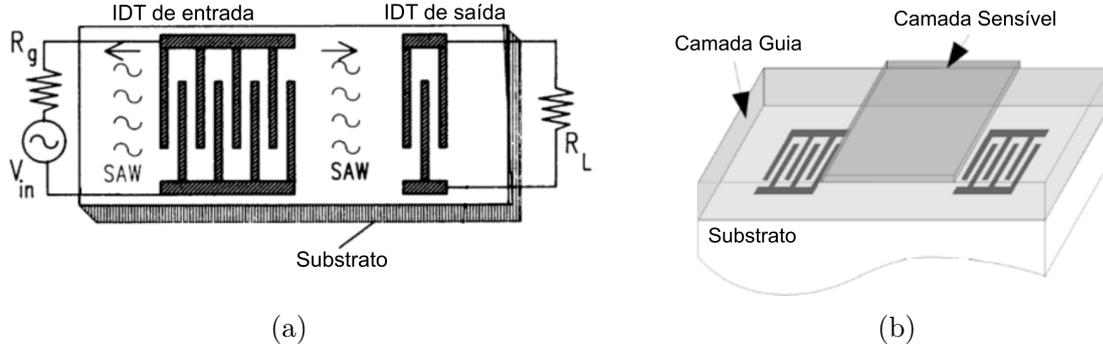


Figura 2.7: Linhas de atraso do tipo (a) Rayleigh [1] (Modificada), (b) Love, com os IDT posicionados entre a camada guia e o substrato [32] (Modificada).

Durante a propagação da onda, ela é naturalmente atenuada e atrasada pelo substrato. Se uma partícula de interesse for depositada no caminho de propagação, a densidade será afetada na região de propagação, perturbando a onda de forma mensurável na saída. Para facilitar a captura dessas partículas, pode ser adicionada uma camada sensível sobre a camada guia, como na Figura 2.7b.

Após fabricação, o sensor pode ser finalmente utilizado em conjunto com circuitos ou equipamentos eletrônicos para leitura de, principalmente, ganho e fase do filtro perturbados pela deposição de material na superfície do sensor. Na seção 2.4 são discutidos em mais detalhe esses aspectos, em termos de modelos desenvolvidos com foco em filtros SAW.

2.4 Filtros SAW

Seja um linha de atraso SAW como a da Figura 2.7a, com uma distância entre os centros dos IDT L e velocidade de propagação fixa u , que depende dos materiais utilizados. O tempo τ que a onda acústica leva para chegar ao IDT de saída é

$$\tau = \frac{L}{u}. \quad (2.6)$$

Esse atraso, que dá nome à topologia, é constante, o que resulta numa fase linear. Essa linearidade é de fato observada, ilustrada pela caracterização do sensor mostrada na Figura 2.8a, e é uma importante vantagem desses dispositivos. É importante mencionar

que o método de avaliação de fase de um sinal se dá por meio de aplicação da função arco-tangente, que está definida num intervalo de -180° a 180° , e portanto a representação de fase linear possui os saltos presentes na Figura 2.8a.

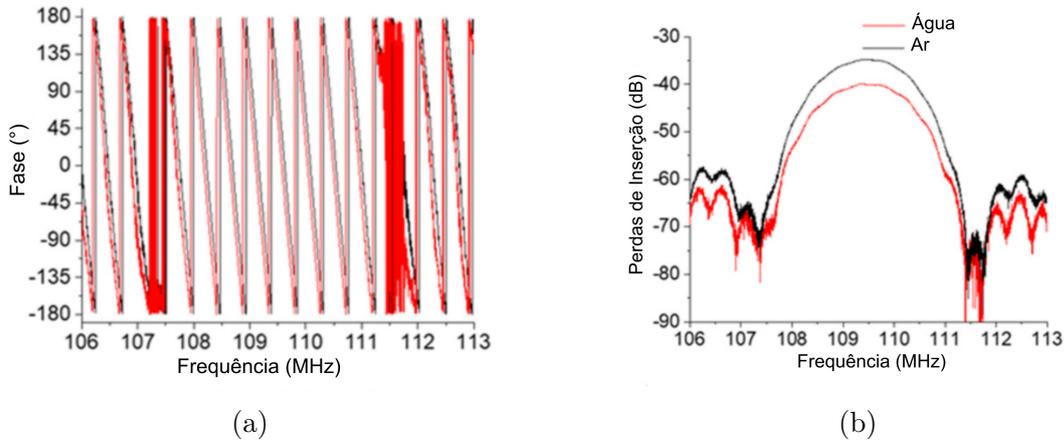


Figura 2.8: Curvas de fase (a) e perdas de inserção (b), medidas com o dispositivo em contato com água e ar [6] (Modificada).

Antes de discutir a curva de ganho de um filtro SAW, é importante mencionar a definição de um termo comum na área, o de perdas de inserção (*insertion loss*, IL) [35], cuja definição é

$$IL = 10 \log_{10} \left(\frac{P_i}{P_o} \right), \quad (2.7)$$

em que P_i e P_o são, respectivamente, as potências de entrada e de saída de um sistema. Quando se trata de sistemas passivos, há perda de potência, então $P_i/P_o > 1$ e IL é um valor positivo. É comum, em trabalhos relacionados a SAW, que se utilize o termo perdas de inserção como análogo a ganho, adicionando um sinal negativo em (2.7), obtendo curvas como a mostrada na Figura 2.8b, mas há outros trabalhos [20, 36] que utilizam a definição literal, como mostrado nas Figuras 2.9a e 2.9b.

Para evitar ambiguidades, este trabalho sempre utiliza o termo "ganho" quando tratando da resposta em frequência do filtro. Para avaliar o ganho de um filtro SAW, um dos primeiros modelos desenvolvidos foi o Delta, por Tancrell [37], baseado na função impulso (distribuição delta de Dirac).

2.4.1 Modelo Delta

De acordo com Tancrell, o comportamento de ganho do dispositivo é majoritariamente determinado pela geometria dos IDT, tal que

$$H(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = H_1(f)H_2^*(f)e^{-j\beta L}, \quad (2.8)$$

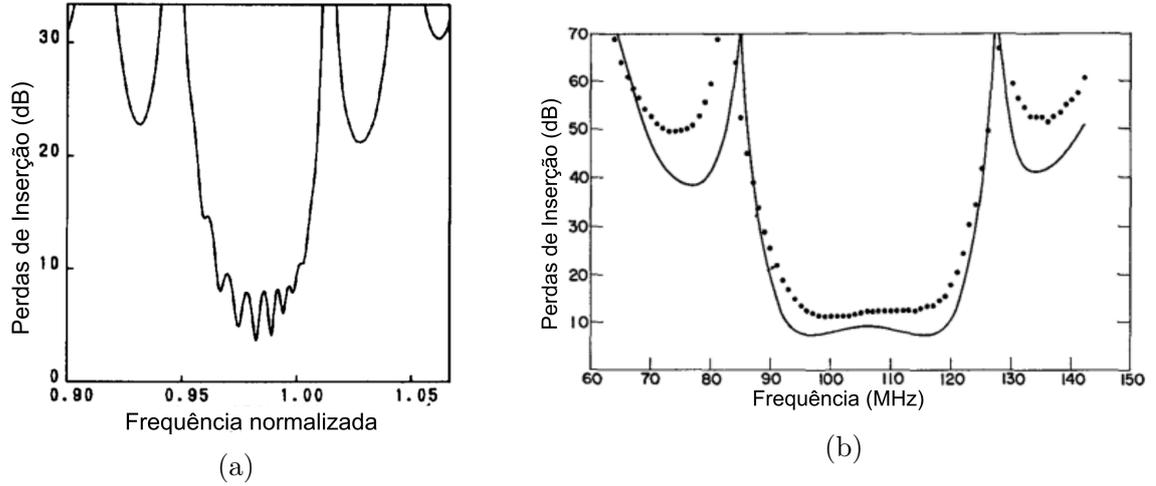


Figura 2.9: Curvas de perdas de inserção de acordo com a definição [20, 36] (Modificada).

em que H_1 e H_2 são as funções de transferência de cada IDT, com H_2^* representando o conjugado complexo dessa função, e $e^{-j\beta L}$ é o termo que representa o atraso de propagação, com $\beta = \omega/u$. Quando os IDT são uniformemente entrelaçados como o da Figura 2.4, o termo de atraso da propagação depende de L , a distância entre os centros dos IDT. Para encontrar H_1 e H_2 , Tancrell propôs o modelo Delta, ilustrado na Figura 2.10, supondo que os campos elétricos se acumulam nas bordas dos dedos dos IDT como impulsos. A partir dessa representação, a função de transferência de um IDT pode ser descrita como

$$H_1(f) = 1 + 2 \cos\left(\pi \frac{f - f_0}{f_0}\right) + 2 \cos\left(2\pi \frac{f - f_0}{f_0}\right) + \dots + 2 \cos\left(N_s \pi \frac{f - f_0}{f_0}\right), \quad (2.9)$$

em que N_s é a quantidade de pares de dedos e f_0 é a frequência central do filtro, determinada pela distância entre dedos dos IDT, como visto em (2.5) [1].

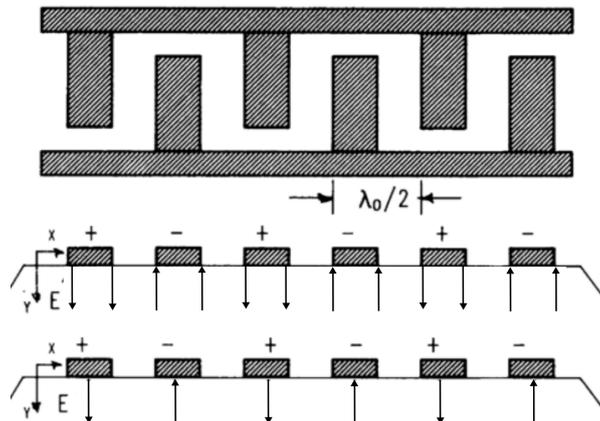


Figura 2.10: Modelo Delta para um IDT, com impulsos concentrados nas bordas dos dedos e, em segunda aproximação, o efeito médio considerado em seus centros [1] (Modificada).

Em frequências próximas de f_0 , (2.9) pode ser aproximada [1] para

$$|H_1(f)| \approx 2N_s \left| \frac{\text{sen}(N_s\pi(f - f_0)/f_0)}{N_s\pi(f - f_0)/f_0} \right|, \quad (2.10)$$

que é uma função do tipo $\text{sen}(x)/x$. Essa relação de ganho é válida apenas se os IDT forem uniformes e não carrega informação de ganho absoluto, logo o ganho na frequência central é levado para 0 dB, como mostrado na Figura 2.11.

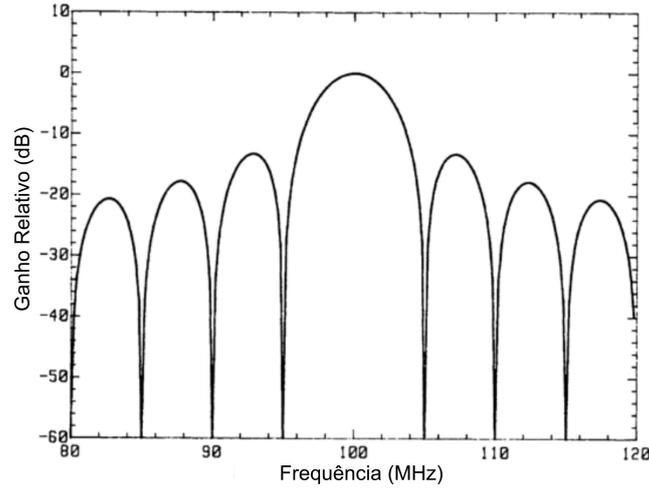


Figura 2.11: Resposta de ganho do modelo Delta para um IDT uniforme com $N_s = 20$ pares de dedos e frequência central $f_0 = 100\text{MHz}$ [1] (Modificada).

Esse modelo é simples e limitado, porém apresenta características que justificam o alto grau de plasticidade dos filtros passa-faixas SAW. Uma delas é o fato de que, observando o IDT como composição de impulsos, é possível criar diferentes respostas de ganho ao modificar a intensidade deles. Isso pode ser feito alterando o entrelaçamento W , parâmetro mostrado na Figura 2.4. Esse ato é denominado apodizar o IDT.

Para determinar o padrão de apodização do IDT, basta realizar a transformada inversa de Fourier da resposta em frequência desejada, como exibido na Figura 2.12a. Essa ideia é baseada na teoria de amostragem e é análoga a filtros digitais. A exemplo disso, o clássico filtro passa-faixas do tipo *sinc* amostrada pode ser implementado em dispositivos SAW, com resultados similares ao da Figura 2.12b.

O modelo Delta se mostrou muito útil para representar as curvas de resposta em frequência de filtros SAW, mas não representa ganhos absolutos ou as impedâncias do sistema, vistas por circuitos externos que interagem com o filtro. Para isso, existe um outro modelo, desenvolvido por Smith [15], que busca representar o filtro SAW com um circuito equivalente.

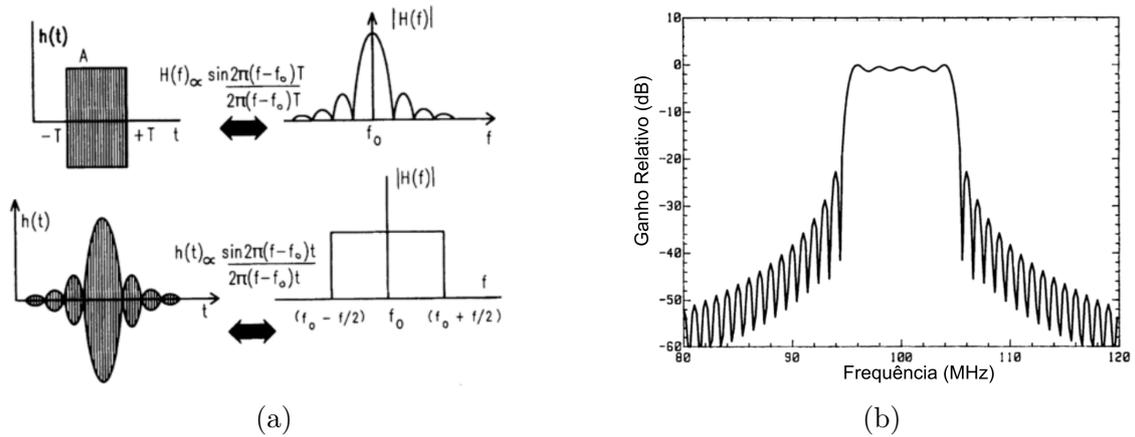


Figura 2.12: (a) Apodização de IDT baseado na transformada de Fourier, (b) filtro com apodização *sinc*, para 100 pares de dedos e frequência central 100 MHz [1] (Modificada).

2.4.2 Modelo de Circuito Equivalente

O modelo de circuito equivalente é baseado nas formulações de filtros a ondas acústicas de volume (BAW) [3], assumindo que cada par de dedos num IDT pode ser representado como um conjunto de dispositivos BAW, que são conectados em série para compor um transdutor completo, como mostrado na Figura 2.13a. Essa suposição não é demonstrada analiticamente e suas limitações podem ser visualizadas ao se observar a distribuição de campo elétrico do dispositivo, ilustrada na Figura 2.13b, em que são comparadas as direções reais do campo elétrico com os dois tipos de dispositivos BAW, os *crossed-field* e *inline-field*. Ainda no artigo de Smith, [15], discute-se que, para substratos com baixo acoplamento piezoelétrico (K^2), o modelo *crossed-field* é o mais apropriado.

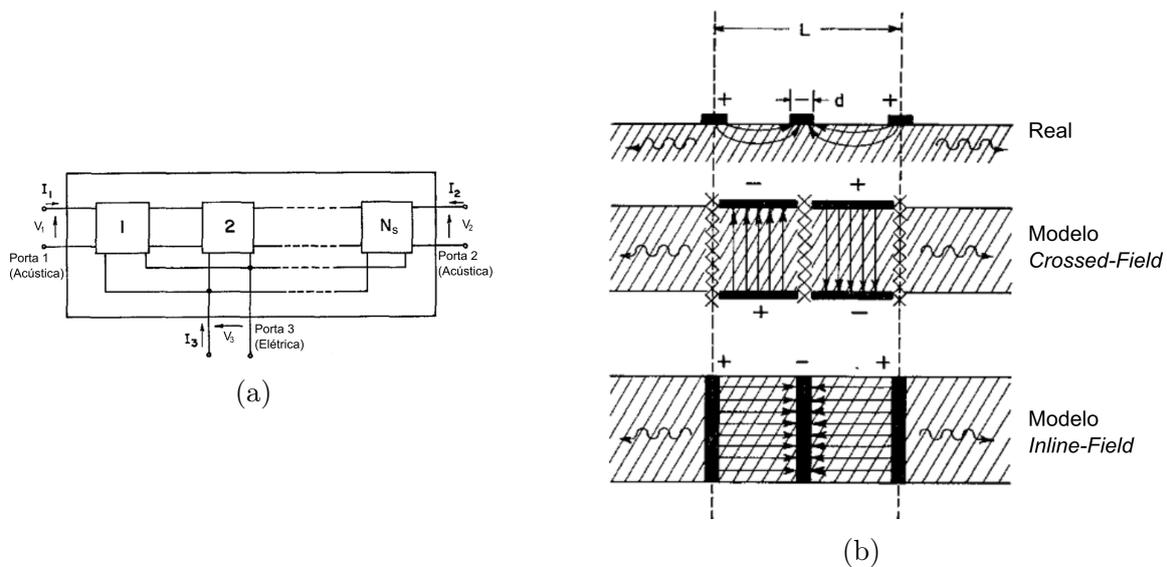


Figura 2.13: (a) Distribuições de campo estudadas por Mason para dispositivos BAW com visão lateral de um dispositivo SAW para comparação. (b) Representação equivalente de um IDT com N_s pares de dedos [15] (Modificada).

Modelos de equivalentes para dispositivos BAW podem ser deduzidos a partir das equações de propagação unidimensional de uma onda acústica através de um material piezoelétrico. Neste trabalho, foi adotado o equacionamento apresentado por Leach, cujas variáveis são descritas pela Tabela 2.3 [38], tal que

$$\begin{cases} \frac{dF}{dz} = -\rho A_z s u; & (2.11a) \\ c \frac{d\zeta}{dz} = -\frac{1}{A_z} F + h D; & (2.11b) \\ E = -h \frac{d\zeta}{dz} + \frac{1}{\epsilon} D. & (2.11c) \end{cases}$$

Apesar das derivadas de (2.11) dependerem apenas de z , esse é um sistema de equações diferenciais parciais, pois o produto pela variável s representa a uma derivada em relação ao tempo após aplicação da transformada de Laplace. Essas equações são relativas à estrutura piezoelétrica mostrada na Figura 2.14. A propagação da onda acústica é indicada pelas velocidades u_1 e u_2 , na direção z , enquanto um campo elétrico é aplicado na direção x , perpendicular à propagação da onda, o que caracteriza o modelo *crossed-field*.

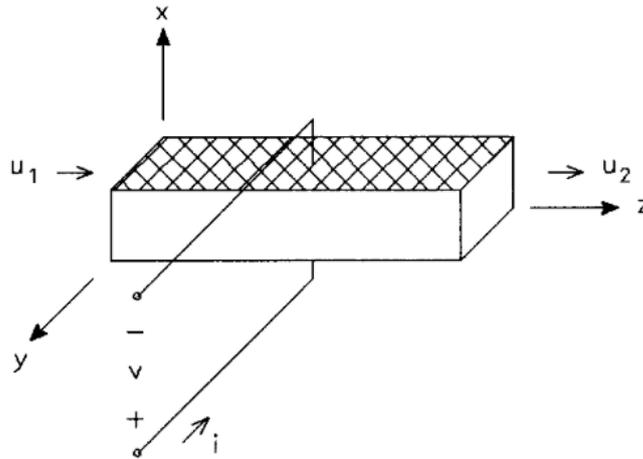


Figura 2.14: Estrutura de um dispositivo piezoelétrico de ondas acústicas de volume (BAW). [38]

Tabela 2.3: Descrição das variáveis do modelo de propagação unidimensional.

u	velocidade de propagação da onda (m/s)	ρ	densidade do material (kg/m^3)
F	força de compressão (N)	A_z	área da seção perpendicular ao eixo z (m^2)
ζ	deslocamento das partículas (m)	E	campo elétrico (V/m)
ϵ	constante de permissividade elétrica (F/m)	D	densidade de fluxo elétrico (C/m^2)
c	constante elástica (N/m^2)	v	tensão elétrica nos terminais (V)
h	constante piezoelétrica ($N \cdot m^4/C$)	i	corrente elétrica (A)

Ao resolver o sistema de equações diferenciais, é obtida uma solução que relaciona forças e velocidades de propagação nas extremidades do material [39]. Essa solução tem a forma

$$\begin{cases} F_1 = jR_0 \csc\left(\frac{\pi\omega}{\omega_0}\right) [u_1 - u_2] + jR_0 \tan\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right) u_1 + \frac{h}{j\omega} i; \\ F_2 = jR_0 \csc\left(\frac{\pi\omega}{\omega_0}\right) [u_1 - u_2] + jR_0 \tan\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right) u_2 + \frac{h}{j\omega} i, \end{cases} \quad (2.12a)$$

$$\quad (2.12b)$$

em que ω é a frequência de operação e ω_0 é a frequência natural de ressonância do material, que depende do seu tamanho. Para simplificar as representações ao longo deste trabalho, é considerado que $\theta = \pi\omega/\omega_0$. O termo R_0 é a resistência característica do substrato, que depende da constante de acoplamento eletroacústico do material (K^2), e pode ser calculada como

$$R_0 = \frac{1}{f_0 C_s K^2}, \quad (2.13)$$

tal que C_s representa o efeito capacitivo entre os condutores [15].

A solução em (2.12) pode ser representada como o esquemático elétrico mostrado na Figura 2.15a, desde que seja feita uma equivalência entre força/velocidade e tensão/corrente. Essa representação é denominada modelo de Mason [3]. Para um par de dedos de um dispositivo SAW, Smith [15] utiliza o esquemático apresentado na Figura 2.15b.

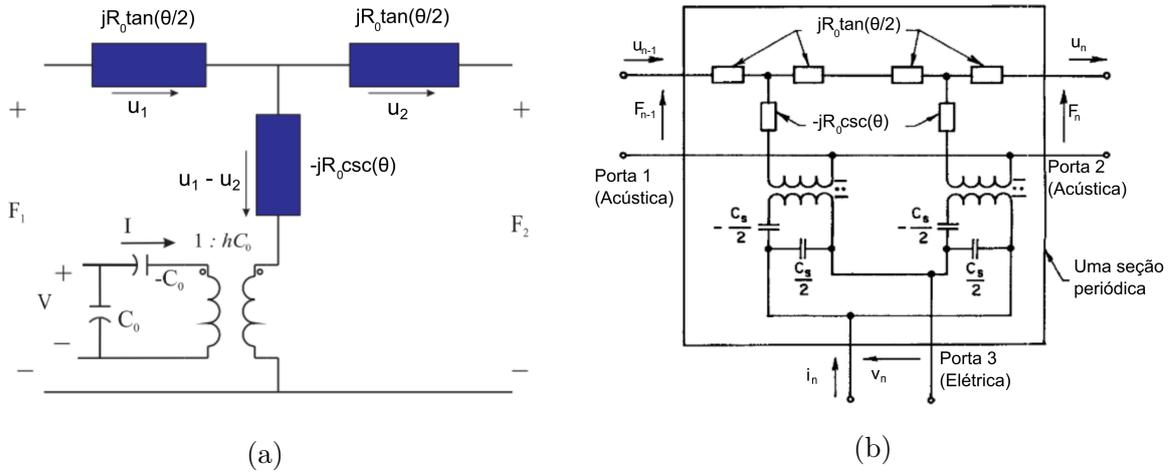


Figura 2.15: (a) Modelo de Mason para propagação unidimensional em um dispositivo piezoelétrico de ondas acústicas de volume [39] (Modificada). (b) Modelo para um par de dedos de um dispositivo SAW [15] (Modificada).

Ao utilizar o esquemático da Figura 2.15b para cada par de dedos, conectando-os acusticamente em série e eletricamente em paralelo como na Figura 2.13a, Smith desenvolveu uma representação em matrizes de admitância da forma

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \mathbf{Y} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{12} & Y_{11} & -Y_{13} \\ Y_{13} & -Y_{13} & Y_{33} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Como visto em (2.15), há repetição de termos devido à simetria do IDT, que produz ondas acústicas iguais para os dois lados. É possível criar transdutores unidirecionais, que focam a potência em apenas um lado (SPUDT [1]), tornando essa equação inválida. Para um IDT bidirecional regular, assumindo o tipo *Crossed-Field*, Smith deduziu que

$$\begin{cases} Y_{11} = -jG_0 \cot(N_s\theta) \\ Y_{12} = jG_0 \csc(N_s\theta) \\ Y_{13} = -jG_0 \tan\left(\frac{\theta}{4}\right) \\ Y_{33} = j\omega C_T + j4N_s G_0 \tan\left(\frac{\theta}{4}\right) \end{cases}, \quad (2.16)$$

em que $C_T = N_s C_s$, a capacitância total de um IDT. Quando a frequência de operação é igual à central, a quantidade $\theta = 2\pi$, e os termos com cossecante e cotangente tendem a infinito, o que resulta numa singularidade do modelo na frequência central. Para lidar com esse problema, Smith desenvolveu uma aproximação de primeira ordem, dada por

$$\mathbf{Y} \approx \frac{jG_0}{\delta} \begin{bmatrix} \frac{-1}{N_s} & \frac{1}{N_s} & 4 \\ \frac{1}{N_s} & \frac{-1}{N_s} & -4 \\ 4 & -4 & -16N_s + \delta \frac{\omega C_T}{G_0} \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

tal que $\delta = 2\pi(\omega/\omega_0 - 1)$.

A partir das matrizes de admitância, é possível observar o sistema pela porta 3, que é a porta elétrica de entrada ou saída de um filtro SAW. Desse ponto de vista, o IDT pode ser representado com impedâncias em paralelo como na Figura 2.16.

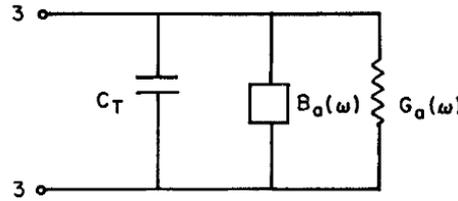


Figura 2.16: Equivalente *Crossed-Field*, visto pela porta elétrica [15].

Nesse caso, a admitância de entrada do IDT é a soma das três admitâncias em paralelo:

$$Y_3 = G_a(\omega) + jB_a(\omega) + j\omega C_T, \quad (2.18)$$

em que cada termo é expandido como

$$G_a(\omega) = 2G_0 \left[\tan\left(\frac{\theta}{4}\right) \sin\left(\frac{N_s\theta}{2}\right) \right]^2, \quad (2.19)$$

$$B_a(\omega) = G_0 \tan\left(\frac{\theta}{4}\right) \left[4N_s + \tan\left(\frac{\theta}{4}\right) \sin\left(\frac{N_s\theta}{2}\right) \right]. \quad (2.20)$$

Essas equações, assim como a matriz de admitância, possuem descontinuidades quando θ tende a 2π , e podem ser aproximadas em regiões de descontinuidades, tal que

$$G_a(\omega) \approx \hat{G}_a \left(\frac{\sin(x)}{x} \right)^2, \quad (2.21)$$

$$B_a(\omega) \approx \hat{G}_a \left(\frac{\sin(2x) - 2x}{2x^2} \right), \quad (2.22)$$

em que $x = N_s\pi(\omega - \omega_0)/\omega_0$ e $\hat{G}_a = (4/\pi)K^2(\omega_0 C_s)N_s^2$.

As curvas das duas admitâncias são representadas no gráfico normalizado da Figura 2.17. É importante notar que, enquanto G_a é máxima na frequência central, B_a é zero, fazendo com que a parte imaginária da admitância seja dominada pelo capacitor C_T em frequências próximas a f_0 .

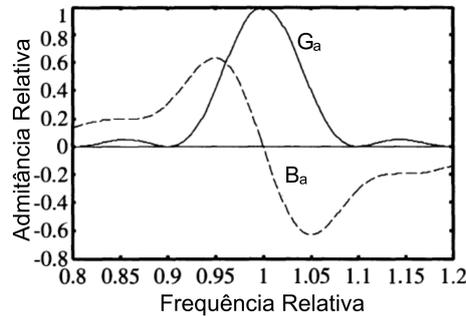


Figura 2.17: Gráficos normalizados de condutância e susceptância de acordo com a frequência, para o modelo *Crossed-Field* [15] (Modificada).

O comportamento dos dispositivos SAW e seus modelos equivalentes dependem de características como velocidade de propagação, geometria do filtro ou comprimento da linha de atraso. Além disso, efeitos causados por reflexões são significativos na resposta do dispositivo [1]. Em contrapartida, na eletrônica de alta frequência, as linhas de transmissão apresentam características parecidas com as citadas. A similaridade aparente entre a propagação acústica com a eletromagnética motivou o estudo das linhas de transmissão, com a fundamentação básica presente na seção 2.5.

2.5 Linhas de Transmissão

A motivação inicial da teoria de linhas de transmissão surgiu com o advento dos telégrafos, que consistiam em condutores de dezenas de quilômetros de comprimento. Nesses condutores, os sinais apresentavam atrasos consideráveis, mesmo com velocidades de propagação próximas à da luz. Efeitos adversos também podem surgir em condutores curtos quando a frequência de operação é muito alta. Essencialmente, se o comprimento do condutor tiver a mesma ordem de grandeza do comprimento de onda do sinal, a teoria de componentes concentrados não pode mais ser usada, sendo substituída pela teoria de elementos distribuídos apresentada nesta seção [40], que é baseada num modelo equivalente para seções infinitesimais de um par de condutores, como mostrado na Figura 2.18.

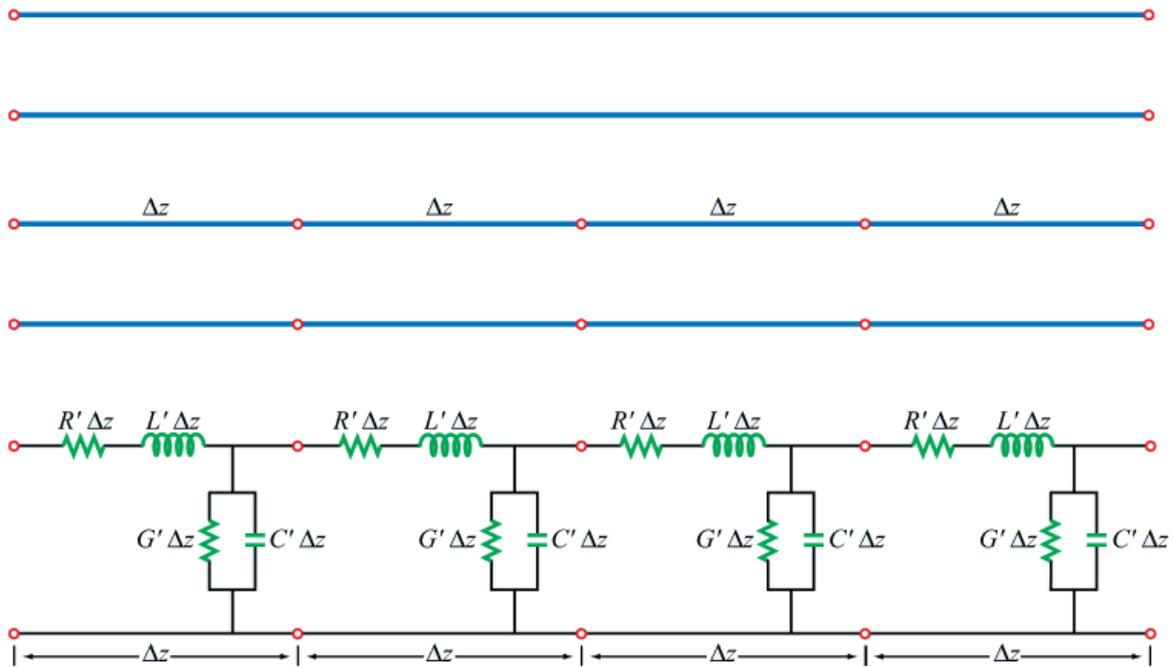


Figura 2.18: Modelo de um par de condutores seccionado em seções infinitesimais de tamanho $\Delta z \rightarrow 0$ [40].

Nesse modelo, as grandezas R' , G' , C' e L' representam, respectivamente, resistências, condutâncias, capacitâncias e indutâncias por unidade de comprimento. Após aplicar as leis de Kirchhoff para uma seção Δz , obtém-se um sistema de equações que relaciona tensão, $v(z, t)$, e corrente, $i(z, t)$, tal que

$$\begin{cases} -\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = R' i(z, t) + L' \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}; & (2.23a) \\ -\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = G' v(z, t) + C' \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}. & (2.23b) \end{cases}$$

As equações diferenciais parciais em (2.23) são conhecidas como as equações do telégrafo. Como o sistema é linear, é possível aplicar a transformada de Laplace, que elimina as derivadas em relação ao tempo e insere a variável de frequência s , resultando em

$$\begin{cases} -\frac{dV(z)}{dz} = (R' + sL')I(z); & (2.24a) \\ -\frac{dI(z)}{dz} = (G' + sC')V(z). & (2.24b) \end{cases}$$

É possível ainda obter equações desacopladas, ou seja, sem dependência cruzada entre tensão e corrente, tal que

$$\begin{cases} \frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0; & (2.25a) \\ \frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0, & (2.25b) \end{cases}$$

em que γ é a constante de propagação, um número complexo que pode ser separado em partes real e imaginária, definido como

$$\gamma = \sqrt{(R' + sL')(G' + sC')} = \alpha + j\beta. \quad (2.26)$$

A parte real α é denominada constante de atenuação e está relacionada às perdas numa linha de transmissão, enquanto β é a constante de fase, relacionada ao atraso. Como a propagação neste modelo não é instantânea, é útil representar o sinal que o percorre como ondas incidentes ou refletidas, como na Figura 2.19. A relação entre as duas ondas depende das condições de contorno, ou seja, das impedâncias envolvidas no circuito.

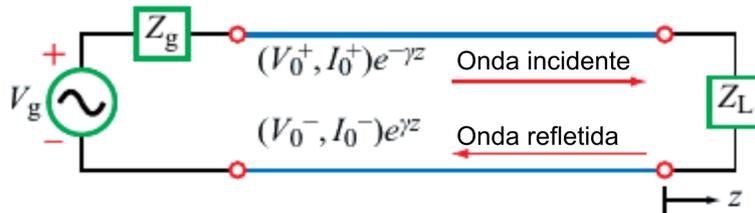


Figura 2.19: Representação das ondas que se propagam por um par de condutores [40] (Modificada).

Seguindo essa representação, as soluções para tensão e corrente num ponto arbitrário da linha de transmissão têm a forma geral de

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.27)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}. \quad (2.28)$$

No domínio do tempo, a solução para tensão é

$$v(z, t) = |V_0^+|e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \phi_0^+) + |V_0^-|e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \phi_0^-), \quad (2.29)$$

em que α e β são os mesmos da equação (2.26), e ϕ_0 representa a fase inicial do sinal. Dessa expressão, podem-se isolar os efeitos de atenuação, relacionados a α , e de propagação, relacionados a β . De fato, a velocidade da onda nos condutores é

$$u = f\lambda = \frac{\omega}{\beta}. \quad (2.30)$$

Outra grandeza de interesse para este trabalho é a impedância característica da linha, que pode ser obtida ao relacionar (2.27) e (2.28), resultando em

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + sL'}{G' + sC'}}. \quad (2.31)$$

A solução geral para um sinal numa linha mostrada em (2.29) possui quatro constantes: V_0^+ , V_0^- , ϕ_0^+ e ϕ_0^- , que dependem do resto do circuito em que a linha é inserida. Uma forma de analisar isso é relacionando a impedância da linha com as impedâncias do circuito. A situação limite é verificar se haverá ou não reflexão, ou seja, se $V_0^- = 0$. Para tal, é demonstrado [40] que não haverão reflexões se as impedâncias do circuito estiverem casadas, ou seja, $Z_g = Z_L = Z_0$ na Figura 2.19.

Uma conclusão intuitiva pode ser tirada no caso da linha de transmissão com impedâncias casadas: no ponto de vista da linha, como o sinal nunca retorna, a impedância de carga age como uma linha de transmissão com um comprimento infinito. Essa interpretação é útil no modelo do dispositivo SAW, apresentado no capítulo 4. Todas as expressões mostradas até então são válidas para qualquer linha de transmissão. No entanto, existe um caso específico muito importante: a linha de transmissão sem perdas.

2.5.1 Linha de transmissão sem perdas

Ignorar as perdas numa linha de transmissão é equivalente a remover os componentes de resistência e condutância da Figura 2.18, ou seja $R' = 0$ e $G' = \infty$. Assim, as equações do telégrafo sem perdas têm a forma

$$\begin{cases} \frac{dV(z)}{dz} = -sL'I(z); & (2.32a) \\ \frac{dI(z)}{dz} = -sC'V(z). & (2.32b) \end{cases}$$

Sem resistências e condutâncias, a constante de propagação da linha, γ , pode ser

calculada em regime permanente como

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{L'C'}, \quad (2.33)$$

um valor puramente imaginário, portanto $\alpha = 0$ e $\beta = \omega\sqrt{L'C'}$. Dessa forma, a impedância característica e a velocidade são simplificadas para

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad (2.34)$$

$$u = \frac{1}{L'C'}. \quad (2.35)$$

Por meio dessas duas expressões, é possível determinar uma seção de linha de transmissão a partir da impedância e velocidade desejadas, restando seu comprimento para chegar numa representação completa. Como há formas diferentes de representar uma linha de transmissão, é necessário clarificar quais variáveis serão usadas para determiná-la, além da notação gráfica adotada por este trabalho.

2.5.2 Representações de linhas de transmissão

Como o foco deste trabalho é representar o dispositivo SAW em um ambiente de simulação de circuitos, a notação padrão do SPICE será adotada. A partir do manual do ngSPICE [41], uma linha de transmissão sem perdas é um elemento de quatro terminais, definida por sua impedância característica e pelo atraso de tempo através dela, e é instanciada como

TX N1 N2 N3 N4 Z0 = VALUE TD = VALUE.

Num ambiente SPICE, basta então informar a impedância característica (Z_0) e o tempo de propagação (t_d) na linha. De fato, o tempo de atraso é o que efetivamente afeta os sinais durante a simulação, e engloba as variáveis de distância e velocidade numa só constante. Graficamente, uma linha de transmissão pode ser representada como na Figura 2.20.

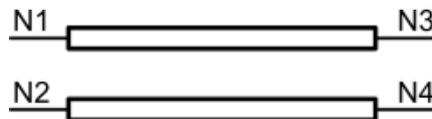


Figura 2.20: Símbolo esquemático da linha de transmissão.

Esse símbolo pode causar confusões num diagrama esquemático de circuito. Por conta disso, decidiu-se por utilizar neste trabalho a representação inspirada por cabos coaxiais. Ademais, é comum que os nós N2 e N3 sejam ligados num mesmo ponto. Nas Figuras 2.21a e 2.21b são mostradas as representações possíveis considerando essa conexão.



Figura 2.21: Símbolos esquemáticos equivalentes à linha de transmissão com nós N2 e N4 conectados baseado na (a) representação gráfica de um par de condutores, (b) representação gráfica de um cabo coaxial.

A partir da fundamentação teórica apresentada neste capítulo é possível compreender os trabalhos relevantes relacionados a esta dissertação, apresentados no capítulo 3.

Capítulo 3

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo é apresentada a revisão bibliográfica que, no contexto desta dissertação de mestrado, pode ser dividida de acordo com as contribuições para modelagem ou simulação dos dispositivos.

3.1 Modelagem de dispositivos SAW

O trabalho de Smith [15], que utiliza o modelo de Mason para encontrar o circuito equivalente para um IDT, produziu resultados de grande interesse para outros pesquisadores ao utilizar uma formalização específica para dispositivos BAW para representar ondas acústicas de superfície. Já em 1971, Redwood [16] buscou generalizar o equivalente de Smith para representar características transientes de propagação de onda, chegando num equivalente de circuito que representa os efeitos físicos com maior exatidão.

No trabalho de Redwood, são investigados dois modelos para dedução de características de dispositivos SAW, mostrados nas Figuras 3.1a e 3.1b. Ao alternar seções ativas (alimentadas por fonte) e inativas, o modelo é capaz de representar IDT mais irregulares, em que a distância entre os dedos não é necessariamente igual à largura deles. Redwood argumenta também, em outro trabalho [26], que os dois tipos de modelos são úteis em diferentes situações, tal que o de impedâncias concentradas facilita o cálculo da função de transferência, enquanto o de elementos distribuídos simplifica a análise transiente. Por meio desses modelos, Redwood deduziu analiticamente diversas características dos dispositivos SAW, sobretudo em regiões próximas às frequências centrais dos filtros.

A relação entre o modelo baseado em elementos concentrados e distribuídos foi também apontada por Ballato [42]. De acordo com esse trabalho, uma linha de transmissão é equivalente ao modelo "T" de impedâncias, conforme a Figura 3.2. Os trabalhos encontrados a respeito dessa relação não mencionam as condições que a tornam válida. Portanto, nesta dissertação, essa equivalência não foi usada diretamente, e o modelo com linhas de transmissão foi obtido por outro método, como consta no capítulo 4.

O uso do modelo básico de Mason para dispositivos SAW foi questionado por Aoki [17],

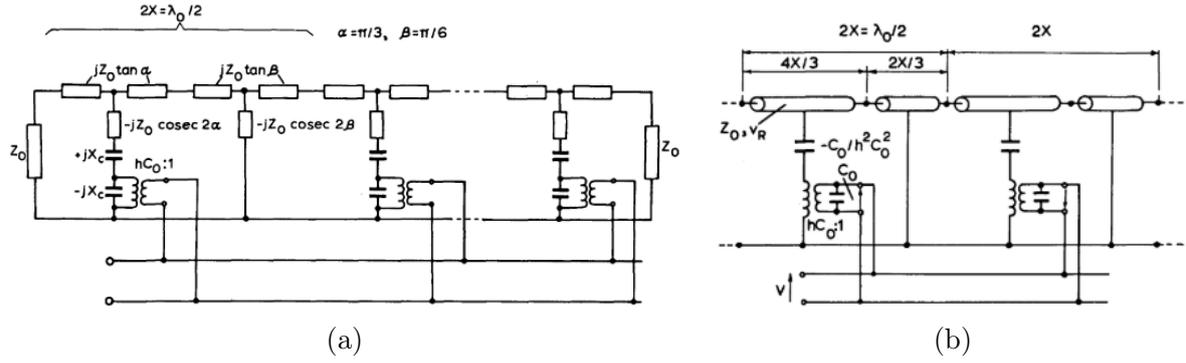


Figura 3.1: Equivalente de Redwood usando (a) impedâncias concentradas, (b) elementos distribuídos [26]

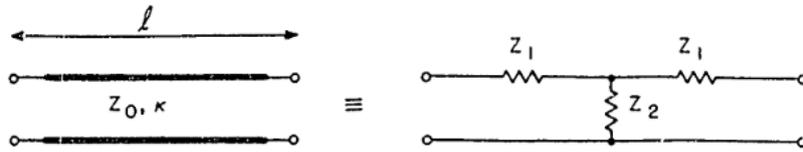


Figura 3.2: Relação entre impedâncias concentradas e linhas de transmissão, tal que $Z_1 = jZ_0 \tan(\theta/2)$ e $Z_2 = -jZ_0 \csc(\theta)$ [42].

o que levou à proposição de um modelo denominado *Mixed-Field*, incluindo um parâmetro α de forma que, quando $\alpha = 1$ o modelo corresponderia ao *Inline-Field*, e com $\alpha = 0$ ao *Crossed-Field*.

Em 1984, Shiba [18] propôs uma alteração sobre o modelo de Mason com objetivo de melhor representar o efeito de interferência de trânsito triplo (*Triple-Transit Interference*, TTI). Sua modificação envolveu inclusão da resistência dos dedos do IDT em série, como na Figura 3.3a. Como o efeito de TTI é prejudicial para o sinal que atravessa o filtro, Shiba sugeriu tratá-lo utilizando dedos duplos num IDT, como mostrado na Figura 3.3b.

No mesmo ano, Kojima [19] afirmou que a constante de acoplamento eletroacústico K^2 é reduzida quando se utilizam IDT de eletrodos duplos. O autor desenvolveu também um circuito equivalente, publicado em 1987 [43] como uma melhoria do publicado por Smith, com objetivo de representar efeitos de armazenamento de energia no material piezoelétrico.

Os desenvolvimentos previamente citados são relativos a dispositivos SAW com modo de propagação Rayleigh e podem não ser válidos para outros modos como o de Love, presente no dispositivo usado como exemplo neste trabalho. As impedâncias equivalentes desenvolvidas por esses autores dependem sempre da velocidade de propagação, que determina a frequência central, e da constante K^2 . Esses dois parâmetros sofrem alterações sob o modo de Love, visto que a onda se propaga mais lentamente na camada guia [29]. Além disso, o modo de Love apresenta uma maior constante de acoplamento eletroacústico [44].

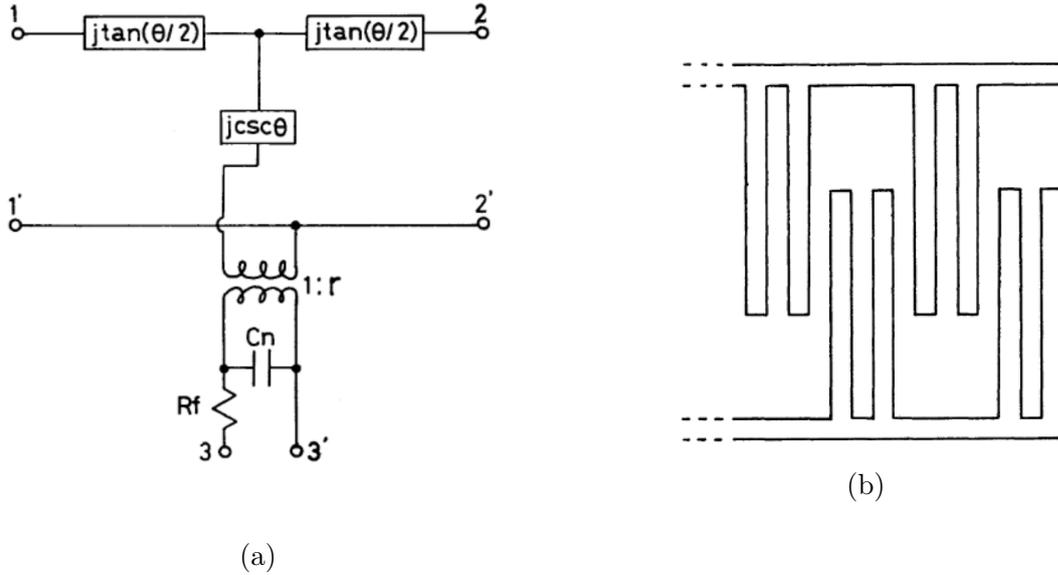


Figura 3.3: Desenvolvimentos realizados por Shiba (a) Circuito equivalente para uma seção periódica, (b) IDT com dedos duplos (*split-finger geometry*) [18] (Modificada).

Em 1998, Jakoby [45] publicou um modelo do IDT com impedâncias equivalentes, mas baseado num sensor a ondas de Love. Um diferencial é que ele não conectou subcircuitos em cascata representando pares de dedos dos IDT, mas utilizou equacionamentos baseados no Método dos Momentos para calcular as impedâncias diretamente. Além disso, incluiu um novo componente, G_l , para representar as perdas entre onda e líquido adjacente. Uma nova proposta, desenvolvida por Nakamura [20], também foge da metodologia de Smith. Utilizando a teoria de Acoplamento de Modos (*Coupling of Modes*, COM), foi possível encontrar um circuito equivalente compacto para todo o dispositivo SAW, mostrado na Figura 3.4.

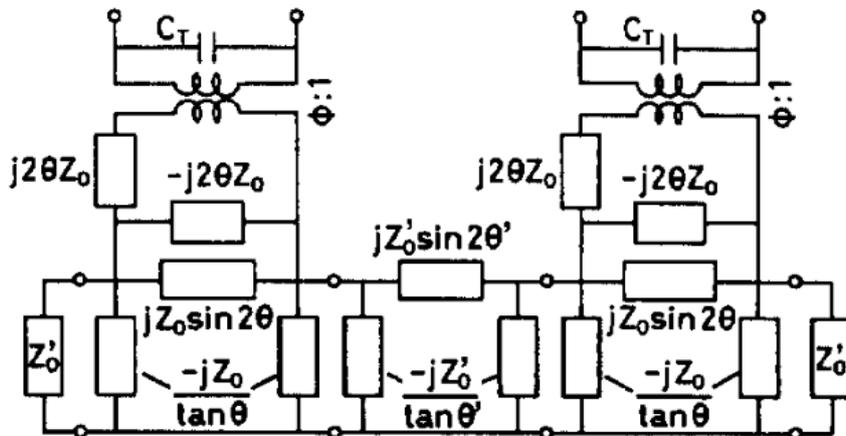


Figura 3.4: Equivalente proposto por Nakamura. Os terminais de entrada/saída do dispositivo são representados próximos às capacitâncias C_T [20].

Mais recentemente, em 2007, Iborra [46] desenvolveu uma metodologia para incluir

diversos efeitos de segunda ordem sobre o modelo de Smith [15]. Essa metodologia foi utilizada em conjunto com dados experimentais para estimar o valor de K^2 do dispositivo. O autor afirma que caso não sejam considerados como na Figura 3.5, os efeitos parasitas provocariam um erro de estimação de até 20 vezes sobre a constante de acoplamento.

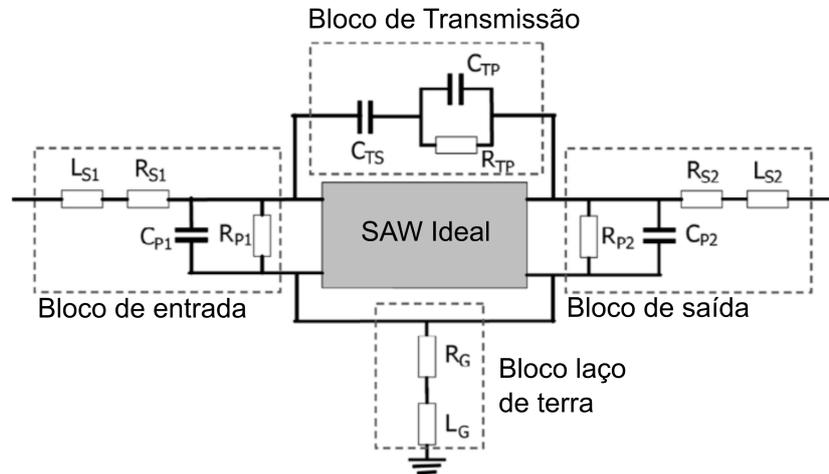


Figura 3.5: Solução de Iborra para considerar efeitos parasitas e estimar K^2 corretamente [46] (Modificada).

Além dos modelos baseados em circuitos para linhas de atraso, existem também estudos sobre os ressonadores SAW (SAWR), como o da Figura 3.6a. Os SAWR possuem um comportamento muito diferente e podem ser modelados de forma similar aos cristais osciladores, por meio do modelo de Butterworth Van-Dyke [39], como na Figura 3.6b. Ressonadores não fazem parte do escopo deste trabalho, e o modelo de Butterworth Van-Dyke, que representa um filtro passa-faixas, é limitado demais para as aplicações desta dissertação.

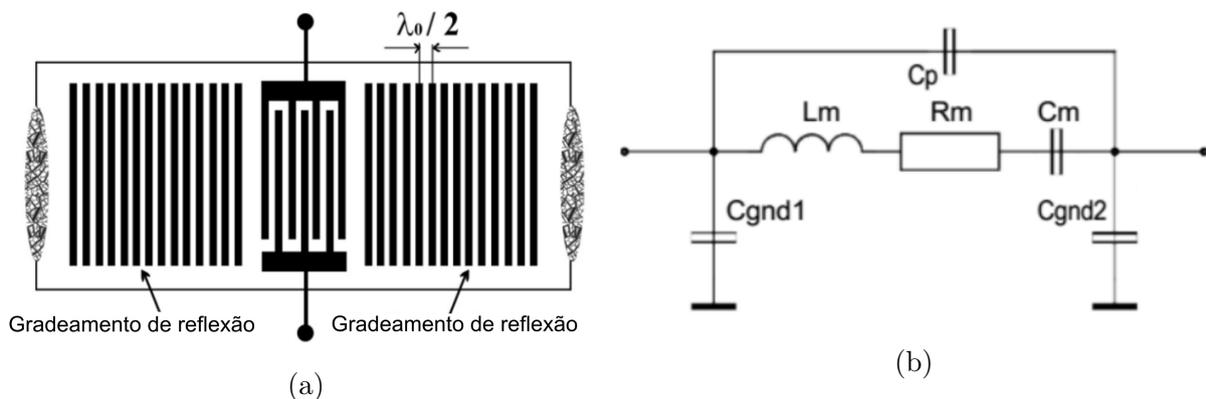


Figura 3.6: (a) Representação de um ressonador SAW. (b) Modelo de circuito utilizado [47] (Modificada).

Esta seção apresentou de forma resumida os principais trabalhos que modelam dispositivos SAW com foco em linhas de atraso. A seção seguinte trata de trabalhos que

implementaram simulações desses modelos.

3.2 Simulação de dispositivos SAW

Há diversos trabalhos de simulação de dispositivos SAW que implementam os equacionamentos em programas de análise matemática [48, 49]. Esta revisão bibliográfica, todavia, foca em trabalhos que buscaram simular linhas de atraso SAW em ambientes de simulação de circuitos elétricos, pois permite a inclusão de circuitos que interagem com o dispositivo.

Um pioneiro nesse aspecto foi Morris [50], que em 1986 simulou o equivalente de Redwood com foco em um dispositivo BAW. O autor questiona modelos que possuem componentes concentrados dependentes de frequência em favor de modelos que representam o circuito numa linha de transmissão. Esse trabalho foi realizado em SPICE e, para lidar com a incapacidade de representar capacitâncias negativas das primeiras versões do programa, Morris implementou uma aproximação utilizando fontes dependentes. Seu resultado se provou útil para realizar testes de impedância, tempos de resposta, e esquemas de casamento.

Em 1995, Bhattacharyya [25] utilizou a formalização *Mixed-Field* de Aoki [17], simulando apenas um IDT com impedâncias dependentes da frequência em SPICE. Para implementar esses componentes, que variam de acordo com tangente e cossecante, foram utilizados pares LC em série, como ilustrado pela Figura 3.7, calculados de acordo com o teorema de Foster [24] para aproximar essas impedâncias. Esse trabalho foi replicado por Fu [51], focando na utilização da linguagem Verilog-A ao invés de SPICE.

Os resultados obtidos por meio desse método podem ser vistos na Figura 3.8, e exibem padrões que devem ser mencionados. O primeiro é a repetição da curva de ganho a partir do dobro da frequência central, num padrão que remete ao rebatimento da resposta em frequência de um sinal digital devido à frequência de amostragem. Outro padrão importante é o da fase. É evidente que a queda é linear porém periodicamente somada a um valor positivo, exceto por frequências próximas à central e seus múltiplos.

Baseado no trabalho de Bhattacharyya, Taha [52] implementou um modelo similar para um IDT, utilizando porém o equivalente de Shiba [18] mostrado na Figura 3.3a, que inclui uma resistência em série em cada seção periódica. Em 2004, Munshi [53] desenvolveu um programa que automaticamente avalia o teorema de Foster, gerando o circuito equivalente de um IDT, utilizando também o modelo de Shiba. Esse trabalho investigou a compensação do efeito de armazenamento de energia no substrato, que altera a velocidade de propagação da onda.

Bhattacharyya, Taha e Munshi [25, 52, 53] utilizam as aproximações mostradas na Figura 3.7, com três pares LC para a tangente e seis para a cossecante. Em decorrência disso, obtiveram resultados similares, limitados aos IDT uniformes (não apodizados), e

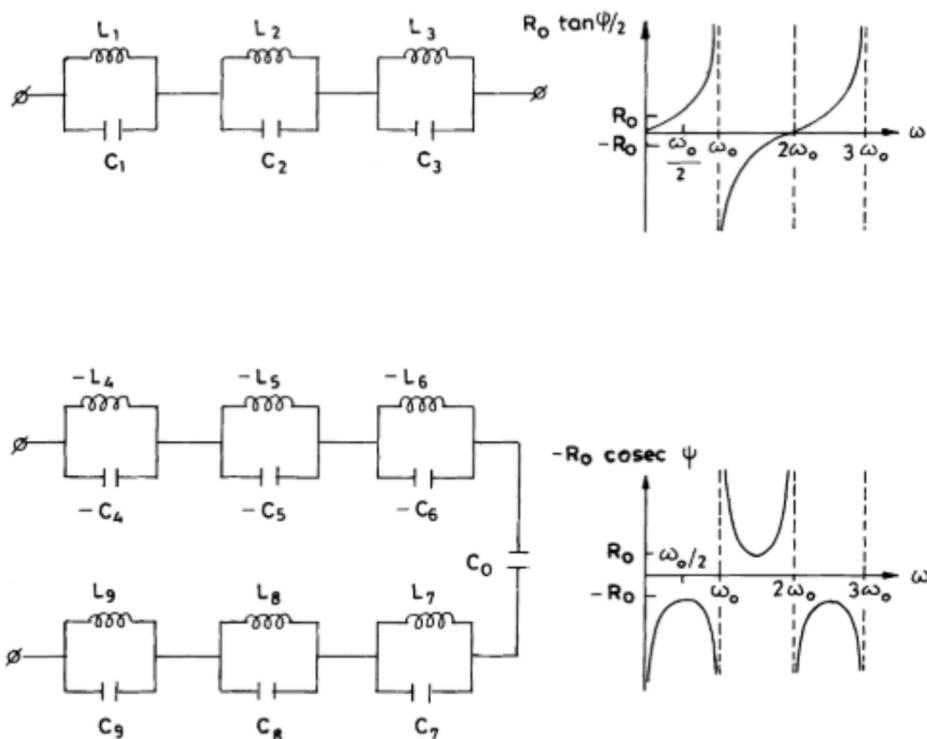


Figura 3.7: Implementação do teorema de Foster por Bhattacharyya [25] (Modificada).

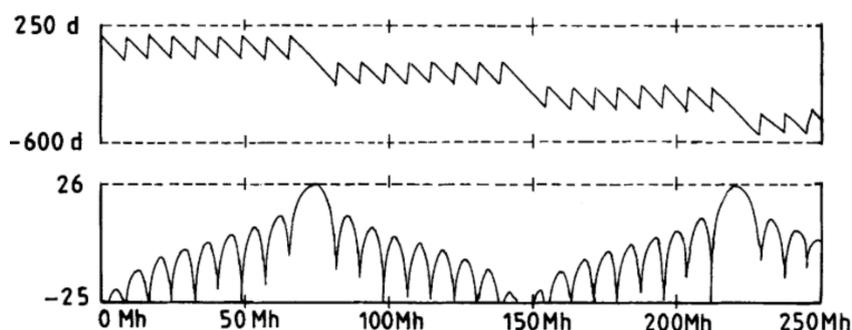


Figura 3.8: Resultados de Bhattacharyya. Acima, a curva de fase e abaixo, a de ganho. A frequência central do filtro é de 74,4 MHz, com IDT de nove pares de dedos. [25] (Modificada).

sem discutir a simulação de um dispositivo SAW completo ou detalhar a aplicação do teorema de Foster.

Para simular um IDT apodizado (ou seja, com diferentes entrelaçamentos de dedos) Yu [27] propõe utilizar a metodologia de linhas de transmissão como defendido inicialmente por Morris [50]. Com isso, um IDT completo é representado com o equivalente da Figura 3.9, com apenas uma linha de transmissão. Para fazer isso, foi necessário incluir parâmetros que são funções da frequência no transformador da Figura 3.9. Portanto, apesar de ser compacto, o modelo permite apenas simulações no domínio da frequência.

Outro destaque importante é o trabalho de Barbosa [54], que utiliza o modelo compacto

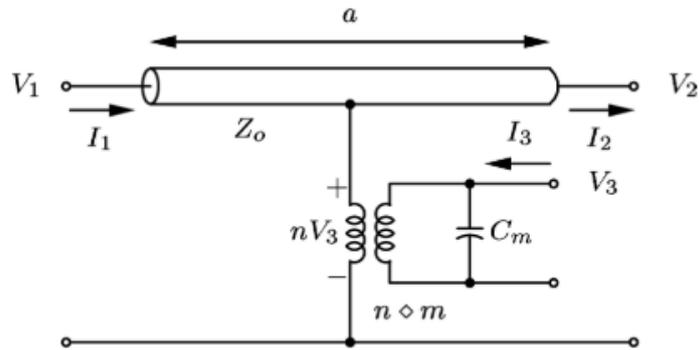


Figura 3.9: Equivalente de Mason utilizando linha de transmissão [27].

de Nakamura, mostrado na Figura 3.4. Utilizando as equações da teoria COM, Barbosa implementa um modelo simulável para um ressonador SAW, utilizando ainda linhas de transmissão para substituir impedâncias concentradas, resultando numa curva de ganho similar à esperada, mas sem discorrer sobre a característica de fase ou sobre simulações no domínio do tempo.

Como alternativa à simulação em SPICE, Pulido [23] desenvolveu uma metodologia de simulação transiente que aceita a declaração de um dispositivo utilizando impedâncias dependentes da frequência. Para aplicar esse método, cada circuito deve ser manualmente analisado, gerando sistemas de equações baseados nas leis de Kirchhoff. Então, se utiliza a IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) em cada iteração da solução para trazer as admitâncias de (2.19) e (2.20) para o domínio do tempo. O autor afirma que essa metodologia é capaz de simular qualquer dispositivo linear ou não linear a partir de equações de impedância ou admitância no domínio da frequência.

Dentre os trabalhos discutidos, poucos [23, 54, 55] simularam dispositivos SAW completos. Além disso, nenhum trabalho relacionado ao teorema de Foster abordou em detalhes sua implementação, citando apenas livros antigos de teoria de redes. Não foram encontradas também comparações de diferentes tipos de modelos em simulação ou discussões sobre as limitações das aproximações e equacionamentos utilizados. Por isso um dos focos deste trabalho é comparar diversas alternativas de modelagem para um mesmo dispositivo, encontrando as limitações de cada uma.

Capítulo 4

Desenvolvimento dos Modelos

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento de todos os modelos usados neste trabalho. Dois deles se referem ao modelo aproximado de um IDT a partir da solução das equações diferenciais de propagação, mostrada em (2.12). Essa implementação utiliza impedâncias concentradas que são funções trigonométricas da frequência. Primeiramente é apresentada uma discussão sobre a aproximação dessas funções através do teorema de Foster, utilizado por Bhattacharyya [25].

A metodologia de Bhattacharyya utiliza quantidades fixas de pares LC para realizar a aproximação desejada. Durante esta dissertação, esse método foi replicado e expandido para diferentes quantidades, em busca de uma lei geral de formação para os valores de indutores e capacitores utilizados no modelo. A generalização desejada só foi encontrada ao utilizar outro método para aproximar as impedâncias, baseado no teorema de Mittag-Leffler, que expande funções complexas em séries de frações parciais [56]. Outra abordagem está relacionada à equivalência entre as equações diferenciais de propagação acústica e as equações do telégrafo, apresentadas em (2.32), de acordo com a metodologia apresentada por Leach [38], resultando em modelos com componentes distribuídos.

Por último, são discutidas formas de representar todo o sensor SAW num só modelo, permitindo fácil ajuste por projetistas de circuito que o utilizem num simulador.

4.1 Modelo de componentes concentrados

Para implementar o modelo de Mason, desenvolvido a partir da solução das equações diferenciais e mostrado na Figura 4.1, é necessário transformar em elementos básicos as impedâncias

$$Z_{TAN} = jR_0 \tan\left(\frac{\pi f}{2 f_0}\right), \quad (4.1)$$

$$Z_{CSC} = -jR_0 \csc\left(\pi \frac{f}{f_0}\right), \quad (4.2)$$

tal que R_0 é a resistência característica do dispositivo, f é a frequência de operação e f_0 é a frequência central do filtro. Ao longo deste capítulo, apenas a letra j representa a unidade imaginária.

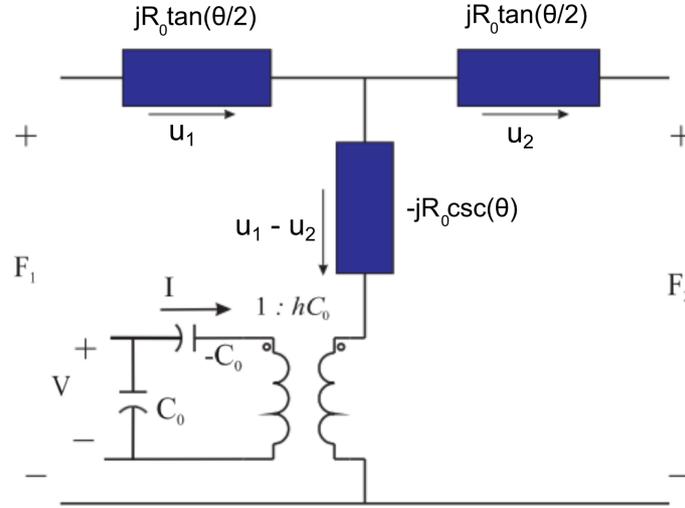


Figura 4.1: Modelo de Mason para propagação unidimensional em um dispositivo de ondas acústicas de volume [39] (Modificada).

Com inspiração no trabalho de Bhattacharyya [25], o teorema de Foster [24] foi aplicado para encontrar o valor de indutores e capacitores conectados para representarem as impedâncias de interesse.

4.1.1 Teorema de Foster

O teorema de Foster permite representar qualquer impedância Z dada na forma de função racional da frequência, completamente determinada por seus pólos (pontos de anti-ressonância) e zeros (pontos de ressonância), a não ser por uma constante H . Mais precisamente, a impedância

$$Z = -jH \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_3^2 - \omega^2)(\omega_5^2 - \omega^2) \dots (\omega_{2n-1}^2 - \omega^2)}{\omega(\omega_2^2 - \omega^2)(\omega_4^2 - \omega^2) \dots (\omega_{2n}^2 - \omega^2)}, \quad (4.3)$$

pode ser representada por circuitos ressonantes em paralelo, ou anti-ressonantes em série, mostrados na Figura 4.2. O teorema é válido caso $0 \leq \omega_1 \leq \omega_2 \leq \dots \leq \omega_{2n-1} \leq \omega_{2n}$, ou seja, caso os pólos e zeros se alternem à medida que a frequência aumenta.

Para cada caso, os i -ésimos pares LC podem ser calculados como

$$L_i = \frac{1}{C_i \omega_i^2} = \left(\frac{j\omega Z}{\omega_i^2 - \omega^2} \right) \Bigg|_{\omega=\omega_i}; \quad i = 1, 3, \dots, 2n - 1 \text{ (Ressonante)}, \quad (4.4)$$

$$C_i = \frac{1}{L_i \omega_i^2} = \left(\frac{j\omega}{Z(\omega_i^2 - \omega^2)} \right) \Bigg|_{\omega=\omega_i}; \quad i = 0, 2, \dots, 2n \text{ (Anti-ressonante)}. \quad (4.5)$$

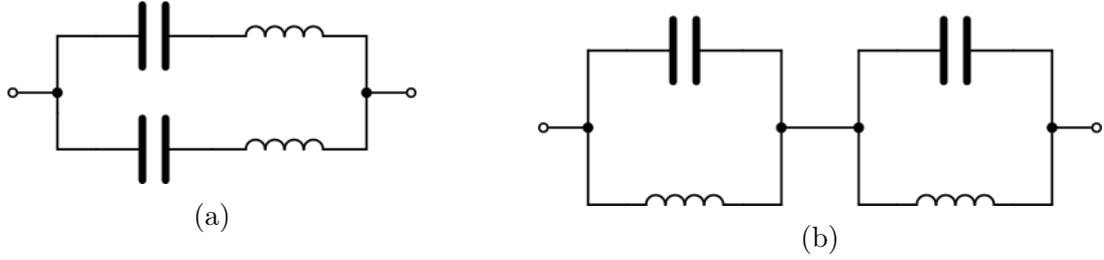


Figura 4.2: (a) Pares LC ressonantes, ligados em paralelo. (b) Pares LC anti-ressonantes, ligados em série.

As duas formas de calcular os circuitos equivalentes são complementares e podem ser relacionadas pelo método que Foster [24] chama de negativo recíproco. Essencialmente, ao fazer a conversão mostrada na Figura 4.3, os zeros e pólos se invertem, e um sinal negativo é adicionado à impedância. Para facilitar o entendimento, um apóstrofe é adicionado aos elementos que passaram pelo processo negativo recíproco.

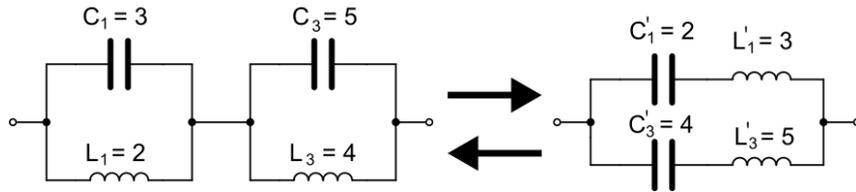


Figura 4.3: Ilustração da aplicação do negativo recíproco, em que os valores de indutores e capacitores são trocados, e conexões anti-ressonantes em série se tornam ressonantes em paralelo.

Com isso, é possível encontrar os equivalentes para tangente e cossecante, desde que sejam representados como sequências de pólos e zeros. Um detalhe importante é que, como são funções periódicas, possuem infinitos pólos e zeros e precisariam de infinitos pares LC para serem fielmente aproximadas. As deduções mostradas a seguir correspondem a três períodos da função, situação classificada como $n = 3$, que é o único caso investigado pelos trabalhos na literatura. Neste trabalho, a variável n é denotada como ordem de aproximação e varia de um a cinco. Além disso, todo o desenvolvimento foi feito para obter circuitos anti-ressonantes em série, como na Figura 4.2b.

Tangente

O primeiro passo da aproximação da tangente com $n = 3$ é a identificação dos três pares de pólos e zeros, além da escolha de um ponto arbitrário, usado para determinar a constante H . Para tal, considera-se o gráfico na Figura 4.4, que apresenta uma estrutura de pólos e zeros tal que

$$Z_{TAN} = jH\omega \frac{(4\omega_0^2 - \omega^2)(16\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)(9\omega_0^2 - \omega^2)(25\omega_0^2 - \omega^2)}, \quad (4.6)$$

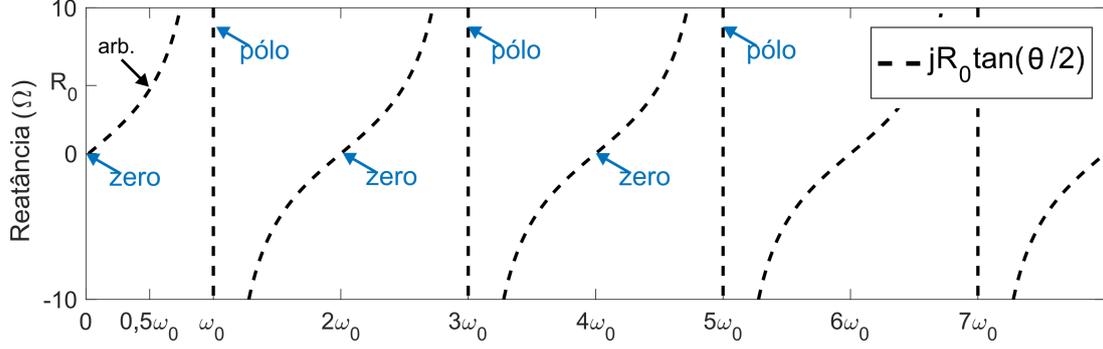


Figura 4.4: Gráfico da impedância Z_{TAN} , com $\theta = \pi(f/f_0) = \pi(\omega/\omega_0)$.

e o ponto arbitrário escolhido, por simplicidade, foi $Z_{TAN}(0,5\omega_0) = jR_0$. Essa impedância possui um zero em zero, o que torna difícil a aplicação direta do teorema de Foster. Por isso, a metodologia do recíproco negativo foi aplicada, obtendo uma impedância

$$Z'_{TAN} = -jH' \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)(9\omega_0^2 - \omega^2)(25\omega_0^2 - \omega^2)}{\omega(4\omega_0^2 - \omega^2)(16\omega_0^2 - \omega^2)}, \quad (4.7)$$

com o ponto arbitrário modificado $Z'_{TAN}(0,5\omega_0) = 1/Z_{TAN}(0,5\omega_0) = -j/R_0$. Assim, ao aplicar (4.4) e realizar a troca ilustrada na Figura 4.3, é obtido o circuito anti-ressonante que representa a tangente. Fazendo $Z'_{TAN}(0,5\omega_0) = -j/R_0$ e isolando H , obtém-se

$$H' = \frac{2}{11R_0\omega_0}. \quad (4.8)$$

Avaliando (4.4) para $i = 1, 3, 5$ e já executando as trocas entre indutores e capacitores, necessárias para o negativo recíproco,

$$\begin{cases} C_1 = L_1' \approx \frac{0,7758}{R_0\omega_0}, & L_1 = C_1' \approx 1,2891 \frac{R_0}{\omega_0}; \\ C_3 = L_3' \approx \frac{0,6649}{R_0\omega_0}, & L_3 = C_3' \approx 0,1671 \frac{R_0}{\omega_0}; \\ C_5 = L_5' \approx \frac{0,3694}{R_0\omega_0}, & L_5 = C_5' \approx 0,1083 \frac{R_0}{\omega_0}. \end{cases} \quad (4.9)$$

Os valores obtidos são os mesmos obtidos por Fu [51], e equivalem a pares LC anti-ressonantes conectados em série. Ao avaliar numericamente a impedância total para quaisquer valores de R_0 e ω_0 , o gráfico da Figura 4.5 é obtido, confirmando que o método foi aplicado corretamente. De forma geral, um circuito equivalente para a tangente tem o formato mostrado na Figura 4.6.

O mesmo processo foi repetido para $n = 1$ a 5. Apesar de uma representação genérica não ter sido encontrada, foi obtida a Tabela 4.1, que pode ser usada para avaliar os componentes diretamente, com cada coluna sendo referente a uma ordem de aproximação. Na tabela, estão contidos os valores de capacitâncias normalizadas C_i^* , que são usados

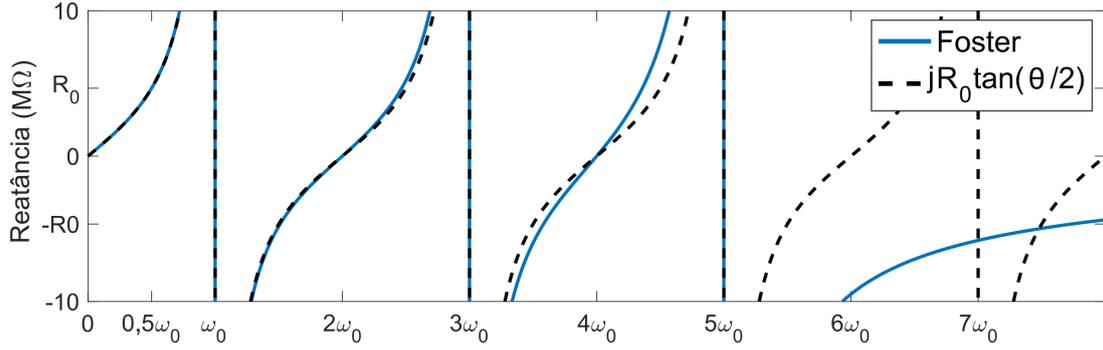


Figura 4.5: Gráfico da impedância Z_{TAN} com sua aproximação pelo teorema de Foster.

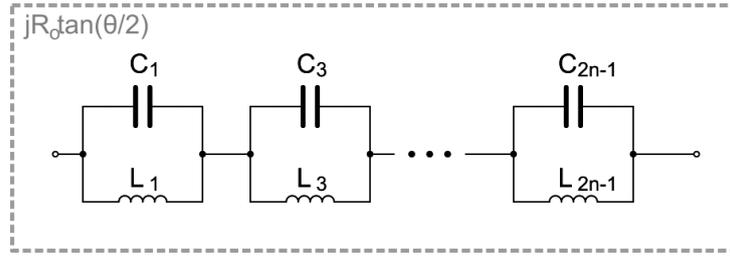


Figura 4.6: Forma geral da aproximação de Z_{TAN} com pares LC.

para obter as capacitâncias e indutâncias fazendo

$$C_i = \frac{C_i^*}{R_0 \omega_0}, \quad (4.10)$$

$$L_i = \frac{1}{i^2 C_i \omega_0^2}. \quad (4.11)$$

Tabela 4.1: Capacitância normalizada C_i^* para diferentes aproximações (n) da função tangente.

$i \backslash n$	1	2	3	4	5
1	2/3	16/21	256/330	2048/2625	32768/41895
3	-	16/35	256/385	2048/2835	32768/43890
5	-	-	256/693	2048/3465	32768/48906
7	-	-	-	2048/6435	65536/122265
9	-	-	-	-	65536/230945

Cossecante

A aplicação do teorema no caso da cossecante não é tão direta quanto a tangente pois, como mostrado na Figura 4.7, não há alternância evidente entre zeros e pólos na curva tracejada. No entanto, se a função cossecante for separada como soma das duas funções mostradas pelas linhas sólidas no gráfico, as condições do teorema são garantidas.

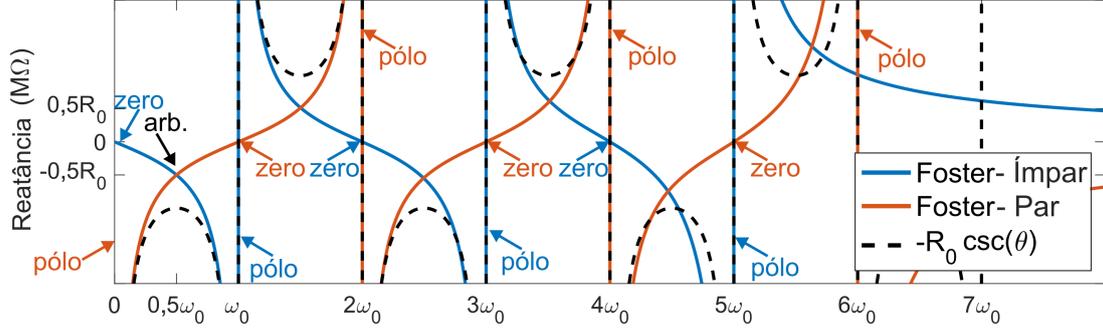


Figura 4.7: Impedância Z_{CSC} como soma de duas funções.

Iniciando pela curva azul da Figura 4.7, o gráfico parte da origem e, em ω_0 , tende a $-\infty$, similar a uma tangente negativa. Por conta disso, o método tem a mesma aplicação que o caso anterior, que utiliza o negativo recíproco, com a diferença de um sinal negativo, ou seja,

$$Z'_{CSC_{imp}} = jH' \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)(9\omega_0^2 - \omega^2)(25\omega_0^2 - \omega^2)}{\omega(4\omega_0^2 - \omega^2)(16\omega_0^2 - \omega^2)}, \quad (4.12)$$

com o ponto arbitrário determinado em $Z'_{CSC_{imp}}(0,5\omega_0) = -2j/R_0$, resultando em

$$H' = \frac{-4}{11R_0\omega_0}. \quad (4.13)$$

Então, avaliando (4.4) para $i = 1, 3, 5$, trocando capacitores por indutores como exigido pelo método negativo recíproco,

$$\begin{cases} C_1 = L_1' \approx \frac{-1,5515}{R_0\omega_0}, & L_1 = C_1' \approx -0,6445 \frac{R_0}{\omega_0}; \\ C_3 = L_3' \approx \frac{-1,3299}{R_0\omega_0}, & L_3 = C_3' \approx -0,0835 \frac{R_0}{\omega_0}; \\ C_5 = L_5' \approx \frac{-0,7388}{R_0\omega_0}, & L_5 = C_5' \approx -0,0541 \frac{R_0}{\omega_0}. \end{cases} \quad (4.14)$$

Para determinar a segunda parte da cossecante, observa-se que a curva vermelha na Figura 4.7 começa por um pólo na origem, então não é necessário aplicar o negativo recíproco para encontrar os pares anti-ressonantes. A equação que determina essa impedância é

$$Z_{CSC_{par}} = -jH \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)(9\omega_0^2 - \omega^2)(25\omega_0^2 - \omega^2)}{\omega(4\omega_0^2 - \omega^2)(16\omega_0^2 - \omega^2)(36\omega_0^2 - \omega^2)}, \quad (4.15)$$

tal que $Z_{CSC_{par}}(0,5\omega_0) = -jR_0/2$, então

$$H = \frac{13}{4}\omega_0 R_0. \quad (4.16)$$

Avaliando (4.5) para $i = 0, 2, 4, 6$, são obtidos os componentes

$$\left\{ \begin{array}{l} C_0 \approx \frac{3,1507}{\omega_0 R_0}; \\ C_2 \approx \frac{1,5004}{R_0 \omega_0}, \quad L_2 \approx 0,1666 \frac{R_0}{\omega_0}; \\ C_4 \approx \frac{1,2503}{R_0 \omega_0}, \quad L_4 \approx 0,0500 \frac{R_0}{\omega_0}; \\ C_6 \approx \frac{0,6820}{R_0 \omega_0}, \quad L_6 \approx 0,0407 \frac{R_0}{\omega_0}. \end{array} \right. \quad (4.17)$$

A maior diferença entre este caso e os anteriores é a presença do capacitor C_0 , que não está em paralelo com nenhum indutor e surge como consequência do pólo na origem. Ao somar $Z_{CSC_{par}} + Z_{CSC_{imp}}$, ou seja, colocando em série todos os pares LC obtidos para cossecante como na Figura 4.8, obtém-se a função mostrada na Figura 4.9. Da mesma forma que na aproximação da tangente, os valores encontrados para $n = 3$ são confirmados pelo trabalho de Fu [51].

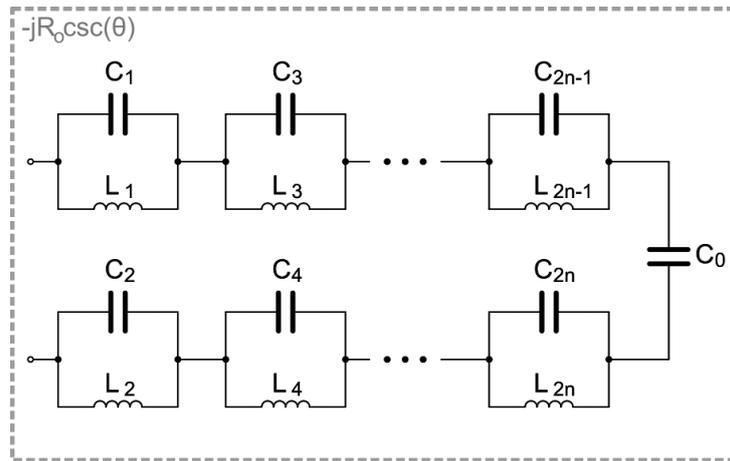


Figura 4.8: Forma geral da aproximação de Z_{CSC} com pares LC.

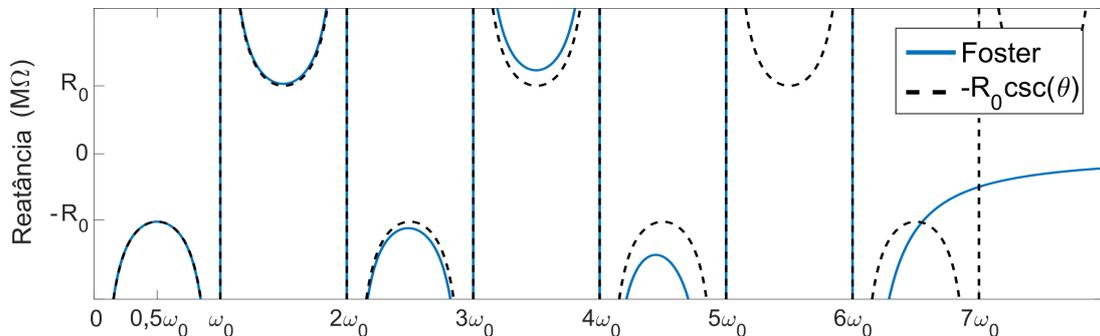


Figura 4.9: Impedância Z_{CSC} e sua aproximação pelo teorema de Foster.

Esse procedimento foi aplicado para cinco casos, alterando o número de períodos aproximados da função cossecante, de forma que os componentes podem ser calculados a partir da Tabela 4.2 em conjunto com (4.10) e (4.11). É importante notar que a

representação da cossecante precisa do dobro de pares LC em relação à tangente, além de um capacitor adicional, indicado pela linha $i = 0$ na tabela.

Tabela 4.2: Capacitância normalizada C_i^* para diferentes aproximações (n) da função cossecante.

$i \backslash n$	1	2	3	4	5
0	16/5	256/81	1024/325	65536/20825	262144/83349
1	-4/3	-32/21	-256/165	-4096/2625	-65536/41895
2	16/15	64/45	2048/1365	8192/5355	262144/169785
3	-	-32/35	-512/385	-4096/2835	-32768/21945
4	-	256/315	1024/819	16384/11781	65536/45045
5	-	-	-512/693	-4096/3465	-32768/24453
6	-	-	2048/3003	8192/7293	524288/405405
7	-	-	-	-4096/6435	-131072/122265
8	-	-	-	65536/109395	262144/255255
9	-	-	-	-	-131072/230945
10	-	-	-	-	524288/969969

Como não foi possível obter equações genéricas a partir do teorema de Foster para qualquer aproximação (n), outro método foi investigado para deduzir a representação dessas funções trigonométricas como pares LC.

4.1.2 Teorema de Mittag-Leffler

Como alternativa ao teorema de Foster, um resultado do teorema de Mittag-Leffler pode ser utilizado para aproximar as impedâncias desejadas. Essa metodologia é conhecida na eletrônica [57], mas não foram encontrados trabalhos que a utilizam para dispositivos SAW. Esse teorema fornece uma decomposição de funções meromorfas como soma de frações parciais.

Funções meromorfas são funções complexas, contínuas e diferenciáveis, exceto por pontos de indefinição, seus pólos. As funções tangente e cossecante se encaixam nessa definição, e a aplicação do teorema produz

$$\pi \tan(\pi z) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{8z}{(2i+1)^2 - 4z^2}, \quad (4.18)$$

$$\csc(z) = \frac{1}{z} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i 2z}{z^2 - (i\pi)^2}. \quad (4.19)$$

Observando as equações, nota-se que as frações parciais são de segunda ordem, do tipo $z/(z^2 + p^2)$, o que indica que podem ser representadas por pares LC. A única fração diferente é $1/z$, um pólo na origem representado por um capacitor em série. Neste método, a ordem de aproximação (n) é a quantidade de termos utilizados na soma. Cada termo

é comparado à impedância de pares LC para encontrar o valor dos componentes, como mostrado nas subseções seguintes.

Tangente

Um par LC anti-ressonante possui impedância determinada por

$$Z_{LC} = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + 1/LC} = j\sqrt{\frac{L}{C}} \frac{\omega/\omega_{LC}}{1 - \omega^2/\omega_{LC}^2}, \quad (4.20)$$

tal que $\omega_{LC} = 1/\sqrt{LC}$. Para fazer a equivalência de termos, primeiro é necessário colocar o termo genérico da tangente nesse mesmo formato, ou seja, multiplicando os dois lados de (4.18) por jR_0/π e substituindo z por $(1/2)(\omega/\omega_0)$. Com isso, obtém-se

$$jR_0 \tan\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right) = \sum_{i=0}^{\infty} j \frac{4R_0}{\pi(2i+1)} \frac{\omega/[\omega_0(2i+1)]}{1 - \omega^2/[\omega_0^2(2i+1)^2]}. \quad (4.21)$$

Para que (4.21) seja representado como pares anti-ressonantes em série, é necessário que cada termo da soma seja igual ao valor da impedância de um par LC, o que resulta em

$$\begin{cases} \frac{4R_0}{\pi(2i+1)} = \sqrt{\frac{L_{2i+1}}{C_{2i+1}}}; \\ \omega_0(2i+1) = \frac{1}{\sqrt{L_{2i+1}C_{2i+1}}}. \end{cases} \quad (4.22)$$

O sistema pode então ser resolvido para encontrar

$$L_{2i+1} = \frac{4R_0}{\pi\omega_0(2i+1)^2}, \quad C_{2i+1} = \frac{\pi}{4R_0\omega_0}; \quad i = 0, 1, 2, \dots, n-1. \quad (4.23)$$

Com isso, podem ser calculados indutores e capacitores para aproximar a tangente de forma genérica, para quantos períodos forem necessários. Nesta metodologia, o valor da capacitância é constante, pois não depende de i , o que indica que, mesmo com a mesma quantidade de componentes, a aproximação utilizando o teorema de Mittag-Leffler difere da resultante do teorema de Foster.

Cossecante

Para realizar a equivalência com a função cossecante, o primeiro passo é multiplicar os dois lados de (4.19) por $-jR_0$ e substituir z por $\pi\omega/\omega_0$, obtendo

$$-jR_0 \csc\left(\pi \frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{1}{j\omega\pi/(\omega_0 R_0)} + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i j \frac{2R_0}{i\pi} \frac{\omega/(\omega_0 i)}{1 - \omega^2/(\omega_0^2 i^2)}. \quad (4.24)$$

O primeiro termo é facilmente mapeado para a impedância de um capacitor definido por

$$C_0 = \frac{\pi}{\omega_0 R_0}. \quad (4.25)$$

Já os termos da soma devem ser mapeados para pares LC. Neste caso, a correspondência foi feita a cada dois termos, para dois pares LC, com a notação da Figura 4.10. Focando apenas no termo da soma para $i = 2k - 1$ e $i = 2k$ e fazendo uma mudança de variáveis $s = j\omega$, obtém-se a relação

$$\frac{2R_0\omega_0}{\pi} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2(2k)^2} - \frac{s}{s^2 + \omega_0^2(2k-1)^2} \right). \quad (4.26)$$

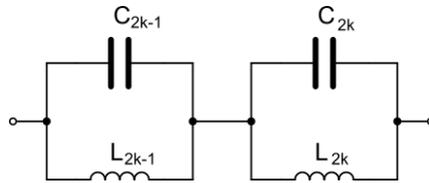


Figura 4.10: Indutores e capacitores para os termos de (4.26).

Simultaneamente, a impedância de dois pares LC em série é

$$\frac{s^3(L_{2k-1}C_{2k-1}L_{2k} + L_{2k-1}L_{2k}C_{2k}) + s(L_{2k-1} + L_{2k})}{s^4(L_{2k-1}C_{2k-1}L_{2k}C_{2k}) + s^2(L_{2k-1}C_{2k-1} + L_{2k}C_{2k}) + 1}, \quad (4.27)$$

e esse termo deve ser igualado a (4.26), produzindo um sistema de quatro equações e quatro variáveis que, ao ser resolvido, resulta em

$$\begin{cases} L_{2k-1} = \frac{-2R_0}{\omega_0\pi(4k^2 - 4k + 1)}, & C_{2k-1} = \frac{-\pi}{2R_0\omega_0}, \\ L_{2k} = \frac{R_0}{2k^2\omega_0\pi}, & C_{2k} = \frac{\pi}{2R_0\omega_0}. \end{cases} ; k = 1, 2, \dots, n. \quad (4.28)$$

Para a tangente e a cossecante, os teoremas de Mittag-Leffler e de Foster produzem as mesmas topologias de circuito, mostradas nas Figuras 4.6 e 4.8. O teorema de Mittag-Leffler, no entanto, tem um resultado genérico, e para aumentar a ordem de aproximação basta avaliar mais iterações de k e i .

Com o método de Foster ou Mittag-Leffler, já é possível representar um par de dedos de um IDT como na Figura 2.15b em um ambiente de simulação de circuitos. Como mostrado nos resultados deste trabalho, no capítulo 5, as metodologias que envolvem pares LC apresentam problemas de simulação. Por conta disso, uma forma de representação alternativa, que faz uso de linhas de transmissão, foi investigada.

4.2 Modelo de componentes distribuídos

Em contraste à utilização do modelo de Mason, que é baseado na solução das equações diferenciais de propagação unidimensional, o modelo de componentes distribuídos é baseado na analogia entre as equações do telégrafo sem perdas e as equações piezoelétricas. A dedução a seguir está resumida em [38], mas é incluída neste texto por completude.

Observando a Figura 2.14, o transdutor piezoelétrico é excitado por duas placas paralelas de área A_x , separadas por uma distância l_x . Com isso, é possível definir a capacitância entre placas C_0 e o campo elétrico E no dispositivo como

$$C_0 = \frac{\epsilon A_x}{l_x}, \quad (4.29)$$

$$E = \frac{v}{l_x}. \quad (4.30)$$

Isolando l_x na equação do capacitor e substituindo na do campo elétrico,

$$E = \frac{v C_0}{\epsilon A_x}. \quad (4.31)$$

Além disso, o deslocamento das partículas é a integral de sua velocidade, então, no domínio da frequência,

$$\zeta = \frac{u}{s}. \quad (4.32)$$

Com isso, (2.11b) pode ser manipulada para

$$\frac{du}{dz} = -\frac{s}{c A_z} f + \frac{sh}{c} D. \quad (4.33)$$

Ademais, por (2.11c),

$$D = \epsilon \left(E + \frac{h}{s} \frac{du}{dz} \right). \quad (4.34)$$

Substituindo (4.34) em (4.33),

$$\frac{du}{dz} = -\frac{s}{A_z(c - \epsilon h^2)} \left[f - \frac{h C_0 A_z}{A_x} v \right]. \quad (4.35)$$

É importante notar o termo entre colchetes em (4.35). Para que a equivalência com as equações do telégrafo seja válida, é necessário que esse esteja presente na outra equação de propagação (2.11a), repetida por conveniência,

$$\frac{df}{dz} = -\rho A_z s u. \quad (4.36)$$

Considerando um eletrodo uniforme e ideal, o campo elétrico não varia com a dimensão

z , então $dE/dz = 0$, logo, por (4.31),

$$\frac{d}{dz} \left[\frac{vC_0}{\epsilon A_x} \right] = 0. \quad (4.37)$$

Então, multiplicando os dois lados pelo termo constante $hA_z\epsilon$,

$$\frac{d}{dz} \left[\frac{hC_0A_z}{A_x} v \right] = 0. \quad (4.38)$$

Como essa derivada é nula, pode ser subtraída apenas de um lado de (4.36), resultando em

$$\frac{d}{dz} \left[f - \frac{hC_0A_z}{A_x} v \right] = -\rho A_z s u. \quad (4.39)$$

O último passo para fazer a equivalência é encontrar a equação de tensão entre os eletrodos a partir de (2.11c), que pode ser integrada entre 0 e l_x para obter

$$v = \frac{h}{s} [u_1 - u_2] + \frac{1}{C_0 s} i. \quad (4.40)$$

Logo, o sistema de equações de propagação pode ser reescrito no formato das equações do telégrafo, tal que

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dz} \left[f - \frac{hC_0A_z}{A_x} v \right] = -\rho A_z s u; \quad (4.41a) \\ \frac{du}{dz} = -\frac{s}{A_z(c - \epsilon h^2)} \left[f - \frac{hC_0A_z}{A_x} v \right]; \quad (4.41b) \\ v = \frac{h}{s} [u_1 - u_2] + \frac{1}{C_0 s} i. \quad (4.41c) \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV(z)}{dz} = -sL'I(z); \quad (4.42a) \\ \frac{dI(z)}{dz} = -sC'V(z). \quad (4.42b) \end{array} \right.$$

A partir de uma equivalência entre cada termo, os parâmetros da linha de transmissão podem ser encontrados como

$$\left\{ \begin{array}{l} V(z) = f - \frac{hC_0A_z}{A_x} v, \quad I(z) = u; \\ L' = \rho A_z, \quad C' = \frac{1}{A_z(c - \epsilon h^2)}. \end{array} \right. \quad (4.43)$$

Usando (2.34) e (2.35), é possível calcular a impedância característica e a velocidade de propagação na linha, denotada por u_p para não ser confundida com a velocidade no substrato piezoelétrico u , como

$$Z_0 = A_z \sqrt{\rho(c - \epsilon h^2)}, \quad u_p = \sqrt{\frac{c - \epsilon h^2}{\rho}}. \quad (4.44)$$

Para finalizar o equivalente, é necessário garantir que (4.41c) é válida. Isso é feito a partir da conexão do circuito da Figura 4.11a. Esse circuito é problemático, pois a fonte

controlada na entrada de tensão possui um ganho dependente da frequência (termo s). Esse termo pode ser removido por meio de um equivalente de Norton, substituindo a fonte de tensão por uma fonte de corrente, conforme a Figura 4.11b. Isso é possível pois a tensão sobre a fonte de corrente é a mesma tensão sobre o capacitor, de forma que

$$v = \frac{1}{sC_0} C_0 h(u_1 - u_2) = \frac{h}{s}(u_1 - u_2). \quad (4.45)$$

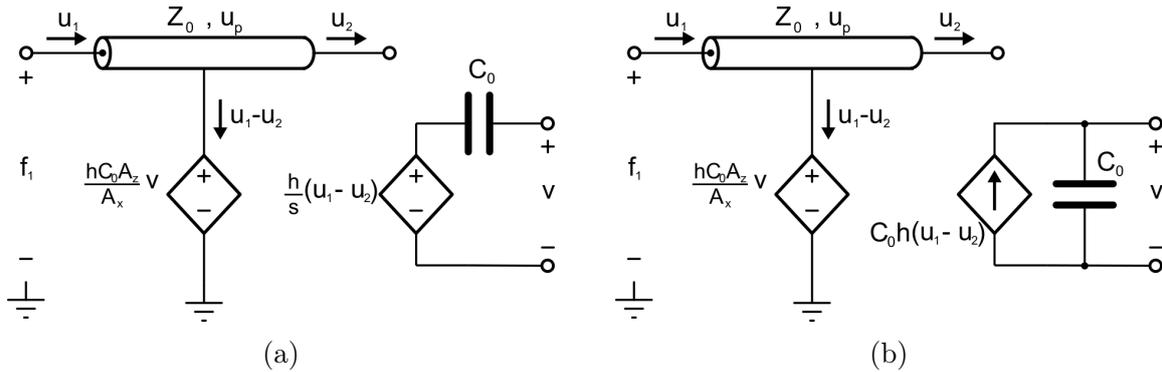


Figura 4.11: (a) Equivalente de um dispositivo BAW com linha de transmissão. (b) Circuito equivalente sem termos dependentes da frequência.

Isso conclui a dedução de um modelo de componentes distribuídos para dispositivos BAW. Para utilizá-lo num dispositivo SAW, basta substituir a impedância da linha por R_0 conforme (2.13), e o tempo de atraso da linha será o mesmo tempo que a onda acústica leva para atravessar a seção do IDT modelada. Os parâmetros das fontes controladas também podem ser avaliados de acordo com a geometria do IDT, mas, nos trabalhos com impedâncias concentradas, geralmente é utilizado um transformador com relação 1:1 [15]. Alterar a relação de transformação afeta o ganho do sinal injetado no dispositivo, um problema corrigido na seção seguinte, na composição do dispositivo completo.

4.3 Modelo para um dispositivo completo

De acordo com Smith [15], como mostrado na Figura 2.13a, ao compor em série N_s equivalentes de pares de dedos, pode-se formar um transdutor interdigital. Até então, foram avaliados os modelos de um dispositivo BAW, mas, para modelagem correta de um IDT, é necessário considerar que os dedos positivos e negativos estão no caminho da propagação da onda, com espaço vazio entre eles. Essa consideração é apresentada no trabalho de Smith (Figura 2.15b) e, num contexto de simulação, é vantajoso remover o transformador de relação unitária, substituindo-o por uma ligação direta para reduzir a quantidade de componentes simulados. Assim, a estrutura utilizada por Bhattacharyya [25] é obtida, como mostrado na Figura 4.12a. O único componente adicional é o resistor R_s , que representa a pequena resistência de um dedo no IDT, sugerida por Shiba [18].

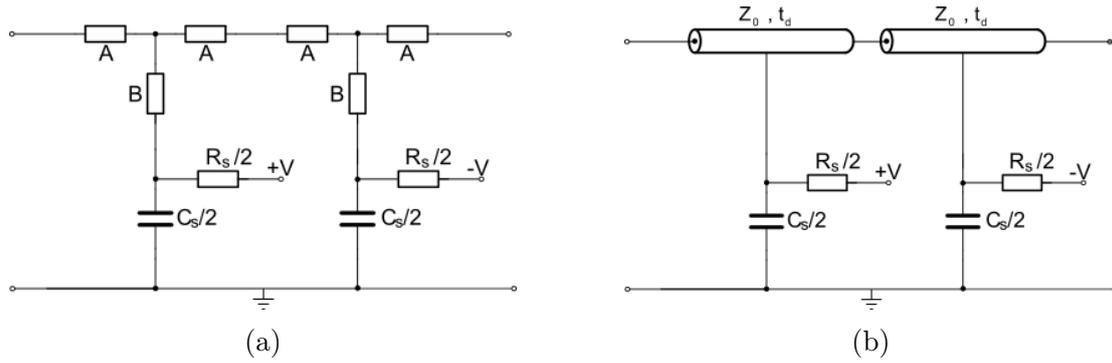


Figura 4.12: Modelo para um par de dedos em um IDT (a) baseado na solução das equações diferenciais. As impedâncias A e B representam a tangente e cossecante, respectivamente. (b) Modelo baseado na analogia entre equações diferenciais.

A consideração de alternância entre dedos positivos e negativos também deve ser feita no modelo com componentes distribuídos. Para isso, para cada par de dedos, as linhas de transmissão se alternam como na Figura 4.12b. A impedância característica da linha é calculada de acordo com

$$R_0 = \frac{1}{f_0 C_s K^2}, \quad (4.46)$$

enquanto o tempo de atraso t_d é o tempo de propagação entre o dedo positivo e o negativo, ou metade do tempo de propagação entre dedos de mesma polaridade, e para IDT regulares pode ser calculado como

$$t_d = \frac{1}{2f_0}. \quad (4.47)$$

É fácil perceber a similaridade apontada por Ballato [42] entre uma linha de transmissão e a estrutura em T de impedâncias quando observam-se os modelos lado-a-lado. De fato, qualquer um dos dois circuitos pode ser utilizado para compor um filtro SAW no formato de linha de atraso, como mostrado na seção seguinte. As diferenças entre os dois equivalentes é discutida com mais detalhes no capítulo 5.

4.3.1 Linha de atraso

Para compor uma linha de atraso, é necessário modelar dois IDT e o espaço entre eles. Na Figura 4.13 é apresentado o modelo inicialmente proposto neste trabalho. A linha de transmissão entre os IDT deve possuir a mesma impedância característica calculada por (2.13), com um tempo de atraso equivalente ao tempo total de propagação entre os transdutores.

Como mostrado na Figura 4.14, um IDT é um dispositivo de três portas: uma elétrica e duas acústicas, e todas podem ser entradas ou saídas. Como o IDT é composto por pares de dedos em série, o primeiro e o último têm uma conexão a menos. No caso do par

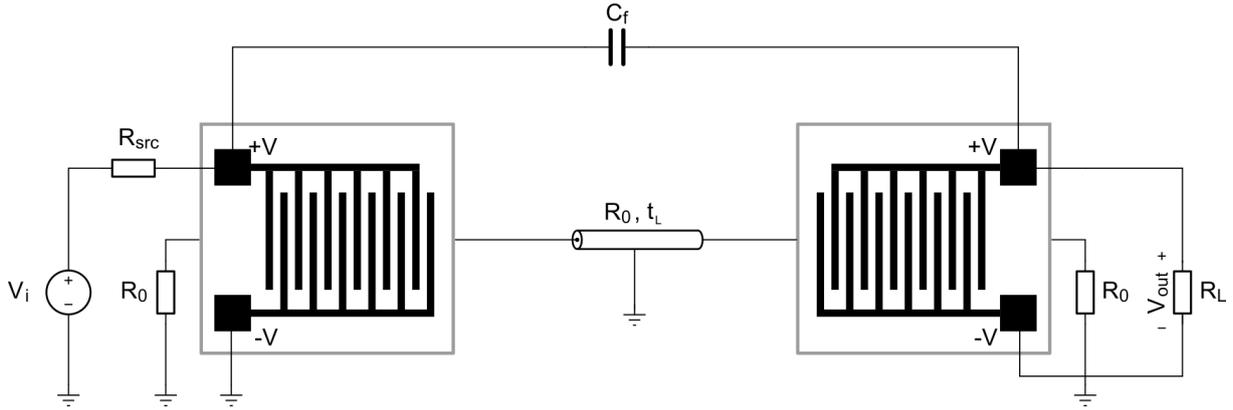


Figura 4.13: Modelo completo de uma linha de atraso SAW.

de dedos à direita do primeiro IDT da Figura 4.13, sua porta acústica livre é conectada à linha de transmissão. Já no caso do par de dedos à esquerda, um resistor de terminação com o mesmo valor da impedância característica pode ser conectado. Essa conexão, como discutido na seção 2.5, modela um substrato infinito, ou seja, não há reflexão nas bordas do dispositivo. Dispositivos reais podem apresentar reflexões de borda, e, se for necessário representá-las, basta mudar o valor dos resistores de terminação.

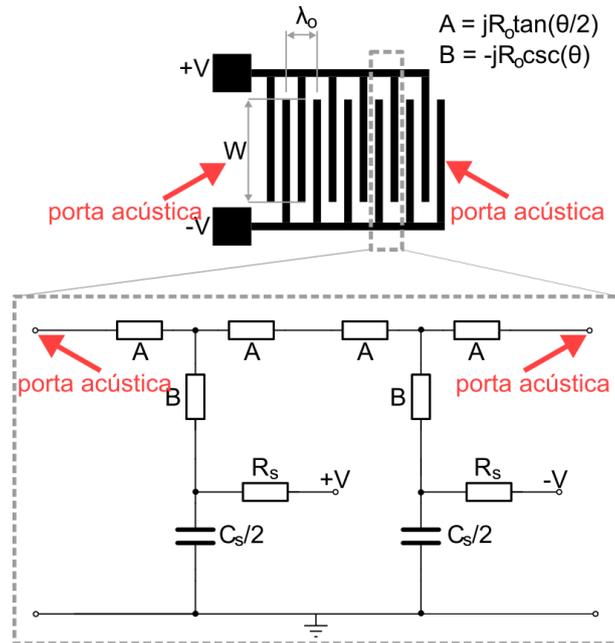


Figura 4.14: Modelo para um IDT com indicação das portas acústicas. Esse modelo é baseado em impedâncias concentradas, mas a mesma interpretação é válida para o modelo com componentes distribuídos.

Outro elemento importante é o capacitor que conecta a entrada à saída no modelo completo. Esse capacitor representa uma separação entre as respostas acústica e eletromagnética do dispositivo, confirmada experimentalmente [58]. O efeito capacitivo se torna ainda mais evidente quando se trabalha com líquidos, devido à variação das constantes

dielétricas [58].

Dessa forma, os principais efeitos de uma linha de atraso SAW são representados em um modelo simulável em SPICE. No entanto, é possível que o modelo não apresente uma resposta de ganho ou fase exata quando comparada com caracterizações do dispositivo. Como os transformadores presentes no modelo BAW foram removidos, é difícil ajustar o ganho do modelo através dos parâmetros presentes no circuito equivalente. Logo, um bloco de circuito pode ser incluído no caminho de propagação para essa finalidade, como discutido a seguir. Em todas as abordagens mostradas, a fase pode ser modificada ao alterar o tempo de atraso da linha de transmissão associada.

4.3.2 Abordagem 1: Propagação unidirecional

A forma mais simples de alterar o ganho de um sinal é utilizando uma fonte controlada por tensão. Para manter as relações de impedância, a fonte deve amostrar o sinal num resistor de valor R_0 e sua impedância de saída também deve ser R_0 , resultando no circuito mostrado pela Figura 4.15.

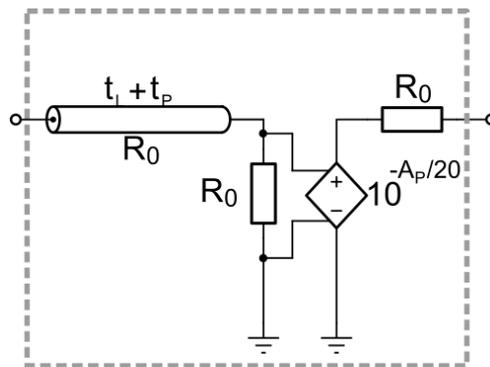


Figura 4.15: Bloco de circuito entre IDT para ajuste de atenuação e fase.

A constante multiplicativa da fonte controlada é tal que é possível definir A_p em dB como um parâmetro no simulador. Simultaneamente, o parâmetro t_p é o responsável por ajustes de tempo. Nesse circuito, a propagação do sinal só acontece da esquerda para a direita, ou seja, as reflexões de sinal não são modeladas. Para resolver isso, outro bloco de circuito pode ser proposto.

4.3.3 Abordagem 2: Propagação bidirecional

Para uma propagação bidirecional de sinal com ajuste de ganho, a solução imediata é um transformador ideal, que pode ser representado com um par fontes controladas como na Figura 4.16.

O problema de utilizar um transformador é que o sinal é amplificado numa direção, enquanto atenuado na outra. Para uma representação física coerente, o sinal deve ser atenuado pelo mesmo valor nas duas direções. Por conta disso, o circuito da Figura 4.17a

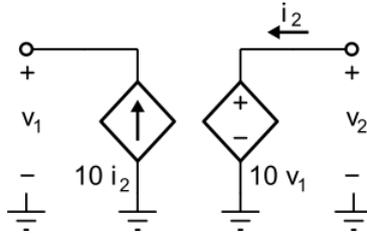


Figura 4.16: Modelo com fontes controladas para um transformador ideal de 1 : 10.

é proposto para o bloco entre os IDT. Para avaliar as relações de ganho, o circuito da Figura 4.17b pode ser considerado, tal que a relação entre tensões de saída (v_o) e entrada (v_i) é determinada pela constante k das fontes controladas, podendo ser calculada como

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_i}{v_o} = \frac{k}{4 + k^2}. \quad (4.48)$$

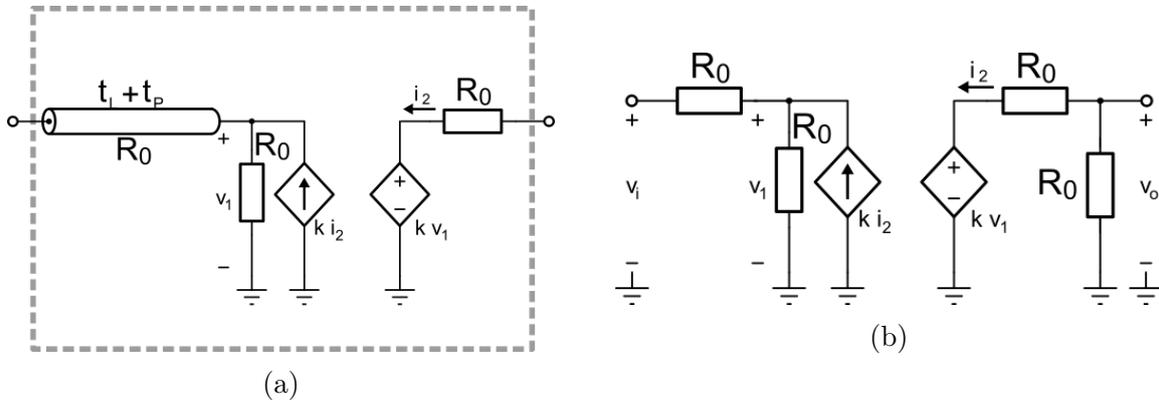


Figura 4.17: (a) Bloco de circuito entre os IDT para ajuste de atenuação e fase, permitindo reflexões. (b) Circuito de testes da topologia proposta.

A relação entre entrada e saída é simétrica, porém não-linear em k . Para um controle direto do modelo, um termo de compensação deve ser aplicado. Considerando um ganho relativo desejado A_v , em V/V , e sabendo que em (4.48) o ganho é $1/5$ para $k = 1$,

$$\frac{A_v}{5} = \frac{k}{4 + k^2}. \quad (4.49)$$

Ao isolar k como função de A_v , o termo de compensação é encontrado como

$$k = \frac{\frac{5}{A_v} + \sqrt{\frac{25}{A_v^2} - 16}}{2}, \quad (4.50)$$

que só é válido para $A_v < 1,25$, ou seja, esse bloco tem funcionamento garantido apenas para atenuações. Para que o usuário possa inserir um termo de atenuação em dB, basta definir

$$A_v = 10^{-\frac{A_p}{20}}. \quad (4.51)$$

Com isso, foram obtidos modelos que compõem os elementos principais de uma linha de atraso SAW, que são seus IDT e o espaço entre eles. No capítulo 5 são apresentados os resultados de testes dos circuitos avaliados, bem como discussões sobre vantagens e desvantagens das topologias usadas.

Capítulo 5

Resultados

Os resultados de simulação dos modelos propostos são apresentados neste capítulo e, para ilustrar as características isoladamente, dois dispositivos SAW são utilizados. O primeiro é virtual, com 10 pares de dedos por IDT, frequência central de 100 MHz , impedância característica de $R_0 = 1\text{ M}\Omega$, e $C_f = 0$. O segundo modelo corresponde ao dispositivo real a ondas de Love fabricado pelo laboratório IMS Bordeaux. Nos dois dispositivos, os resistores de fonte e carga são $R_{src} = R_L = 50\ \Omega$.

Em todos os testes, é utilizada a segunda abordagem de circuito entre os IDT, apresentada na Figura 4.17a. As diferenças entre os dois blocos é clara, pois na abordagem 1 não há reflexões na linha, mas podem ser aplicados ganhos e atenuações para ajuste da resposta, enquanto a segunda abordagem permite reflexões com o custo de aplicar apenas atenuações. O circuito completo utilizado tem a topologia exibida na Figura 5.1.

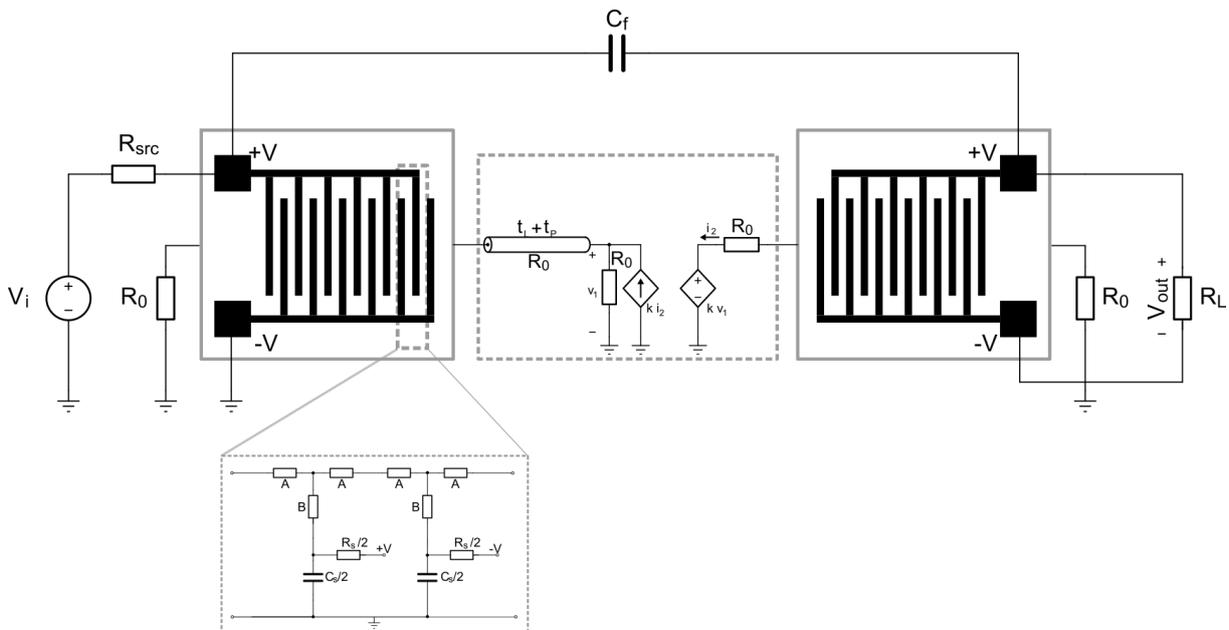


Figura 5.1: Circuito completo implementado. Nesta figura, foi utilizado o modelo com componentes concentrados, mas o modelo com componentes distribuídos poderia ser utilizado sem outras alterações.

Ademais, as simulações foram realizadas no *software* gratuito LTSPICE XVII com todos os parâmetros de simulação em valores padrão, num computador com processador Intel i5-3320M.

5.1 Modelo de linha de atraso virtual

Utilizando o modelo virtual, é possível realizar uma simulação no domínio da frequência e compará-la com os resultados teóricos esperados, como o da Figura 2.11. Ao simular o circuito completo no domínio da frequência entre 1 MHz e 200 MHz para as três formas discutidas de compor o circuito equivalente, são obtidos os resultados da Figura 5.2.

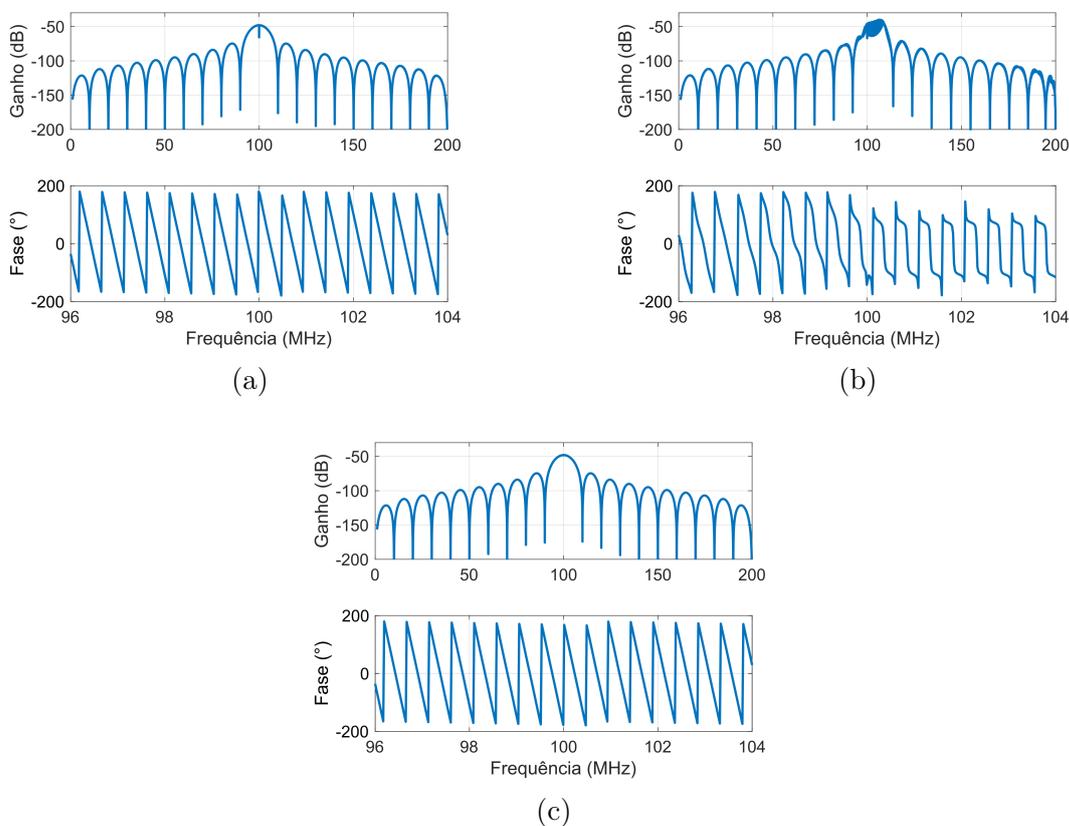


Figura 5.2: Resultados da simulação AC para todos os modelos. O eixo de frequência nos gráficos de fase é alterado para facilitar a visualização. (a) Modelo de componentes concentrados baseado no teorema de Foster, (b) modelo de componentes concentrados baseado no teorema de Mittag-Leffler, (c) modelo de componentes distribuídos, com linhas de transmissão.

No modelo que utiliza o teorema de Foster, o formato é o esperado, tal que o ganho tem o comportamento de $\text{sen}(x)/x$, e a fase é linear. A exceção é que, em frequências próximas à central, a simulação produz valores incorretos. Esse erro é consequência da singularidade do modelo, já discutido desde sua proposição teórica, por Smith [15]. Caso

a simulação AC passe exatamente pela frequência central, o simulador acusa um erro de convergência e não conclui a análise. A singularidade da frequência central não surge no modelo com linhas de transmissão.

O modelo cujos pares LC são calculados através do teorema de Mittag-Leffler apresenta características indesejadas ainda mais evidentes na proximidade da frequência central. O comportamento exibido tem como razão o menor erro de aproximação, ilustrado pela Figura 5.3, relacionado a esse método. Nessa figura, são ilustrados os erros de aproximação apenas para a função tangente, mas o comportamento é análogo para a função cossecante.

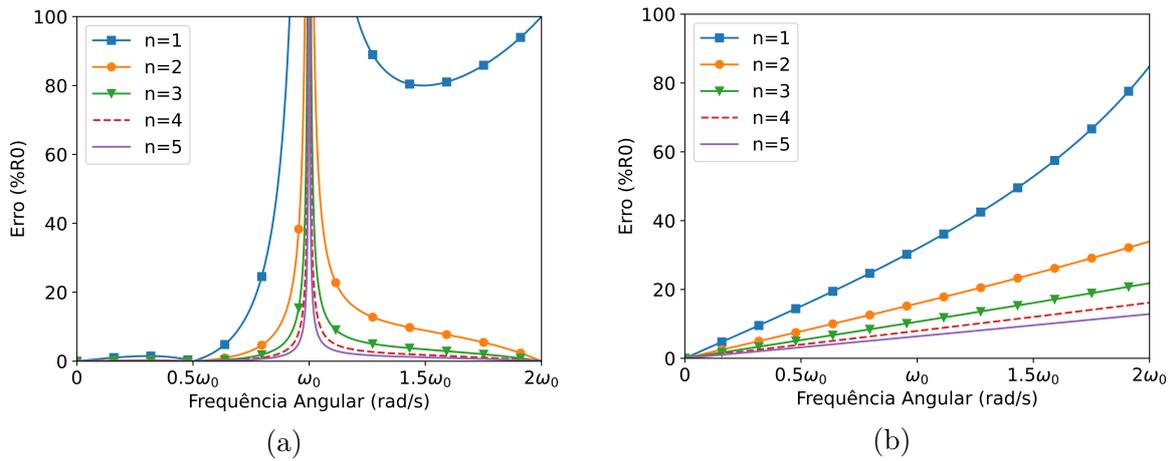


Figura 5.3: Erro de aproximação entre equação da tangente e a aproximação com impedâncias, com variação de ordem de aproximação n para o (a) teorema de Foster, (b) teorema de Mittag-Leffler.

O motivo pelo qual uma melhor aproximação implica um pior comportamento perto da frequência central está relacionado com a solução analítica de Smith [15] para o problema da singularidade, descrito em (2.17). Essencialmente, o modelo é inválido nessa região, então quanto mais próximo do modelo exato, ou seja, menor o erro, mais problemas de simulação ocorrerão. Além do teorema usado, a ordem de aproximação também afeta o erro significativamente. O outro efeito da ordem de aproximação é mais geral e está relacionado a repetições da curva de ganho, como mostrado na Figura 5.4.

Esse comportamento é intuitivo, pois a ordem de aproximação foi definida como a quantidade de períodos da função trigonométrica aproximada por pares LC, então a ordem de aproximação determina também a quantidade de "períodos" da resposta em frequência. No caso do modelo que utiliza linhas de transmissão, a resposta em frequência se repete infinitamente. A ordem de aproximação por pares LC possui diversos efeitos sobre a resposta em frequência e, como um maior n implica mais componentes, o esforço computacional também é afetado, como ilustrado pela Figura 5.5.

Como mostrado no gráfico, conforme a ordem de aproximação aumenta, ou seja, mais pares LC são usados para representar as funções tangente e cossecante, mais tempo e memória são consumidos pelo simulador. Enquanto isso, o modelo de componentes dis-

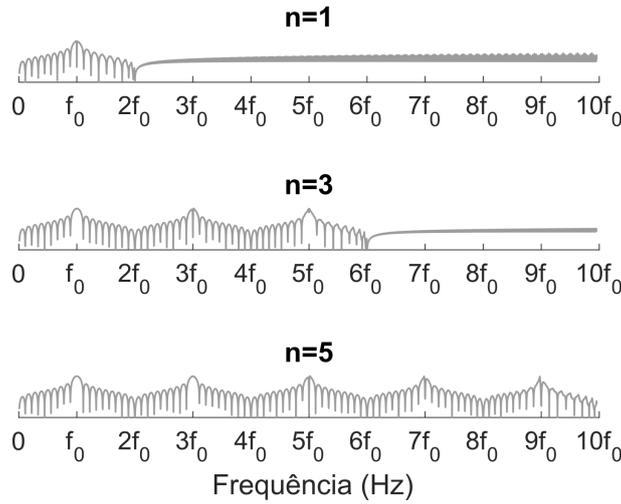


Figura 5.4: Resposta em frequência em banda larga para diferentes valores de n nos modelos de componentes concentrados.

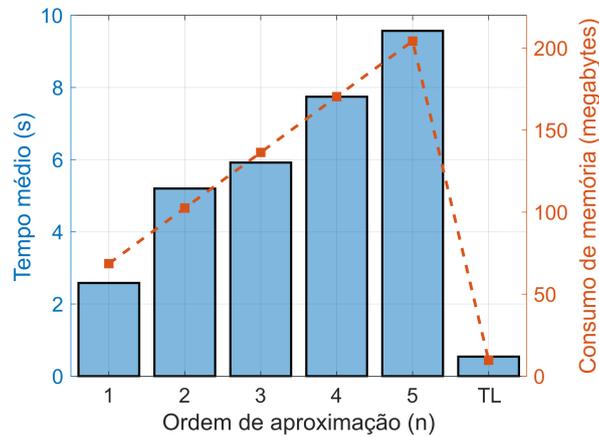


Figura 5.5: Tempo médio de simulação e memória necessária para armazenamento dos dados para uma simulação de 1000 pontos. O modelo com linhas de transmissão foi incluído como TL.

tribuídos, que apresentou o melhor comportamento até então, é também o que menos consome recursos computacionais, pois tem ainda menos elementos que o caso $n = 1$ dos modelos de componentes concentrados.

Na próxima seção, é discutida a capacidade do modelo representar um dispositivo SAW a ondas de Love real, além de serem feitas considerações sobre a simulação no domínio do tempo.

5.2 Modelo de linha de atraso real

Nos experimentos mostrados nesta seção, é utilizada a linha de atraso fabricada pelo IMS Bordeaux e utilizada como sensor. Esse dispositivo é fabricado em quartzo AT, com camada guia de SiO_2 , e os parâmetros de interesse para composição do modelo são

resumidos na Tabela 5.1. A partir das características do dispositivo, as constantes do modelo podem ser calculadas, em especial a impedância característica, a capacitância por seção e resistência por seção. O tempo de atraso da linha e a frequência central também são resultados diretos de medições durante a fabricação do dispositivo.

Tabela 5.1: Parâmetros principais do dispositivo a ondas de Love.

Características do dispositivo				
Acoplamento eletroacústico $k^2 = 1,4\%$ [13]	Capacitância por IDT $C_T = 8,51\text{ pF}$	Resistência por IDT $R_T = 10,1\ \Omega$	Pares de dedos $N_P = 44$	Distância entre os IDT $L = 8,4\text{ mm}$
Constantes de modelo				
Impedância característica $R_0 = 3,17\text{ M}\Omega$	Capacitância por seção $C_s = 0,19\text{ pF}$	Resistência por seção $R_s = 444,4\ \Omega$	Tempo de atraso $t_L = 2\ \mu\text{s}$	Frequência central $f_0 = 116,5\text{ MHz}$

O cálculo da impedância característica se dá de acordo com (2.13), mas ela depende da capacitância por seção. A partir de medições realizadas no processo de fabricação dos IDT, são avaliados R_T e C_T , parâmetros de um IDT inteiro entre os terminais positivo e negativo. Como cada transdutor é composto por pares de dedos em paralelo, as constantes R_s e C_s podem ser avaliadas como

$$C_s = \frac{C_T}{N_P} = 0,19\text{ pF}, \quad (5.1)$$

$$R_s = R_T N_P = 444,4\ \Omega. \quad (5.2)$$

No modelo do dispositivo real também é incluída a capacitância parasita C_f com um valor arbitrário de 10 fF , apenas para visualização de seu efeito. Com isso, a simulação AC resulta no gráfico da Figura 5.6a, colocado ao lado da medição realizada com o analisador de rede vetorial (*vector network analyser*, VNA) Anritsu Master MS2036C, presente na Figura 5.6b.

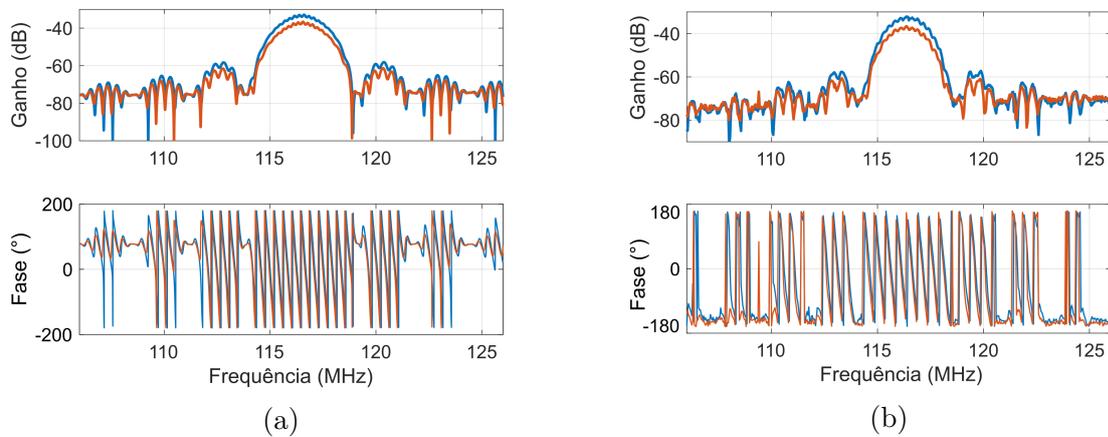


Figura 5.6: Resposta em frequência do dispositivo não perturbado (azul) e perturbado por uma gota de água (vermelho) obtido por: (a) simulação AC do modelo com linhas de transmissão, com $A_p = 4\text{ dB}$ e $t_p = 1\text{ ns}$, (b) medição com VNA.

O modelo reproduz o formato geral da resposta medida tanto em ganho quanto em fase. Além disso, as ondulações presentes na curva de ganho da medição, que podem ser interpretadas como erros de medida, na verdade são parte da resposta do dispositivo e surgem quando o capacitor parasita é adicionado. Essa capacitância adicional, além de criar as ondulações mencionadas, dá ao filtro uma característica de passa-altas conforme a frequência aumenta. Para visualizar esse comportamento, o modelo com linhas de transmissão foi simulado até a frequência de 400 MHz e comparado com os resultados de uma medição de 300 pontos do dispositivo real através do VNA Copper C1220, como mostrado na Figura 5.7.

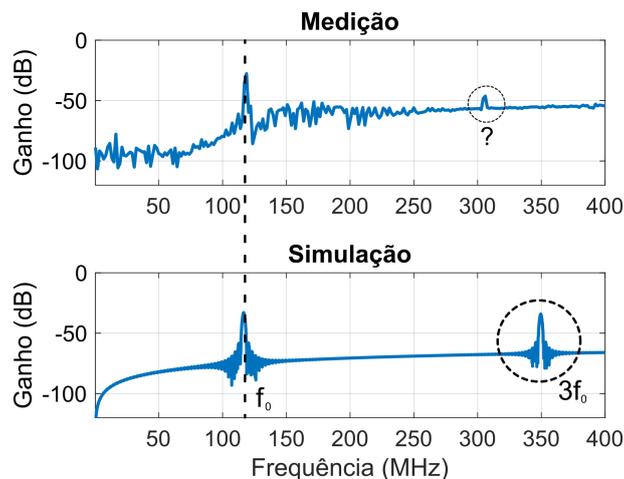


Figura 5.7: Resposta em banda larga do dispositivo SAW comparada com a simulação do modelo baseado em linhas de transmissão.

Na resposta medida, é possível notar o pico na frequência central, próximo de $f = 116,5\text{ MHz}$, em concordância com o modelo simulado. Além disso, a adição do capacitor suprime o comportamento original de função *sinc*, mostrado na Figura 5.4, quando a frequência se distancia da central. Curiosamente, o próximo pico da resposta medida não corresponde à frequência $3f_0$ como na simulação. Uma possível razão para isso é que modos secundários de propagação acústica, não considerados no modelo, dominam a resposta do dispositivo nessa frequência.

A última característica que deve ser analisada é a capacidade de simulações no domínio do tempo. Simulando dois modelos do dispositivo real, um baseado no teorema de Foster e outro baseado em linhas de transmissão, são obtidos os gráficos das Figuras 5.8a e 5.8b. Como base de comparação, na Figura 5.8c é apresentado o resultado da transformada inversa de Fourier, calculada a partir da resposta em frequência da Figura 5.6b.

A resposta transiente do modelo baseado no teorema de Foster apresentou um comportamento instável, o que se repete quando os pares LC são calculados através do teorema de Mittag-Leffler. A instabilidade é consequência da singularidade na resposta em frequência, pois nesse ponto o ganho é infinito. Outra forma de justificar o comportamento instável é observando os pares LC que compõem a cossecante, como em (4.19) ou na Tabela

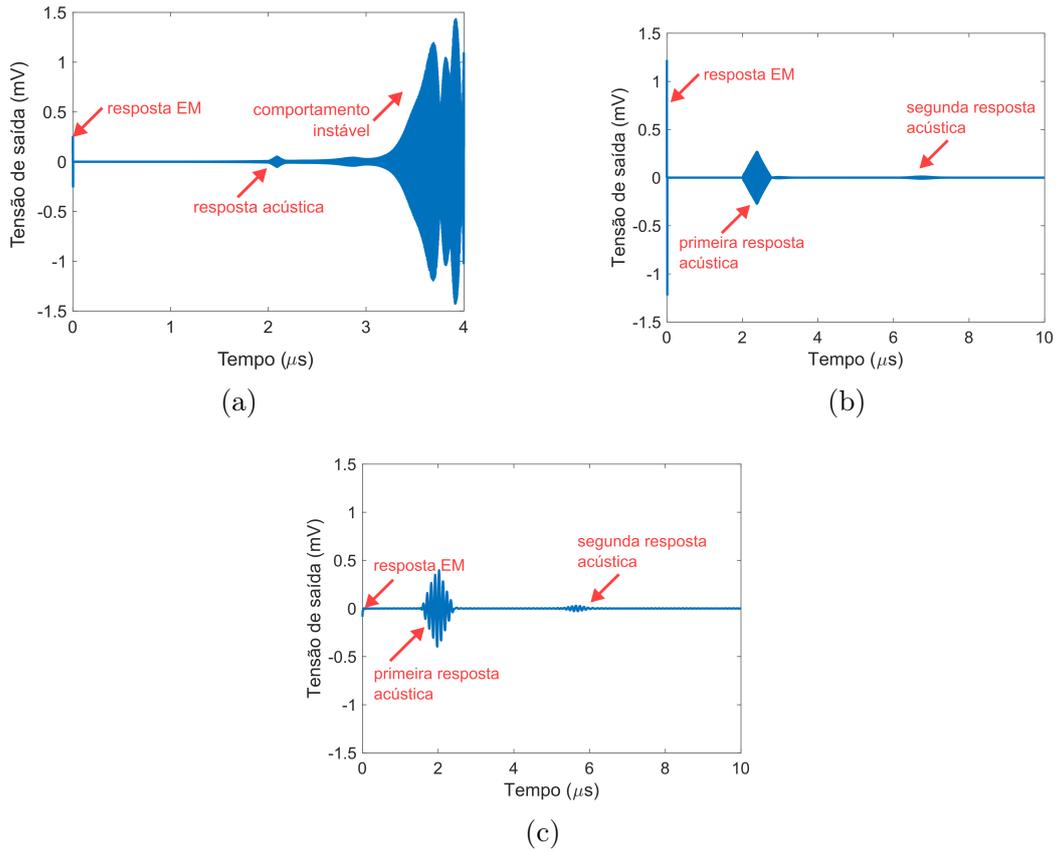


Figura 5.8: Resultados no domínio do tempo para: (a) simulação transiente do modelo com teorema de Foster, (b) simulação transiente do modelo com linhas de transmissão, (c) transformada inversa de Fourier da resposta em frequência medida.

4.2. Nessas aproximações, existem pares LC de valores negativos, que produzem pólos no semi-plano da direita, e portanto geram o comportamento instável.

A resposta relacionada ao modelo com linhas de transmissão não apresenta problemas de instabilidade e, a depender do circuito utilizado entre os IDT, é capaz de produzir a segunda resposta acústica, decorrente de reflexões no dispositivo. Além disso, os modelos exibem um pulso inicial relativo à resposta eletromagnética modelada pelo capacitor parasita. Quando o valor dessa capacitância é grande, o pulso eletromagnético terá amplitude maior que a do pulso acústico, e seus efeitos sobre um sistema podem ser simulados ao variar C_f .

Logo, apesar de o circuito "T" de impedâncias tangente/cossecante ser tratado pela literatura como equivalente a uma linha de transmissão, como indicado na Figura 3.2, a singularidade da frequência central presente no modelo de componentes concentrados impede o uso desse modelo para simulações no domínio do tempo. Apesar disso, como é possível controlar a quantidade de repetições da resposta em frequência ao variar a ordem de aproximação, os modelos baseados nos teoremas de Foster e Mittag-Leffler podem ser úteis para simulações no domínio da frequência.

Capítulo 6

Conclusões

Ao longo do trabalho, foram investigadas modelos para dispositivos de ondas acústicas de superfície com um equivalente de circuito, utilizando apenas as funcionalidades básicas do SPICE, permitindo que todos os resultados sejam replicados com simuladores gratuitos. Todo o desenvolvimento teve como base a proposta de Smith [15], que compõe em série os modelos de ondas acústicas de volume para cada transdutor interdigitado. Além disso, foi proposto um modelo completo para uma linha de atraso, com dois possíveis circuitos entre os IDT.

Os dois circuitos propostos têm vantagens e desvantagens claras, o que facilita a escolha entre eles. Uma das abordagens permite controle de ganhos e atenuações, mas não permite reflexões na linha, enquanto a outra abordagem só modela atenuações, mas permite propagação bidirecional. Um dos objetivos durante a criação desses blocos foi a facilidade de ajustes no modelo durante a sua utilização, a partir de apenas dois parâmetros: A_p e t_p . Outra abordagem possível, que não foi investigada durante o trabalho, é a de linhas de transmissão com perdas, ao invés de fontes controladas. Dessa forma, todos os quatro componentes de uma linha deveriam ser calculados (R' , G' , L' e C'), tornando o uso intuitivo mais difícil.

A investigação apresentada neste trabalho complementa os trabalhos da literatura que utilizam o teorema de Foster [25, 51, 53], com investigações a respeito de diferentes quantidades de períodos aproximados nas impedâncias, definidos como ordens de aproximação. Além disso, não foram encontrados outros trabalhos que utilizam o teorema de Mittag-Leffler para calcular os pares LC em dispositivos SAW. Com esse teorema, foi possível encontrar equações gerais para os componentes para qualquer ordem de aproximação n , o que não foi possível por meio do teorema de Foster. No entanto, como o teorema de Mittag-Leffler produz aproximações mais exatas, o seu modelo correspondente apresentou mais problemas na simulação em frequências próximas à central.

A indefinição na frequência central, ou singularidade, do dispositivo é inerente à metodologia que utiliza a solução das equações de propagação como impedâncias concentradas. Essa característica não está presente no dispositivo real, logo a singularidade é de repre-

sentação. Por esse motivo, ao realizar uma melhor aproximação das funções trigonométricas de impedância através do teorema de Mittag-Leffler, a simulação AC apresenta mais problemas. Isso indica que utilizar componentes comportamentais, que implementam as equações de forma exata, também produz um modelo incapaz de representar a resposta em frequência do dispositivo.

Ao trocar a representação, utilizando uma estratégia de analogia entre equações diferenciais, o problema é resolvido tanto no domínio da frequência, quanto no domínio do tempo, em que uma simulação estável é alcançada. O único trabalho encontrado que utiliza linhas de transmissão em simulação como neste trabalho de mestrado é o de Hohkawa [55]. Mesmo assim, apenas a resposta transiente de um sistema específico é considerada, sem discussões sobre o modelo.

Um elemento importante neste trabalho, inspirado pelo modelo de Iborra [46], é a inclusão do capacitor C_f em paralelo com o sistema. Isso é ainda mais importante quando se utiliza uma linha de atraso como sensor em meios líquidos [58], pois a capacitância aumenta podendo afetar seriamente um sistema de medição, então é importante que um modelo simulável contemple esse efeito.

Os circuitos investigados neste trabalho representam a estrutura mais básica de IDT para uma linha de atraso, e foram capazes de representar corretamente a resposta de um dispositivo baseado em ondas de Love. O modo específico de propagação não é relevante nos modelos estudados pois o circuito equivalente é baseado numa propagação unidimensional. Diferentes tipos de IDT, no entanto, podem ser considerados ao modificar o modelo equivalente dos pares de dedos conforme as diversas expansões do equivalente de Mason. Outro problema interessante é que os modelos estudados são composições de diversos blocos iguais em série, resultando num circuito com muitos componentes.

Representações compactas, baseadas por exemplo nas simplificações que resultam no circuito da Figura 2.16, facilitariam a implementação do modelo, além de reduzirem consideravelmente o esforço computacional relacionado. Outro modelo compacto cuja simulação pode ser investigada é o proposto por Nakamura [20], baseado na teoria de modos acoplados. Caso modelos desses tipos possam ser simulados, terão grandes vantagens em termos de facilidade de implementação e consumo de recursos computacionais, por isso serão estudados em trabalhos futuros.

Para auxiliar os projetistas de circuitos, que são usuários do modelo mas não dispõem do tempo para entendê-lo completamente, um algoritmo gerador de circuitos equivalentes foi desenvolvido na linguagem *python*. Esse programa, disponível gratuitamente na plataforma GitHub (<https://github.com/cardosorapha/sawspicegen>), é capaz de gerar os modelos SPICE de um dispositivo SAW de acordo com especificações gerais desejadas.

Referências Bibliográficas

- [1] Colin Campbell. *Surface Acoustic Wave Devices and Their Signal Processing Applications - Colin Campbell*. Academic Press, 1 edition, 1989.
- [2] Ken-ya Hashimoto. *Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications*. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2000.
- [3] V.P. Mason. *Electromechanical Transducers and Wave Filters*. 2 edition, 1948.
- [4] R. M. White e F. W. Voltmer. Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied Physics Letters*, 7(12):314–316, 1965.
- [5] Per Delsing, Andrew N. Cleland, Martin J.A. Schuetz, Johannes Knörzer, Géza Giedke, J. Ignacio Cirac, Kartik Srinivasan, Marcelo Wu, Krishna Coimbatore Balram, Christopher Bäuerle, Tristan Meunier, Christopher J.B. Ford, Paulo V. Santos, Edgar Cerda-Méndez, Hailin Wang, Hubert J. Krenner, Emeline D.S. Nysten, Matthias Weiß, Geoff R. Nash, Laura Thevenard, Catherine Gourdon, Pauline Rovillain, Max Marangolo, Jean Yves Duquesne, Gerhard Fischerbauer, Werner Ruile, Alexander Reiner, Ben Paschke, Dmytro Denysenko, Dirk Volkmer, Achim Wixforth, Henrik Bruus, Martin Wiklund, Julien Reboud, Jonathan M. Cooper, Yong Qing Fu, Manuel S. Brugger, Florian Rehfeldt e Christoph Westerhausen. The 2019 surface acoustic waves roadmap. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 52(35), 2019.
- [6] Ollivier Tamarin, Maxence Rube, Jean Luc Lachaud, Vincent Raimbault, Dominique Rebière e Corinne Déjous. Mobile acoustic wave platform deployment in the Amazon river: Impact of the water sample on the love wave sensor response. *Sensors (Switzerland)*, 20(1), 2020.
- [7] Nicolas Moll, Emilie Pascal, Duy Hai Dinh, Jean Paul Pillot, Bernard Bennetau, Dominique Rebière, Daniel Moynet, Yan Mas, Djavad Mossalayi, Jacques Pistré e Corinne Déjous. A Love wave immunosensor for whole E. coli bacteria detection using an innovative two-step immobilisation approach. *Biosensors and Bioelectronics*, 22(9-10):2145–2150, 2007.

- [8] Maxence Rube, Ollivier Tamarin, Jean Luc Lachaud, Martine Sebeloue, Laurent Linguet, Dominique Rebiere e Corinne Dejous. Optimization and design of a Love Wave sensor device at 433 MHz by finite element modeling. *INSCIT 2019 - 4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers*, pages 1–6, 2019.
- [9] F. Fournel, E. Baco, M. Mamani-Matsuda, M. Degueil, B. Bennetau, D. Moynet, D. Mossalayi, L. Vellutini, J. P. Pillot, C. Dejous e D. Rebière. Love wave biosensor for real-time detection of okadaic acid as DSP phycotoxin. *Sensors and Actuators, B: Chemical*, 170:122–128, 2012.
- [10] H. Hallil, M. Rube, O. Tamarin, E. Flahaut, Q. Zhang, J. L. Lachaud, P. Cocuet, D. Rebiere e C. Deious. Finite Element Modelling and Computational Analysis of Mechanical Properties of Carbon Composite-Based Love Wave Sensor. *Proceedings of IEEE Sensors*, 2018-Octob:4–7, 2018.
- [11] C. Zimmermann, D. Rebière, C. Déjous, J. Pistré, E. Chastaing e R. Planade. A love-wave gas sensor coated with functionalized polysiloxane for sensing organophosphorus compounds. *Sensors and Actuators, B: Chemical*, 76(1-3):86–94, 2001.
- [12] Gina Greco, Matteo Agostini e Marco Cecchini. Ultra-High-Frequency Love Surface Acoustic Wave Device for Real-Time Sensing Applications. *IEEE Access*, 8:112507–112514, 2020.
- [13] Maria Isabel Gaso Rocha, Yolanda Jimenez, Francis A. e Antonio Arnau. Love Wave Biosensors: A Review. *State of the Art in Biosensors - General Aspects*, 2013.
- [14] Ming-Liang Lai. *Developing piezoelectric biosensing methods*. PhD thesis, 2015.
- [15] W. Richard Smith, Henry M. Gerard, Thomas M. Reeder, Herbert J. Shaw e Jeffrey H. Collins. Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by use of an Equivalent Circuit Model. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(11):856–864, 1969.
- [16] R.F. Milsom e M. Redwood. Interdigital piezoelectric Rayleighwave transducer: an improved equivalent circuit. *Electronics Letters*, 7(9):217, 1971.
- [17] Takeshi Aoki e Kjell A. Ingebrigtsen. Equivalent Circuit Parameters of Interdigital Transducers Derived from Dispersion Relations for Surface Acoustic Waves in Periodic Metal Gratings. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, SU-24(3):167–178, 1977.

- [18] Takashi Shiba, Akitsuna Yuhara e Jun Yamada. Effect of Electrode Resistance on Insertion Loss and Triple Transit Echo in Surface Acoustic Wave Filter. *Japanese Journal of Applied Physics*, 23:145–147, 1984.
- [19] Toshihiro Kojima e Kimio Shibayama. Investigation of an equivalent circuit for a surface-acoustic-wave double electrode. *Japanese Journal of Applied Physics*, 24(S1):142, 1985.
- [20] Kiyoshi Nakamura. A Simple Equivalent Circuit for Interdigital Transducers Based on the Coupled-Mode Approach. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 40(6):763–767, 1993.
- [21] Carver Mead. Introduction to vlsi systems. *IEE Proceedings I-Solid-State and Electron Devices*, 128(1):18, 1980.
- [22] Andrei Vladimirescu. Shaping the history of spice. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, 3(2):36–39, 2011.
- [23] Jaime Octavio Guerra-Pulido e Pablo Roberto Perez-Alcazar. Time-domain numerical simulation of electronic circuits and surface acoustic wave devices using their admittance parameters. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 38(3):499–511, 2019.
- [24] Ronald M. Foster. A Reactance Theorem. *Bell System Technical Journal*, 3(2):259–267, 1924.
- [25] A.B. Bhattacharyya, S. Tuli e S. Majurndar. SPICE simulation of surface acoustic wave interdigital transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 42(4):784–786, jul 1995.
- [26] T Krairojananan e M Redwood. Equivalent electrical circuits of interdigital transducers for piezoelectric generation and detection of rayleigh waves. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, volume 118, pages 305–310. IET, 1971.
- [27] Sang Dae Yu. Simulation of surface acoustic wave devices. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 51(5):616–623, may 2004.
- [28] Jacques Curie e Pierre Curie. Développement par compression de l'électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées. *Bulletin de minéralogie*, 3(4):90–93, 1880.
- [29] Maria Isabel Rocha Gaso. Analysis, implementation and validation of a love mode surface acoustic wave device for its application as sensor of biological processes in liquid media., 2013.

- [30] Lord Rayleigh. On waves propagated along the plane surface of an elastic solid. *Proceedings of the London mathematical Society*, 1(1):4–11, 1885.
- [31] Jagannath Devkota, Paul R. Ohodnicki e David W. Greve. SAW sensors for chemical vapors and gases. *Sensors (Switzerland)*, 17(4):13–15, 2017.
- [32] Pierre MAZEIN. *Étude de dispositifs à ondes de Love par modélisation numérique de la propagation d’ondes acoustiques. Application à l’optimisation de structures et à la caractérisation de matériaux en vue de la réalisation de capteurs chimiques*. PhD thesis, L’Université Bordeaux I, 2007.
- [33] Augustus Edward Hough Love. *Some Problems of Geodynamics: Being an Essay to which the Adams Prize in the University of Cambridge was Adjudged in 1911*. CUP Archive, 1911.
- [34] J. Du, G. L. Harding, J. A. Ogilvy, P. R. Dencher e M. Lake. A study of Love-wave acoustic sensors. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 56(3):211–219, 1996.
- [35] Robert E Collin. *Foundations for microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2007.
- [36] W Richard Smith, Henry M Gerard, Jeffrey H Collins, Thomas M Reeder e Herbert J Shaw. Design of surface wave delay lines with interdigital transducers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(11):865–873, 1969.
- [37] R. H. Tancrell e M. G. Holland. Acoustic surface wave filters. *Proceedings of the IEEE*, 59(3):393–409, 1971.
- [38] W Marshall Leach. Controlled-source analogous circuits and spice models for piezoelectric transducers. *IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 41(1):60–66, 1994.
- [39] Jorge Andrés Verdú Tirado. *Bulk acoustic wave resonators and their application to microwave devices*. PhD thesis, Universitat Autònoma de Barcelona, 2010.
- [40] Fawwaz T Ulaby, Eric Michielssen e Umberto Ravaioli. *Fundamentals of applied electromagnetics 7e*. Prentice Hall, 2015.
- [41] Paolo Nenzi e Holger Vogt. Ngspice users manual version 34, 2021.
- [42] Arthur Ballato. Equivalent circuits for resonators and transducers driven piezoelectrically. Technical report, ARMY Lab Command Fort Monmouth NJ Electronics Technology AND Devices Lab, 1990.
- [43] Toshihiro Kojima e Kimio Shibayama. An analysis of an equivalent circuit model for an interdigital surface-acoustic-wave transducer. *Japanese Journal of Applied Physics*, 27(S1):163, 1988.

- [44] F. Herrmann e S. Büttgenbach. Temperature-compensated shear-horizontal surface acoustic waves in layered quartz/SiO₂-structures. *Physica Status Solidi (A) Applied Research*, 170(2):3–4, 1998.
- [45] Bernhard Jakoby e Michael J. Vellekoop. Analysis and optimization of love wave liquid sensors. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 45(5):1293–1302, 1998.
- [46] Enrique Iborra, Lucia Vergara, Jesus Sangrador, Marta Clement, Alfredo Sanz-Hervas e Jimena Olivares. Circuitual model for the analysis of the piezoelectric response of aln films using saw filters. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 54(11):2367–2375, 2007.
- [47] M. M. Elsherbini, M. F. Elkordy e A. M. Gomaa. Scattering parameters prediction for 433MHz SAWR with minimum insertion loss. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 1(1):78–87, 2016.
- [48] William C Wilson e Gary M Atkinson. 1 st order modeling of a saw delay line using mathcad. *system*, 7:1, 2007.
- [49] MM Elsherbini, MF Elkordy e AM Gomaa. Towards a simple model for saw delay-line using cad. *American Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 1(3):86–92, 2015.
- [50] Steven A. Morris e Chriswell G. Hutchens. Implementation of Mason’S Model on Circuit Analysis Programs. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, UFFC-33(3):295–298, 1986.
- [51] Qiuyun Fu, WJ Fischer e H Stab. Simulate surface acoustic wave devices using vhdl-ams. In *26th International Spring Seminar on Electronics Technology: Integrated Management of Electronic Materials Production, 2003.*, pages 95–99. IEEE, 2003.
- [52] Taha Elsayed Taha, Wael Swelam e Kausar Talat. Improved CAD Simulation for SAW filters in Mobile Communication Systems. In *Iner. Conf. On Modeling and Simulation*, number September, Las Palms de Grand Canaries, 2000.
- [53] Jyotsna Munshi e Suneet Tuli. A circuit simulation compatible surface acoustic wave interdigital transducer macro-model. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 51(7):783–785, 2004.
- [54] Alberto M Barbosa e Edval J P Santos. SPICE Macromodel for SAW. *SBMICRO Student Forum on Microelectronics*, pages 2–5, 2001.

- [55] Kohji Hohkawa, Takaya Suda, Yusuke Aoki, Chulun Hong, Chinami Kaneshiro e Keishin Koh. Design on semiconductor coupled saw convolver. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 49(4):466–474, 2002.
- [56] Hans J Haubold, Arak M Mathai e Ram K Saxena. Mittag-leffler functions and their applications. *Journal of applied mathematics*, 2011, 2011.
- [57] MK Zinn. Network representation of transcendental impedance functions. *Bell System Technical Journal*, 31(2):378–404, 1952.
- [58] M Rube, O Tamarin, M Sebeloue, I Sadli, H Hallil, L Linguet, D Rebiere e C Dejous. Unconventional protocol for saw sensor: multi-physic response enrichment in liquid medium. *IEEE Sensors Journal*, 2021.