



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

Modelagem por Equivalente Elétrico para Dispositivos a Onda Acústica de Superfície

Paulo Gabriel Barreto Nogueira

São Cristóvão, Sergipe, Brasil

Fevereiro de 2026



Modelagem por Equivalente Elétrico para Dispositivos a Onda Acústica de Superfície

Paulo Gabriel Barreto Nogueira

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

Orientador: José Gilmar Nunes de Carvalho Filho
Co-orientador: Maxence Rube

São Cristóvão, Sergipe, Brasil

Fevereiro de 2026



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

TERMO DE APROVAÇÃO

“Modelagem por Equivalente Elétrico para Dispositivo a Onda Acústica de Superfície”

Discente:

Paulo Gabriel Barreto Nogueira

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. Elyson Adan Nunes Carvalho (PROEE/UFS)
Presidente

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

Prof. Dr. Ewaldo Eder Carvalho Santana (UEMA)
Examinador Externo

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

Paulo Gabriel Barreto Nogueira
Discente

Cidade Universitária “Prof. José Aloísio de Campos”, 06 de Março de 2026.

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

N778m Nogueira, Paulo Gabriel Barreto.
Modelagem por equivalente elétrico para dispositivos a onda
acústica de superfície / Paulo Gabriel Barreto Nogueira; orientador
José Gilmar Nunes de Carvalho Filho. – São Cristóvão, SE, 2026.
99 f. : il.

Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade
Federal de Sergipe, 2026.

1. Engenharia elétrica. 2. Ondas acústicas superficiais -
Dispositivos. 3. Acoplamentos. 4. Detectores. 5.
Telecomunicações. I. Carvalho Júnior, José Gilmar Nunes de,
orient. II. Título.

CDU 621.38

A todos aqueles que acreditam na educação.

Agradecimentos

Existem pessoas fundamentais em nossas vidas que nos guiam e são o motivo de nossa luta diária. É importante destacar que os agradecimentos aqui expressos são pequenos diante da grande contribuição que essas pessoas tiveram e continuam tendo em minha vida.

Eu agradeço a minha vó Norma Maria Alves Barreto, dona de todo amor e afeto deste que aqui escreve. Uma pessoa cheia de histórias de superação e sem ela não seria possível nenhuma conquista realizada na minha vida. Agradeço a minha vovó Gildete Martins Nogueira, por todo carinho dado ao seu neto. Agradeço a minha Mãe Luciana de Goes Barreto, uma pessoa batalhadora e que sempre cuidou com todo amor do seu filho. Agradeço a meu Pai Paulo André Martins Nogueira por todos os conselhos e aprendizados de vida. Eu sei o tamanho do seu esforço. Agradeço também ao meu avô José Correia Filho por todo o seu carinho e esforço para persistir nos estudos.

Agradeço aos meus incríveis orientadores José Gilmar Nunes de Carvalho Filho e Elyson Ádan Nunes de Carvalho por todos os conhecimentos e lições de vida passados. Graças a eles foram possíveis várias realizações dentro e fora da universidade, além de serem exemplos excepcionais de dedicação para educação pública de qualidade.

Agradeço ao meu amigo Aclécio de Jesus por sua amizade ao longo de todos esses anos. Mesmo distante fisicamente, sempre esteve presente, disponível e disposto a ajudar em qualquer situação. À minha amiga Stéphanie Carvalho, que sempre foi um exemplo de dedicação e lealdade, sem ela, muitas das conquistas que alcancei não teriam sido possíveis.

Aos meus amigos Nilson Rodrigues e Raphael Cardoso, que nunca hesitaram em estender a mão, mesmo nos momentos mais desafiadores. Sou profundamente grato pelo apoio, pelo encorajamento constante e por sempre me lembrarem que as coisas podem ser mais simples do que parecem. Obrigado por tornarem essa caminhada mais leve e mais alegre.

Agradeço também a todos os membros do Grupo de Pesquisa em Instrumentação Eletrônica da UFS, que se tornaram uma verdadeira família ao longo dessa trajetória. Cada um de vocês é especial, e sou imensamente grato por tê-los conhecido. Obrigado por tornarem o ambiente de trabalho mais acolhedor, leve e repleto de bons momentos.

“Nunca duvide que um pequeno grupo de pessoas comprometidas pode mudar o mundo; na verdade, é a única coisa que já o fez.”

Margaret Mead

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

Modelagem por Equivalente Elétrico para Dispositivos a Onda Acústica de Superfície

Paulo Gabriel Barreto Nogueira

Fevereiro/2026

Orientador: José Gilmar Nunes de Carvalho Filho

Co-orientador: Maxence Rube

Os dispositivos a onda acústica de superfície (do inglês, *Surface Acoustic Wave - SAW*) são amplamente utilizados em telecomunicações como linhas de atraso e filtros de alta seletividade, além de atuarem como sensores de elevada sensibilidade. Essa versatilidade decorre da sua capacidade de converter sinais elétricos em ondas acústicas por meio de transdutores interdigitados, bem como da forte interação dessas ondas com perturbações físicas e químicas presentes no meio de propagação. Para isso, sua utilização é comumente realizada por meio de analisadores de rede vetorial, o que restringe aplicações em campo e dificulta a integração com sistemas e redes de sensores sem fio, motivando a implementação de abordagens baseadas em osciladores eletrônicos em malha aberta e fechada. Entretanto, o desenvolvimento desses sistemas apresenta limitações relacionadas a aquisição dos dispositivos SAW e a sua utilização em simuladores de circuitos, levando à utilização de modelos elétricos equivalentes, em especial, aqueles baseados em cristais ressonadores. Após ampla revisão bibliográfica, observou-se que os modelos atualmente apresentados na literatura, embora simples e fisicamente implementáveis, apresentam divergências na representação do acoplamento elétrico entre as portas do SAW, sendo um aspecto crítico para o desempenho e a estabilidade de osciladores em malha fechada, sobretudo em ambientes não controlados. Diante desse cenário, este trabalho propõe o desenvolvimento de um modelo de circuito elétrico equivalente para dispositivos SAW, baseado em um cristal ressonador e com parâmetros ajustáveis, capaz de representar de forma mais próxima o acoplamento entre as portas, visando sua aplicação em calibração de sistemas baseados em dispositivos SAW, integração com osciladores eletrônicos e realização de testes em bancada, reduzindo a dependência de dispositivos reais e ampliando a viabilidade de medições em campo. Para isso, o modelo foi desenvolvido a partir da adaptação de um modelo de cristal ressonador, com a inclusão de blocos dedicados ao ajuste das impedâncias de entrada e saída, bem como da magnitude de transmissão.

Palavras-chaves: dispositivos a onda acústica de superfície, modelo por equivalente elétrico; acoplamento elétrico.

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

Electrical Equivalent Modeling for Wave Devices Surface Acoustics

Paulo Gabriel Barreto Nogueira

February/2026

Advisor José Gilmar Nunes de Carvalho Filho

Co-advisor: Maxence Rube

Surface Acoustic Wave (SAW) devices find extensive application in telecommunications as delay lines and highly selective filters, and they also operate as high-sensitivity sensors. This versatility arises from their ability to convert electrical signals into acoustic waves through interdigital transducers and from the strong interaction between these waves and physical or chemical perturbations in the propagation medium. Engineers typically characterize these devices using vector network analyzers, which restrict field applications and complicate integration with systems and wireless sensor networks. These limitations motivate the implementation of approaches based on open- and closed-loop electronic oscillators. However, the development of such systems faces constraints related to the acquisition of SAW devices and to their direct use in circuit simulators. As a result, researchers employ equivalent electrical models, particularly those based on resonator crystals. An extensive literature review reveals that currently available models, although simple and physically implementable, diverge in their representation of the electrical coupling between SAW ports. This aspect plays a critical role in the performance and stability of closed-loop oscillators, especially under uncontrolled environmental conditions. In this context, this work proposes the development of an equivalent electrical circuit model for SAW devices based on a resonator crystal with adjustable parameters. The proposed model more accurately represents the coupling between ports and supports applications in the calibration of SAW-based systems, integration with electronic oscillators, and laboratory testing. This approach reduces dependence on real devices and increases the feasibility of field measurements. The study derives the model from an adapted resonator crystal representation and incorporates dedicated blocks to adjust input and output impedances as well as transmission magnitude.

Key-words: surface acoustic wave devices; equivalent model; electrical coupling.

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Ilustração do dispositivo SAW com dois IDTs.	4
Figura 2 – Ilustração da resposta em frequência de um dispositivo SAW com frequência central de 100MHz [1] (Modificada).	5
Figura 3 – Ilustração da propagação para ondas de Rayleigh [2] (Modificada).	6
Figura 4 – Ilustração da propagação para ondas de Love [2] (Modificada).	6
Figura 5 – Dispositivo SAW desenvolvido pelo IMS de Bordeaux com frequência central de 117,6 MHz [3] (Modificada).	7
Figura 6 – Diagrama elétrico do oscilador Colpitts em configuração de emissor comum.	8
Figura 7 – Modelo Butterworth Van-Dyke [4] (Modificada).	8
Figura 8 – Exemplo de curva de cristal ressonador para o modelo de Butterworth Van-Dyke.	9
Figura 9 – Modelo de linha de transmissão [5] (Modificada).	12
Figura 10 – Modelo Butterworth Van-Dyke [4] (Modificada).	13
Figura 11 – Modelo de Jesus <i>et al.</i> apresentado em [6] (Modificada).	14
Figura 12 – Modelo desenvolvido por Bernades em [7] (Modificada).	14
Figura 13 – Resposta em frequência ao redor da fundamental de a) dispositivo SAW de referência quando medido com um VNA; b) modelo M1; c) modelo M2 com o bloco SENSE; d) modelo M2 sem o bloco SENSE; e) modelo M3.	18
Figura 14 – Configuração de circuito usada para medir a impedância de entrada e saída.	19
Figura 15 – Impedância de entrada de M1 para a variação da carga R_{var}	20
Figura 16 – Impedância de saída de M1 para a variação da carga R_{var}	21
Figura 17 – Impedância de entrada de M2 com o bloco SENSE para a variação da carga R_{var}	22
Figura 18 – Impedância de saída de M2 com o bloco SENSE para a variação da carga R_{var}	23
Figura 19 – Impedância de entrada de M2 sem o bloco SENSE para a variação da carga R_{var}	23
Figura 20 – Impedância de saída de M2 sem o bloco SENSE para a variação da carga R_{var}	24
Figura 21 – Visão geral da impedância de saída de M2 sem o bloco SENSE para a variação da carga R_{var}	24
Figura 22 – Impedância de entrada de M3 para a variação da carga R_{var}	25

Figura 23 – Impedância de saída de M3 para a variação da carga R_{var}	26
Figura 24 – Diagrama de blocos do modelo proposto.	28
Figura 25 – Diagrama elétrico do bloco de entrada.	29
Figura 26 – Diagrama elétrico do bloco de amplificação.	29
Figura 27 – Diagrama elétrico do bloco de saída.	30
Figura 28 – Diagrama elétrico completo do equivalente elétrico proposto para dispositivo SAW.	31
Figura 29 – Equivalente elétrico em pequenos sinais.	32
Figura 30 – Circuito de pequenos sinais no LTSpice.	34
Figura 31 – Curvas de perdas de inserção e fase via simulação e análise teórica. . .	36
Figura 32 – Curvas da impedância de entrada via simulação e análise teórica. . .	36
Figura 33 – Curvas da impedância de saída via simulação e análise teórica.	37
Figura 34 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_{in}	40
Figura 35 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_{in}	41
Figura 36 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_{in}	41
Figura 37 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_{out}	42
Figura 38 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_{out}	43
Figura 39 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_{out}	43
Figura 40 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de C_{in}	44
Figura 41 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de C_{in}	45
Figura 42 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de C_{in}	45
Figura 43 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de C_{out}	46
Figura 44 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de C_{out}	47
Figura 45 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de C_{out}	47
Figura 46 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_L	48

Figura 47	–Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_L	49
Figura 48	–Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_L	49
Figura 49	–Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_Q	50
Figura 50	–Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_Q	51
Figura 51	–Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_Q	51
Figura 52	–Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_D	52
Figura 53	–Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_D	53
Figura 54	–Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_D	53
Figura 55	–Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_X	54
Figura 56	–Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_X	55
Figura 57	–Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_X	55
Figura 58	– <i>Layout</i> da placa do modelo proposto.	56
Figura 59	–Resultado da confecção da PCI.	57
Figura 60	–Resposta de transmissão com a variação de R_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.	59
Figura 61	–Resposta da impedância de entrada com a variação de R_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.	59
Figura 62	–Resposta de transmissão com a variação de C_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.	60
Figura 63	–Resposta da impedância de entrada com a variação de C_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.	61
Figura 64	–Resposta de transmissão com a variação de R_L para o modelo proposto implementado fisicamente.	62
Figura 65	–Resposta da impedância de entrada com a variação de R_L para o modelo proposto implementado fisicamente.	62
Figura 66	–Resposta de transmissão com a variação de R_Q para o modelo proposto implementado fisicamente.	63

Figura 67	–Resposta da impedância de entrada com a variação de R_Q para o modelo proposto implementado fisicamente.	64
Figura 68	–Resposta de transmissão com a variação de R_D para o modelo proposto implementado fisicamente.	65
Figura 69	–Resposta da impedância de entrada com a variação de R_D para o modelo proposto implementado fisicamente.	65
Figura 70	–Resposta de transmissão com a variação de R_X para o modelo proposto implementado fisicamente.	66
Figura 71	–Resposta da impedância de entrada com a variação de R_X para o modelo proposto implementado fisicamente.	67
Figura 72	–Resposta de transmissão do modelo proposto em simulação e do modelo de referência	70
Figura 73	–Resposta da impedância de entrada do modelo proposto em simulação e do modelo de referência.	70
Figura 74	–Resposta da impedância de saída do modelo proposto em simulação e do modelo de referência.	71
Figura 75	–Resposta de transmissão do modelo proposto físico com modelo de cristal e do modelo de referência para frequência normalizada.	72
Figura 76	–Resposta da impedância de entrada do modelo proposto físico com modelo de cristal e do modelo de referência para frequência normalizada.	73
Figura 77	–Resposta de transmissão do modelo proposto físico com cristal comercial e do modelo de referência para frequência normalizada.	74
Figura 78	–Resposta da impedância do modelo proposto físico com cristal comercial e do modelo de referência para frequência normalizada.	75
Figura 79	–Topologia de oscilador baseado em Colpitts, com frequência de 117 MHz, proposta por Carvalho <i>et al.</i> em [8].	77
Figura 80	–Resposta transitória do modelo M2 com o bloco SENSE junto ao oscilador obtido em [8] (modificada).	77
Figura 81	–Resposta transitória do modelo M3 junto ao oscilador obtido em [8] (modificada).	78
Figura 82	–Resposta transitória do modelo proposto junto ao oscilador.	78

Lista de Tabelas

Tabela 1	– Função dos componentes no ajuste dos parâmetros do modelo.	31
Tabela 2	– Valores iniciais dos componentes referentes ao bloco de entrada e saída.	34
Tabela 3	– Valores iniciais dos componentes referentes ao bloco de amplificação. .	34
Tabela 4	– Valores dos componentes utilizadores na PCI.	57
Tabela 5	– Valores ajustados dos componentes para o modelo proposto via simulação, ajustado para o modelo de referência.	68
Tabela 6	– Valores ajustados dos componentes para o modelo físico em PCI com cristal confeccionado, ajustado para o modelo de referência.	68
Tabela 7	– Valores ajustados dos componentes para o modelo físico em PCI com cristal comercial, ajustado para o modelo de referência.	69

Sumário

Lista de Ilustrações	I
Lista de Tabelas	V
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	3
1.1.1 Objetivos Específicos	3
1.2 Estrutura do Trabalho	3
2 Fundamentação Teórica	4
2.1 Sensor a Onda Acústica de Superfície	4
2.2 Osciladores Senoidais com Dispositivos SAW	7
2.3 Modelo de Cristal Ressonado de Butterworth Van-Dyke	8
3 Revisão Bibliográfica	11
3.1 Modelagem de Dispositivos SAW	11
3.2 Dispositivos SAW em Osciladores Eletrônicos	15
4 Avaliação de Impedância em Modelos de Dispositivos SAW	16
4.1 Metodologia de Avaliação das Impedâncias	18
4.2 Respostas das Impedâncias dos Modelos Investigados	19
4.2.1 Modelo M1	20
4.2.2 Modelo M2 com o Bloco SENSE	21
4.2.3 Modelo M2 sem o Bloco SENSE	22
4.2.4 Modelo M3	25
4.3 Discussões da Avaliação das Impedâncias	26
5 Modelo Elétrico Equivalente Baseado em Cristal Ressonador	28
5.1 Descrição do Modelo Proposto	28
5.2 Análise Teórica do Modelo Proposto	31
5.3 Validação da Análise Teórica	33
5.4 Metodologia de Ajuste do Modelo	37
6 Aplicação do Modelo para Dispositivo SAW	39
6.1 Análises para o Modelo Proposto Implementado via Simulação	39
6.1.1 Variação de R_{in} no Modelo Proposto Implementado via Simulação	39
6.1.2 Variação de R_{out} no Modelo Proposto Implementado via Simulação	42

6.1.3	Variação de C_{in} no Modelo Proposto Implementado via Simulação .	44
6.1.4	Variação de C_{out} no Modelo Proposto Implementado via Simulação .	46
6.1.5	Variação de R_L no Modelo Proposto Implementado via Simulação .	48
6.1.6	Variação de R_Q no Modelo Proposto Implementado via Simulação .	49
6.1.7	Variação de R_D no Modelo Proposto Implementado via Simulação .	52
6.1.8	Variação de R_X no Modelo Proposto Implementado via Simulação .	53
6.1.9	Discussão das Análises do Modelo Proposto Implementado via Simulação	56
6.2	Análises para o Modelo Proposto Implementado Fisicamente	56
6.2.1	Variação de R_{in} no Modelo Proposto Implementado Fisicamente . .	58
6.2.2	Variação de C_{in} no Modelo Proposto Implementado Fisicamente . .	60
6.2.3	Variação de R_L no Modelo Proposto Implementado Fisicamente . .	61
6.2.4	Variação de R_Q no Modelo Proposto Implementado Fisicamente . .	63
6.2.5	Variação de R_D no Modelo Proposto Implementado Fisicamente . .	64
6.2.6	Variação de R_X no Modelo Proposto Implementado Fisicamente . .	66
6.2.7	Discussão das Análises do Modelo Proposto Implementado Fisicamente	67
6.3	Comparação do Modelo Proposto com Modelo de Referência	68
6.3.1	Modelo Proposto em Simulação e Modelo de Referência	69
6.3.2	Modelo Proposto Implementado Fisicamente com Modelo de Cristal e Modelo de Referência	71
6.3.3	Modelo Proposto Implementado Fisicamente com Cristal Comercial e Modelo de Referência	73
6.3.4	Discussão dos Resultados da Comparação entre o Modelo Proposto e o Modelo de Referência	75
6.4	Integração do Modelo Proposto à Malha de Realimentação de um Oscilador Senoidal	76
7	Conclusões	80
	Referências	82

1 Introdução

Os dispositivos SAW são componentes eletromecânicos constituídos de um substrato piezoelétrico e transdutores interdigitados (do inglês, *interdigital transducers* - *IDTs*) em suas extremidades. Os IDTs convertem sinais elétricos em ondas acústicas que se propagam pela superfície do material piezoelétrico, possibilitando sua geração e detecção [9–11]. Inicialmente, esses dispositivos foram amplamente utilizados como linhas de atraso e filtros de alta seletividade na área de telecomunicações. Devido à alta sensibilidade das ondas acústicas às perturbações físicas e químicas no meio de propagação dependendo da camada sensível, os dispositivos SAW passaram a ser empregados como sensores de alta seletividade e sensibilidade em diversas aplicações. Sua versatilidade permite a detecção de diversos tipos de gases e líquidos, além da identificação de biotoxinas e células cancerígenas [9, 12–14].

Para viabilizar essas aplicações como sensor, diversos trabalhos utilizam os dispositivos SAW junto dos analisadores de rede vetorial (do inglês, *Vector Network Analyzer* - *VNA*). Com esse equipamento, é possível analisar alterações na fase e perda de energia de um sinal aplicado à porta do dispositivo durante o processo de medição. No entanto, por serem instrumentos de bancada, seu uso restringe a aplicação dos sensores SAW em campo e dificulta sua integração com outros sistemas, o que poderia viabilizar, por exemplo, a medição em lugares remotos e a implementação de redes de sensores sem fio [13, 15].

Como alternativa, destacam-se as abordagens que utilizam o dispositivo SAW na malha de realimentação ou associado ao elemento ressonador de osciladores eletrônicos, viabilizando medições em campo e facilitando a integração com outros sistemas [8, 16–19]. Essa estratégia pode ser aplicada tanto em configurações de malha aberta quanto de malha fechada. Na abordagem em malha aberta, um sinal senoidal é aplicado a uma das portas do dispositivo SAW, enquanto a outra porta realiza a medição, permitindo a obtenção das informações por meio da diferença de fase ou perda de energia do sinal de referência. Já na abordagem em malha fechada, o dispositivo SAW é inserido na malha de realimentação do oscilador, possibilitando a obtenção da informação da medição por meio da variação de frequência. Essa característica é relevante para aplicações de transmissão sem fio, pois reduz a necessidade de estágios adicionais de condicionamento do sinal e simplifica a arquitetura do sistema [15, 18].

Um dos principais desafios no desenvolvimento de osciladores com dispositivos SAW é a dificuldade de aquisição direta do sensor real, uma vez que esses dispositivos não são facilmente encontrados no mercado e, em geral, são fabricados sob demanda para

aplicações específicas. Além disso, sua utilização em simuladores de circuitos apresenta limitações, o que dificulta a realização de testes por simulação e o desenvolvimento de protótipos. Diante disso, diversos trabalhos buscam modelar os dispositivos SAW por equações diferenciais e circuitos equivalentes elétricos, permitindo a análise e projeto em diferentes sistemas sem a necessidade do dispositivo real. Embora os modelos baseados em equações diferenciais forneçam uma representação mais próxima do real, em aplicações que utilizam osciladores com dispositivos SAW, os modelos baseados em circuitos equivalentes de cristais ressonadores são comumente utilizados por sua simplicidade e viabilidade de implementação física [7, 18].

No entanto, os modelos baseados em cristais ressonadores podem apresentar limitações na representação dos dispositivos SAW principalmente na abordagem em malha fechada. Isso porque, apesar de reproduzirem de forma satisfatória o comportamento do dispositivo na frequência central, esses modelos não representam de forma próxima o acoplamento elétrico entre suas portas, o que pode impactar o desempenho do sistema e a estabilidade da oscilação [8].

Essa problemática é especialmente crítica na implementação física desses projetos, pois os sensores SAW são influenciados por diversas condições ambientais, além da substância medida, o que dificulta a calibração em condições não controladas [17, 20, 21]. Tendo em vista que os modelos utilizados sejam implementáveis fisicamente e menos sensíveis a fatores externos, sua aplicação na calibração é uma alternativa promissora. No entanto, suas limitações em representar o comportamento real dos dispositivos SAW pode comprometer a confiabilidade das análises e investigações das aplicações do modelo, bem como o seu uso para calibração desses sistemas.

Nesse contexto, este trabalho propõe o desenvolvimento de um modelo de circuito elétrico equivalente para dispositivos SAW, baseado em um cristal ressonador, fisicamente implementável, capaz de representar de forma próxima o acoplamento elétrico entre as portas do dispositivo SAW e de permitir o ajuste de seus parâmetros. O modelo proposto foi desenvolvido para viabilizar sua aplicação em processos de calibração e na integração com sistemas osciladores destinados a medições em campo, onde as condições ambientais não são controladas. Sua concepção considera a menor suscetibilidade a variações de parâmetros externos, tornando-o mais adequado para esse tipo de aplicação. Adicionalmente, o modelo tem como objetivo servir como uma ferramenta para o desenvolvimento e validação de testes em bancada, considerando a dificuldade de aquisição e o elevado custo associado aos dispositivos SAW reais.

1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um modelo de circuito elétrico equivalente para dispositivos SAW, baseado em um cristal ressonador, fisicamente implementável e com parâmetros ajustáveis, capaz de representar o acoplamento elétrico entre as portas do dispositivo SAW.

1.1.1 Objetivos Específicos

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

- Realizar uma revisão bibliográfica abrangente sobre o funcionamento e os modelos dos dispositivos SAW;
- Realizar uma revisão bibliográfica acerca dos dispositivos SAW em conjunto com osciladores eletrônicos;
- Identificar limitações dos modelos encontrados;
- Propor um novo modelo elétrico equivalente para o dispositivo SAW;
- Implementar e realizar testes para avaliar o funcionamento e as principais características do modelo proposto;
- Realizar comparação do modelo proposto com o dispositivo SAW;
- Analisar os resultados obtidos, avaliando a usabilidade, a adequação e a robustez do modelo proposto.

1.2 Estrutura do Trabalho

Para introduzir os principais conceitos relacionados a este trabalho, no Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica sobre dispositivos SAW, abordando seus princípios de funcionamento, características físicas e modelos elétricos equivalentes, bem como conceitos associados à utilização de cristais ressonadores e osciladores eletrônicos. Em seguida, no Capítulo 3 é apresentada uma revisão dos trabalhos encontrados na literatura relacionados à modelagem elétrica de dispositivos SAW e suas aplicações. No Capítulo 4 é apresentada uma investigação a respeito do comportamento das impedâncias em modelo de dispositivos SAW, enquanto no Capítulo 5 são apresentados os aspectos relacionados ao desenvolvimento do modelo proposto. No Capítulo 6, são apresentadas as implementações do modelo proposto, bem como sua comparação com o modelo de referência. Por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões referentes ao trabalho.

2 Fundamentação Teórica

Neste Capítulo é apresentada uma fundamentação teórica relacionada à física e modos de operação dos dispositivos SAW, modelos elétricos equivalente, além do seu uso em osciladores senoidais.

2.1 Sensor a Onda Acústica de Superfície

A partir de 1880, foi observado que ao aplicar uma determinada pressão em alguns materiais sólidos, uma corrente elétrica correspondente era gerada. Da mesma forma, o efeito contrário também ocorria, a geração de deformações no material a partir de uma corrente elétrica [10, 22]. Esse fenômeno, conhecido como efeito piezoelétrico, apresentou grande potencial de uso como sensor, atuador e transdutor, sendo assim, objeto de estudo desde então [23]. Essa descoberta serviu como base para que, em 1965, o primeiro dispositivo a onda acústica de superfície fosse produzido [24].

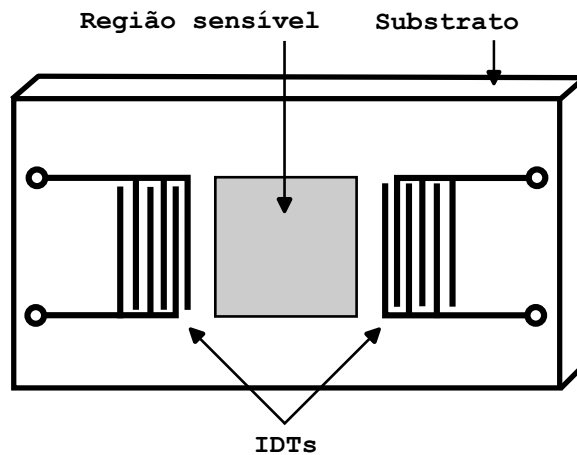


Figura 1 – Ilustração do dispositivo SAW com dois IDTs.

O dispositivo SAW, aqui considerado, é constituído por um substrato piezoelétrico, transdutores interdigitados em suas extremidades e uma camada sensível para interação com a grandeza medida, como ilustrado na Figura 1. Sua principal característica é a geração e detecção de ondas acústicas que se propagam na superfície do material piezoelétrico [25]. Dessa forma, quando um sinal elétrico é aplicado em seu IDT de entrada, esse é convertido em ondas mecânicas que se propagam na superfície do material. A partir do IDT presente em sua extremidade receptora, as ondas mecânicas geradas são convertidas novamente em um sinal elétrico [9].

Esse processo ocorre devido a aplicação do sinal elétrico aos IDTs para estabelecer um campo elétrico devido a geometria dos pares de dedos metálicos. Com isso, o campo elétrico resultante gera deformações periódicas na superfície do substrato, gerando ondas acústicas. Devido a periodicidade das deformações e considerando a condição de fase para uma interferência construtiva do sinal, a frequência de ressonância do dispositivo pode ser definida como:

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

em que f_0 representa a frequência de operação, v corresponde à velocidade de propagação da onda acústica no substrato piezoelétrico e λ é o comprimento de onda definido pela periodicidade geométrica do IDT.

Com essa propriedade, as ondas acústicas geradas são fortemente contidas na superfície do dispositivo, independentemente da espessura do substrato [25]. Isso confere uma alta sensibilidade a parâmetros físicos ou químicos que alteram as características de propagação do sinal. Como consequência, a resposta em frequência do sinal captado na saída do dispositivo apresenta diferença de magnitude em relação ao sinal de entrada [26], como ilustrado na Figura 2.

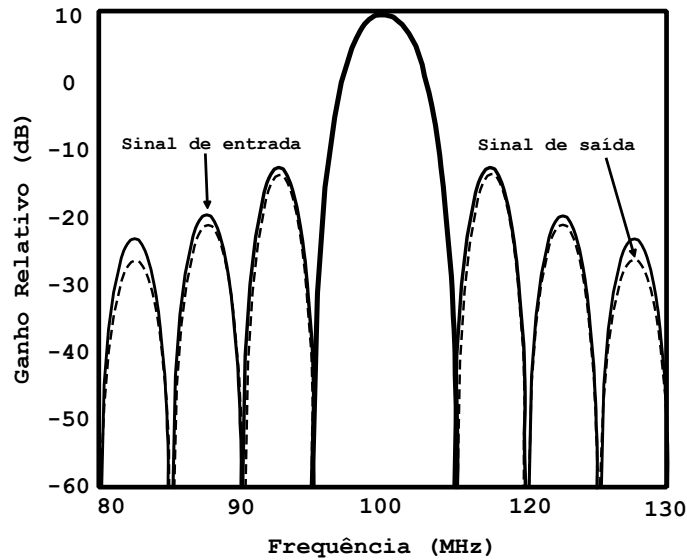


Figura 2 – Ilustração da resposta em frequência de um dispositivo SAW com frequência central de 100MHz [1] (Modificada).

Em suas primeiras aplicações, os dispositivos SAW foram utilizados baseados nas ondas de Rayleigh. Nesse modo, as ondas acústicas propagam-se ao longo do eixo x , enquanto o deslocamento das partículas ocorre transversalmente, com amplitude variando no eixo y [9], conforme ilustrado na Figura 3. Com essa propriedade, os dispositivos SAW no modo de Rayleigh são extremamente sensíveis para a medição de temperatura, pressão, umidade e diferentes tipos de gases [11, 12, 27].

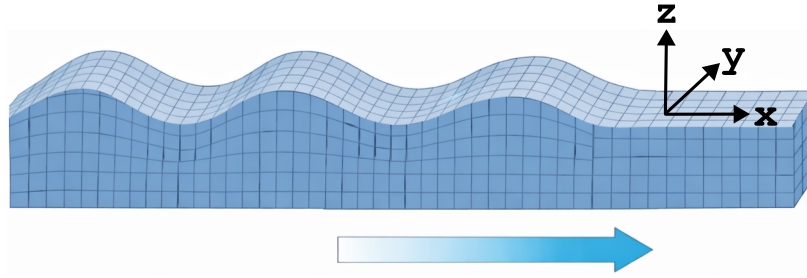


Figura 3 – Ilustração da propagação para ondas de Rayleigh [2] (Modificada).

Posteriormente, foi verificado que, com as ondas de Rayleigh, os dispositivos SAW não eram adequados para a medição em meios líquidos. Visto que, grande parte da energia do sinal acústico era perdida no processo [28, 29]. Com isso, uma alternativa baseada nas ondas de Love foi empregada. Nesse modo, uma camada guia é aplicada sobre o substrato, fazendo com que a onda se propague ao longo do eixo x , enquanto o deslocamento das partículas ocorre predominantemente na direção do eixo y , paralela à superfície do substrato e perpendicular à direção de propagação [9, 30], como ilustrado na Figura 4.

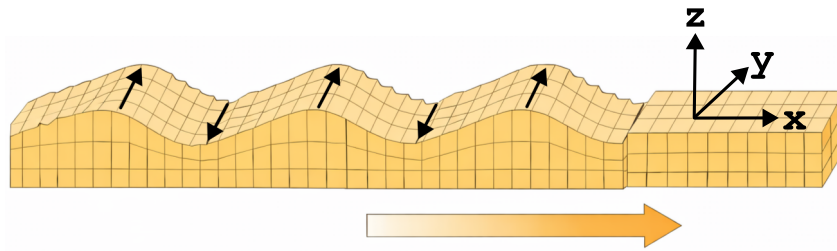


Figura 4 – Ilustração da propagação para ondas de Love [2] (Modificada).

Um exemplo de confecção de um dispositivo SAW como sensor baseado em ondas de Love é o projetado e fabricado pelo Laboratório de Integração de Materiais para Sistemas (do francês Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système – IMS), de Bordeaux. O dispositivo de referência possui frequência central em torno de 117,6 MHz.

Embora o dispositivo real possua quatro terminais elétricos, sua estrutura corresponde à integração de dois dispositivos SAW de duas portas geometricamente idênticos, dispostos sobre o mesmo substrato piezoelétrico, conforme ilustrado na Figura 5. Um desses dispositivos constitui a linha sensível, responsável pela interação direta com a substância a ser medida na camada sensível, enquanto o outro atua como linha de referência, sendo utilizado exclusivamente para a compensação de variações ambientais, como temperatura e efeitos parasitas do substrato.

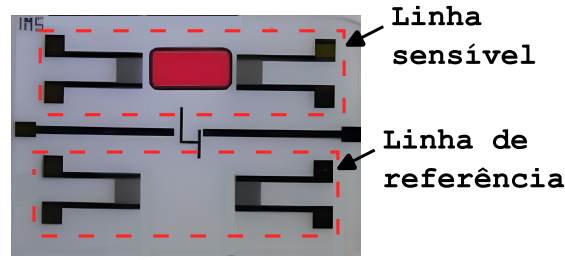


Figura 5 – Dispositivo SAW desenvolvido pelo IMS de Bordeaux com frequência central de 117,6 MHz [3] (Modificada).

2.2 Osciladores Senoidais com Dispositivos SAW

Osciladores eletrônicos senoidais são circuitos capazes de gerar de forma contínua sinais senoidais e sem a necessidade de uma entrada de sinal. A associação de dispositivos SAW em conjunto a esses osciladores é amplamente adotado para garantir maior estabilidade em altas frequências em projetos de comunicação [16, 31]. Além disso, sua aplicação na malha de realimentação de circuitos osciladores vem se destacando devido à alta resolução e à possibilidade de miniaturização do sistema [21].

Com a integração do sistema, a oscilação inicia-se a partir de pequenas perturbações no circuito, que geram sinais em diversas frequências. O dispositivo SAW, atuando como um filtro ressonante na malha de realimentação, permite que apenas os sinais com frequências próximas à sua frequência central sejam realimentados [32]. Isso garante que a oscilação ocorra de forma estável e precisa na frequência determinada pelo SAW. No entanto, a manutenção da oscilação só é garantida quando os critérios estabelecidos por Barkhausen são respeitados, como ganho de malha unitário e fase igual a zero ou múltipla de 2π [15, 21, 32]. Esses critérios podem ser descritos como:

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

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

sendo A o ganho em malha aberta do oscilador, β o aspecto de realimentação da malha fechada e φ a fase em radianos.

Quando utilizado em medições, qualquer alteração nas condições do meio, como temperatura, pressão ou a presença de um material específico, influencia a propagação da onda acústica e modifica sua frequência de oscilação. Essa mudança pode ser medida com alta precisão, permitindo a detecção de pequenas variações no ambiente e a integração com outros sistemas de medição [18, 21].

Nesse processo, diversas topologias de osciladores podem ser encontradas na literatura, incluindo as configurações de Colpitts, Clapp e Pierce. Para o dispositivo SAW, é comumente utilizado em conjunto com a configuração de oscilador de Colpitts, que é capaz de gerar sinais senoidais de alta frequência utilizando apenas um transistor bipolar de junção (TBJ), como apresentado na Figura 6. Seu funcionamento é caracterizado por uma realimentação obtida por meio de dois capacitores e um indutor que formam sua malha seletiva e permitem ajustes na frequência de operação [32].

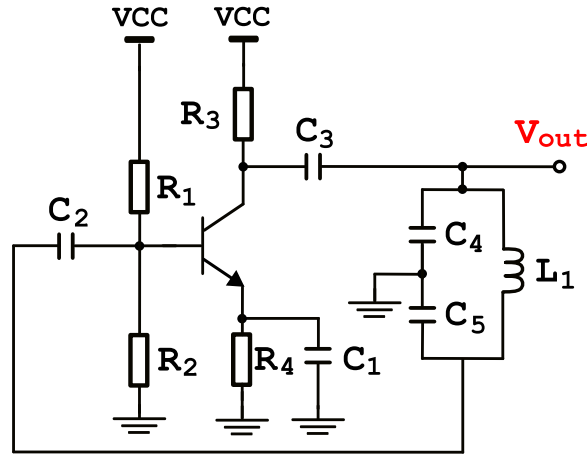


Figura 6 – Diagrama elétrico do oscilador Colpitts em configuração de emissor comum.

2.3 Modelo de Cristal Ressonador de Butterworth Van-Dyke

O modelo de cristal ressonador, desenvolvido inicialmente por Butterworth Van-Dyke em 1914, é apresentado na Figura 7. Esse modelo é capaz de representar as características elétricas da conversão eletromecânica de um cristal ressonador por meio de um circuito com parâmetros de impedância concentrados.

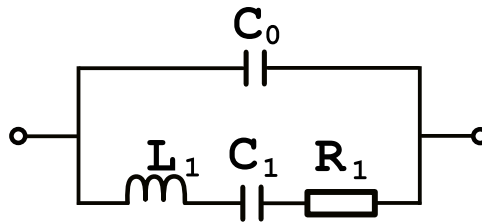


Figura 7 – Modelo Butterworth Van-Dyke [4] (Modificada).

Para isso, o modelo é composto pelos componentes em série R_1 , L_1 e C_1 , em paralelo com uma capacitor C_0 . O ramo em série representa o processo de conversão eletromecânica do dispositivo, sendo a capacitância C_1 relacionada à complacência mecânica do material piezelétrico, a indutância L_1 a massa efetiva do sistema vibratório e a resistência R_1 às perdas de energia do processo eletromecânico. A capacitância C_0 por sua vez, está associada ao acoplamento elétrico entre os terminais do dispositivo e não depende do movimento mecânico [33, 34].

A partir desse equivalente elétrico, é possível descrever tanto o comportamento de ressonância quanto a antirressonância, como ilustrado na Figura 8. Conforme apresentado em [35], considerando o ramo em série, é possível definir a frequência de ressonância (f_s), que pode ser calculada por

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (2.4)$$

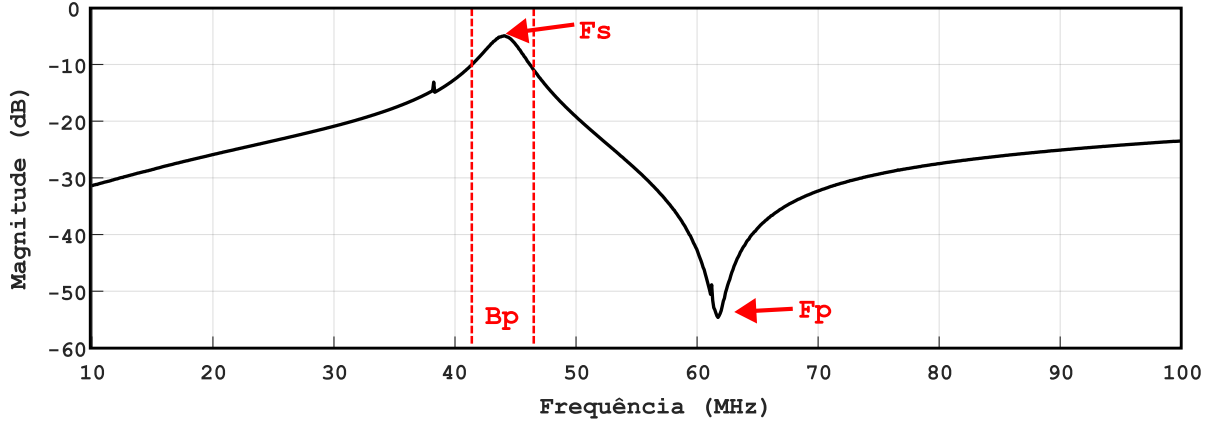


Figura 8 – Exemplo de curva de cristal ressonador para o modelo de Butterworth Van-Dyke.

A inclusão capacitor C_0 em paralelo com o ramo em série modifica o comportamento do circuito para frequências superiores a f_s , resultando assim, em uma frequência de antirressonância definida por

$$f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}. \quad (2.5)$$

A partir disso, a separação entre f_s e f_p depende diretamente da razão C_1 e C_0 , parâmetro que está relacionado ao coeficiente de acoplamento eletromecânico do ressonador [34]. Assim, quanto maior for essa razão, maior será o afastamento entre as frequências. Dessa forma, a capacitância C_1 pode ser definida como

$$C_1 = C_0 \left(\frac{f_p^2}{f_s^2} - 1 \right). \quad (2.6)$$

Uma vez determinado o valor de C_1 e conhecida a frequência de ressonância série f_s , o valor da indutância L_1 pode ser obtido a partir da expressão da ressonância série. Rearranjando a Equação (2.4), obtém-se

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_s}. \quad (2.7)$$

Outro parâmetro fundamental para a caracterização do ressonador é o fator de qualidade Q , que expressa a relação entre a energia armazenada e a energia dissipada. No contexto do modelo, o fator de qualidade associado ao ramo série é dado por

$$Q = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{2\pi f_s L_1}{R_1}. \quad (2.8)$$

A Equação (2.8) evidencia que o fator de qualidade é inversamente proporcional à resistência R_1 , demonstrando que esse parâmetro está diretamente relacionado às perdas do dispositivo. Dessa forma, embora R_1 não influencie as frequências f_s e f_p , essa resistência altera a largura de banda do sinal, a perda de inserção e, conseqüentemente, na seletividade do ressonador [36].

Uma das principais vantagens do modelo Butterworth Van-Dyke é sua simplicidade e viabilidade de implementação física. Diferentemente de abordagens numéricas, como métodos de elementos finitos, o modelo permite prever o desempenho em radiofrequência do dispositivo por meio de um circuito RLC, possibilitando representar os aspectos de transmissão e impedâncias do dispositivo.

3 Revisão Bibliográfica

Neste Capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos encontrados na literatura relacionados à modelagem elétrica de dispositivos SAW e suas aplicações, bem como sua integração em osciladores. São discutidas diferentes abordagens baseadas em circuitos equivalentes, modelos de impedâncias concentradas, elementos distribuídos e linhas de transmissão, bem como suas contribuições, limitações e viabilidade de implementação física. Essa análise fundamenta a identificação das lacunas existentes na literatura e antecede o desenvolvimento do modelo elétrico equivalente proposto neste trabalho.

3.1 Modelagem de Dispositivos SAW

Para entender e explorar as diferentes formas de propagação e seu comportamento prático, a modelagem dos dispositivos SAW torna-se fundamental. Com isso, é possível garantir precisão, eficiência e confiabilidade em suas aplicações, além de possibilitar a previsão de características do dispositivo antes da fabricação, a análise de seu desempenho em diferentes medições e a avaliação de sua integração com outros sistemas.

Nesse contexto, diversos modelos matemáticos e equivalentes elétricos foram desenvolvidos com o objetivo de representar o comportamento eletromecânico do dispositivo SAW. Em 1969, o trabalho desenvolvido por Smith *et al.* [37] apresenta um circuito linear equivalente para representar o comportamento de um IDT. Para isso, foi utilizado como base o modelo de impedâncias concentradas proposto por Mason, que é utilizado para descrever o comportamento de dispositivos piezoelétricos [37]. A partir disso, uma série de trabalhos foram desenvolvidos para melhor aproximar as características desse modelo ao comportamento real dos dispositivos SAW.

Em 1971, com base na proposta inicial de Smith *et al.*, Milsom e Redwood desenvolveram uma abordagem mais precisa para representar as características transitórias associadas à propagação de ondas em dispositivos SAW [38]. A investigação utiliza a combinação de dois modelos, *Crossed-field* e *Inline-field*, em conjunto com a alternância entre seções piezoelectricamente ativas e inativas. Dessa maneira, foi possível representar IDTs irregulares nos quais a distância entre os dedos é diferente de sua largura.

Outra contribuição desenvolvida por Krairojananan e Redwood em [39], foi um modelo capaz lidar com aspectos de transferência de tensão entre a geração e recepção do sinal e o comportamento do dispositivo próximo a frequência central. Assim, seria possível

prever as características do dispositivo antes de sua fabricação. Além disso, os autores apresentam uma discussão a respeito das vantagens do modelo de impedâncias concentradas no cálculo da função transferência do sistema, enquanto o modelo de elementos distribuídos proporciona uma análise transiente mais simples.

De modo a unir as vantagens presentes nos dois modelos básicos proposto por Mason, Aoki apresenta uma abordagem híbrida que une os modelos alterando apenas o valor do parâmetro α [40]. Quando $\alpha = 0$, o circuito equivalente representa o modelo *Crossed-Field*. Para $\alpha = 1$, ele corresponde ao modelo *Inline-Field*. Já em $\alpha = 0,5$, o circuito apresenta um comportamento intermediário entre os dois modelos, equilibrando as componentes longitudinal e transversal da propagação de onda.

Uma abordagem alternativa aos modelos baseados em elementos concentrados é discutida por Ballato em [41]. Para isso, é apontado como os modelos de elementos distribuídos podem ser representados por linhas de transmissão na modelagem de dispositivos piezoelétricos, o que permite análises mais complexas como ressonadores de alta frequência e estruturas com múltiplos modos de vibração. Isso porque, essa modelagem torna possível representar cada ponto de deslocamento, tensão e carga sobre o dispositivo.

Já no trabalho desenvolvido por Yu em [5], linhas de transmissão são utilizadas para representar IDTs apodizados, em que as distâncias entre os dedos podem variar ao longo do comprimento do transdutor. Para isso, Yu utiliza uma expressão obtida empiricamente para representar a razão de corrente no transformador, presente no circuito da Figura 9.

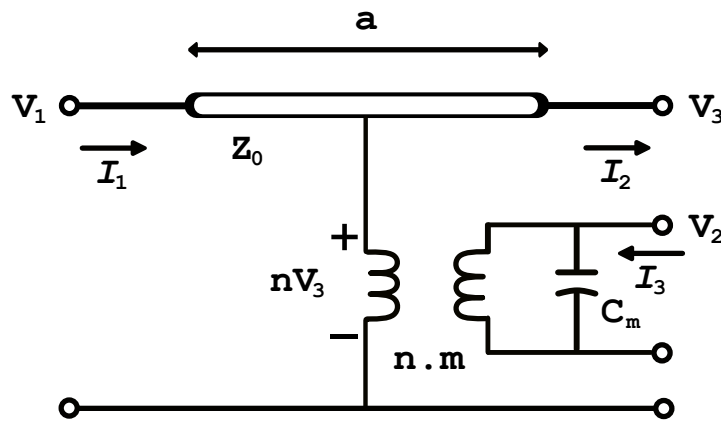


Figura 9 – Modelo de linha de transmissão [5] (Modificada).

No trabalho desenvolvido por Jakoby, foi analisado o desempenho de dispositivos SAW operando com ondas de Love para a medição de líquidos [42]. Dessa forma, foi visto que, no processo de medição, a interação elétrica entre o dispositivo e o líquido é indesejada, pois afeta a conversão eletromecânica do IDT. Com isso, o trabalho utiliza

o Método dos Momentos para calcular a distribuição de carga nos IDTs. Além disso, o autor adiciona um parâmetro G_l para representar as perdas elétricas pela interação do dispositivo com o líquido.

Para representar com maior exatidão os efeitos parasitários externos, como acoplamento eletromagnético, resistência dos eletrodos e indutância dos fios de ligação, Iborra adiciona uma série de modelos elétricos ao dispositivo SAW [43]. Isso permite um ajuste mais preciso da frequência central e do fator de acoplamento eletromecânico, reduzindo significativamente os erros na estimativa dos parâmetros do dispositivo.

Em [44], Rube *et al.* propuseram um modelo para um dispositivo SAW de ondas de Love, ilustrado na Figura 10, implementado no simulador de circuitos QUCS Studio, que integra análises mecânicas e elétricas para descrever a resposta do dispositivo em meios líquidos e gasosos. O modelo baseia-se em equações diferenciais e utiliza funções analíticas no domínio da frequência para representar a resposta acústica, em conjunto com medições dos parâmetros S do dispositivo real. Essa abordagem permite simulações precisas no domínio da frequência, além de unificar a modelagem mecânica e elétrica e possibilitar sua integração direta em ambientes de simulação de circuitos.

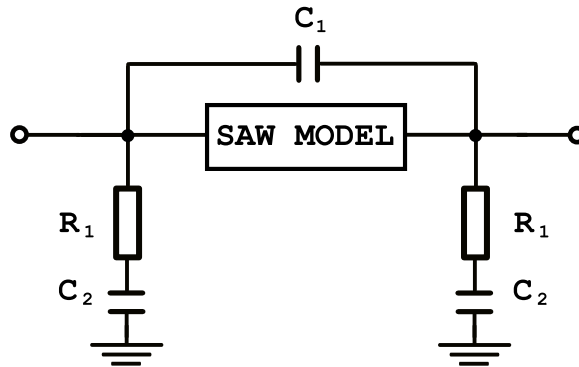


Figura 10 – Modelo Butterworth Van-Dyke [4] (Modificada).

Ainda que o modelo desenvolvido por Rube *et al.* represente de forma próxima o dispositivo SAW, o modelo está limitado apenas a simulações no domínio da frequência. Dessa forma, o modelo não permite simulações no domínio do tempo, o que inviabiliza a análise de fenômenos transitórios, como o crescimento e a estabilização do sinal, aspectos fundamentais quando o dispositivo SAW é utilizado em conjunto com osciladores.

Já o modelo ilustrado na Figura 11, desenvolvido por Jesus *et al.* em [6], apresentou contribuições com um modelo que representa de forma próxima o dispositivo SAW nos domínios do tempo e da frequência em ambientes de simulações SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*), características até então não alcançadas em um único modelo elétrico de SAW. Para isso, utiliza-se equações de ondas e de linhas de transmissão para a modelagem do comportamento do dispositivo. Além disso, o mesmo

pode ser configurado de duas formas: uma mais completa, que inclui o bloco SENSE para representar a interação acústica do sensor com as substâncias medidas, e outra mais simples, sem esse bloco.

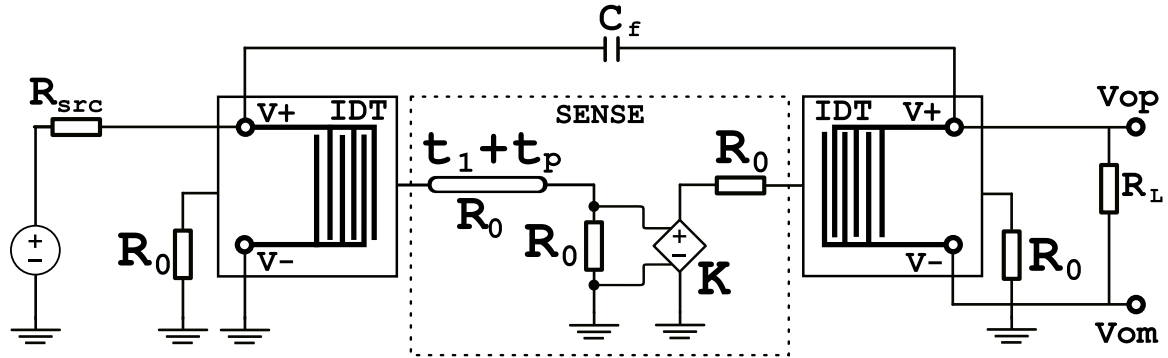


Figura 11 – Modelo de Jesus *et al.* apresentado em [6] (Modificada).

Mesmo que o modelo apresentado por Jesus *et al.* represente de forma satisfatória o comportamento do dispositivo SAW tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo, aspectos como a viabilidade de implementação física, o que inviabiliza seu uso em aplicações em campo, por exemplo. Nesse contexto, modelos baseados em cristais ressonadores, que apresentam comportamento de filtro passa-faixa, são amplamente empregados em projetos que integram dispositivos SAW a outros sistemas devido a sua simplicidade, especialmente em osciladores.

Um desses modelos, desenvolvido por Bernardes *et al.* em [7], ilustrado na Figura 12, apresenta uma topologia de circuito baseado no modelo de cristal ressonador de Butterworth–Van Dyke [4] para representar o comportamento de dispositivos SAW em torno de sua frequência central. Essa abordagem, destaca-se por um menor tempo de simulação, possibilidade de simulação nos domínios do tempo e da frequência, e pela viabilidade de implementação física. Por essas razões, o modelo tem sido comumente adotado em estudos que investigam a aplicação de sensores SAW em osciladores eletrônicos [8, 18].

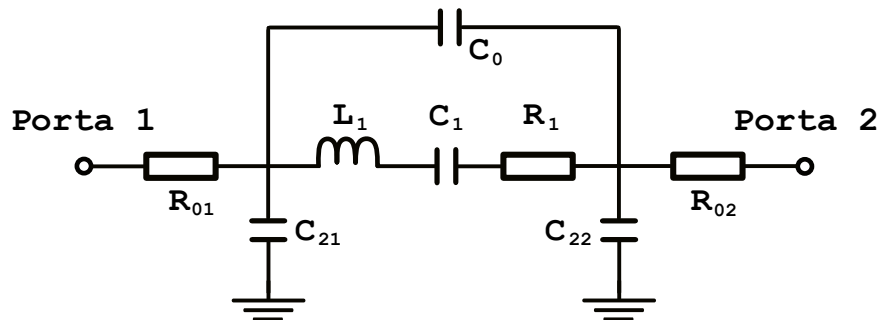


Figura 12 – Modelo desenvolvido por Bernardes em [7] (Modificada).

3.2 Dispositivos SAW em Osciladores Eletrônicos

Na literatura também são encontrados artigos que buscam investigar as aplicações dos dispositivos SAW em conjunto a osciladores senoidais. No trabalho desenvolvido por Karim *et al.* [16], é apresentado um projeto e simulação de um oscilador Pierce em conjunto a um dispositivo SAW. Utilizando o modelo de Butterworth Van-Dyke para representar o SAW na malha seletiva do oscilador, aspectos como ganho, potência e ruído de fase no sistema foram avaliados. Além disso, o autor mostra que a inserção do modelo utilizado resultou em diferenças na frequência central de oscilação.

Já em [31], Nomura propõe a utilização do dispositivo SAW na composição de um oscilador Colpitts para aplicações em comunicação sem fio. Para garantir o funcionamento integrado do sistema, o circuito é projetado com um ganho capaz de compensar as perdas de potência causada pelo SAW, além de um estágio de saída com um seguidor de emissor para garantir as condições de oscilação. Além disso, também são observadas diferenças na frequência central de oscilação com a inserção do modelo do SAW proposto.

Com as adaptações do modelo de Butterworth Van-Dyke propostas por Bernades, apresentadas na Seção 3.1, Silva [18] buscou comparar o uso do modelo em três topologias distintas de osciladores. Com isso, foram analisados aspectos como amplitude, frequência e tempo de oscilação, assim como a faixa de valores que os componentes podem assumir para manter a oscilação no sistema.

No trabalho desenvolvido por Carvalho [8], são comparados dois modelos de dispositivos SAW, propostos por Bernades [7] e Jesus [6], com o objetivo de investigar seu uso como sensor em uma malha fechada. Para isso, é desenvolvida uma topologia de oscilador baseada em Colpitts, com estágios de ganho e realimentação desacoplados, permitindo a oscilação mesmo em situações em que o SAW é perturbado. Assim, foi possível observar que cada modelo apresentou efeitos distintos no circuito oscilador quando inseridos em sua malha de realimentação, sendo o modelo de Jesus com o comportamento mais próximo do real entre os dois modelos avaliados na investigação.

Embora os trabalhos apresentados investiguem o uso de dispositivos SAW com diferentes topologias de osciladores senoidais, ainda existem questões em aberto sobre o uso de modelos de dispositivos SAW nesses projetos. Especificamente, não foi encontrado nenhum modelo fisicamente implementável que represente adequadamente características essenciais para os critérios de oscilação, como o acoplamento elétrico entre as portas do dispositivo SAW. Essas limitações dificultam a possibilidade do uso desses modelos para calibração do sistema em medições em campo. Junto a isso, não foram encontrados estudos que abordem essa problemática de calibração do sensor junto ao oscilador em uma implementação física.

4 Avaliação de Impedância em Modelos de Dispositivos SAW

Entre os modelos mais utilizados para representar o comportamento de dispositivos SAW estão aqueles baseados em equações diferenciais, ajustados a partir dos parâmetros S medidos, modelos baseados em linhas de transmissão e modelos equivalentes baseados em cristal ressonador. Exemplos dessas abordagens são propostas por Rube [44], Jesus [6] e Bernardes [7] com foco na modelagem do dispositivo SAW como sensor. Neste trabalho, esses modelos são adotados para fins de análise comparativa e passam a ser denominados, respectivamente, como modelo M1, modelo M2 e modelo M3.

Com base na resposta em frequência de cada modelo, com frequência central em torno de 117 MHz, em conjunto com as medições do dispositivo SAW real, conforme apresentado na Figura 13, observa-se que os modelos M1 e M2 apresentam a resposta em frequência mais próxima à do dispositivo real. Isso ocorre porque ambos são capazes de representar as múltiplas reflexões de onda no dispositivo, evidenciadas pelas oscilações na perda de inserção e na fase ao redor da frequência central. Por outro lado, o modelo M3 fornece apenas uma representação do comportamento aproximado em torno da frequência de ressonância, sendo indicado para uso em sistemas que operam na frequência de ressonância, como no caso dos osciladores em malha fechada.

A escolha entre os modelos M1, M2 e M3 depende da aplicação, pois cada um atende a diferentes necessidades. O modelo M1 oferece a representação mais fiel do comportamento real do dispositivo, mas não permite simulações no domínio do tempo. O modelo M2 permite simulações exatas tanto no domínio do tempo quanto da frequência, embora, assim como o M1, não possa ser implementado fisicamente. Já o modelo M3 é fisicamente implementável, mas apresenta limitações na representação do comportamento dos dispositivos SAW.

Embora cada modelo apresente vantagens específicas conforme a aplicação considerada, observa-se na literatura uma escassez de estudos que realizem análises comparativas das impedâncias e acoplamento elétrico entre as portas de dispositivos SAW. Essa lacuna torna-se especialmente relevante, uma vez que esses aspectos são fundamentais para integração desses modelos com outros sistemas, especialmente os osciladores eletrônicos, nos quais o comportamento das impedâncias podem influenciar o desempenho e estabilidade do circuito.

Nesse sentido, diante das diferenças de comportamento observadas para os modelos M2 e M3 quando inseridos na malha de realimentação apresentada em [8], considera-se, neste trabalho, a hipótese de que tais modelos não representam de forma adequada o acoplamento elétrico entre as portas. Entre eles, o modelo M3 é o que mais se aproxima dos objetivos deste trabalho, pois possibilita implementação física.

Com base nessa hipótese, o primeiro aspecto investigado neste trabalho consiste na análise do comportamento das impedâncias de entrada e saída dos modelos M1, M2 e M3, bem como do acoplamento elétrico entre suas portas. Para isso, o modelo M1 é adotado como referência, enquanto os modelos M2 e M3 são avaliados por meio de comparação direta com esse modelo. Adicionalmente, o intuito é comprovar a hipótese de que os modelos M2 e M3 apresentam comportamento diferente em relação ao modelo de referência, contribuindo para a identificação de suas limitações e servindo de base para o desenvolvimento de um modelo proposto neste trabalho.

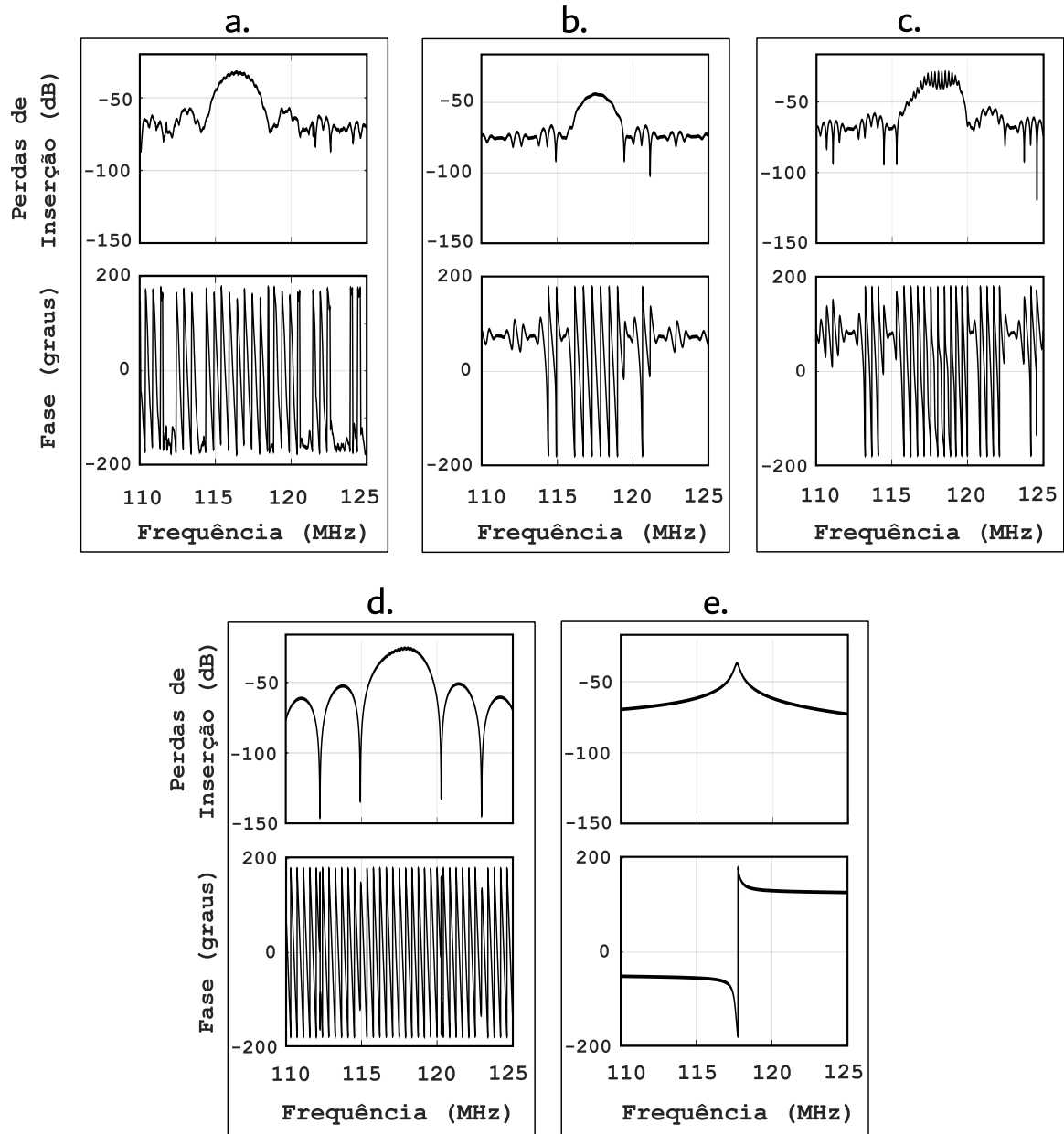


Figura 13 – Resposta em frequência ao redor da fundamental de a) dispositivo SAW de referência quando medido com um VNA; b) modelo M1; c) modelo M2 com o bloco SENSE; d) modelo M2 sem o bloco SENSE; e) modelo M3.

4.1 Metodologia de Avaliação das Impedâncias

O modelo M1 foi implementado no QUCS (*Quite Universal Circuit Simulator*), ambiente para o qual foi originalmente desenvolvido, utilizando os parâmetros de projeto descritos em [44], com resposta em frequência apresentada na Figura 13b. O modelo M2, por sua vez, foi implementado no LTSpice com os seguintes parâmetros: frequência central (f_0) = 116,5 MHz; número de pares de dedos (N_s) = 44; tempo de atraso (t_L) = 2 μ s; capacitância do IDT (C_T) = 8,51 pF; resistência do IDT (R_T) = 10,1 Ω ; acoplamento eletroacústico (k^2) = 1,4%. Sua característica AC com e sem o bloco SENSE é apresentada nas Figuras

13c e 13d, respectivamente. Para isso, utilizou-se o gerador de modelo disponibilizado pelo autor em [6]. O modelo M3, com características AC mostradas na Figura 13e, também foi implementado no LTSpice com base nos parâmetros de projeto apresentados em [7]. Observa-se que, apesar das diferentes abordagens de modelagem e implementação, as figuras apresentadas revelam uma similaridade na resposta do SAW em torno da frequência central.

Para garantir condições de simulação equivalentes em todos os modelos, a frequência central foi definida como 117,6 MHz. Uma simulação linear foi realizada na faixa de 110 MHz a 125 MHz, utilizando 10.000 amostras e algoritmos de integração padrão, bem como as tolerâncias de tensão e corrente padrões dos simuladores. Para medir as impedâncias de entrada e saída, a configuração consiste uma fonte de sinal à entrada de cada modelo e uma carga variável R_{var} à saída, como ilustrado na Figura 14. A impedância de entrada seguiu a equação

$$\mathbf{Z}_{\text{in}} = \frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{in}}}, \quad (4.1)$$

em que $\mathbf{Z}_{\text{in}}$ é a impedância de entrada, V_{in} é a tensão de entrada e I_{in} é a corrente de entrada. A impedância de saída é calculada por

$$\mathbf{Z}_{\text{out}} = R_{\text{var}} \left(\frac{V_{\text{oc}}}{V_L} - 1 \right), \quad (4.2)$$

em que Z_{out} é a impedância de saída, V_{oc} é a tensão de saída sem carga conectada e V_L é a tensão de saída com a carga conectada. Para verificar se a variação da resistência de carga provoca alterações nas impedâncias dos modelos, R_{var} assume os valores de 50 Ω , 500 Ω , 1 k Ω , 10 k Ω e 1 M Ω .

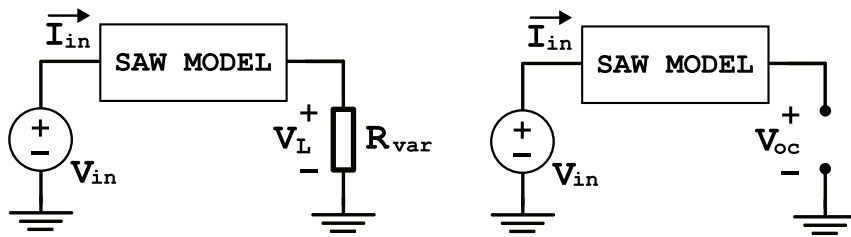


Figura 14 – Configuração de circuito usada para medir a impedância de entrada e saída.

4.2 Respostas das Impedâncias dos Modelos Investigados

Esta Seção são apresentadas as respostas das impedâncias de entrada e saída para os modelos discutidos no Capítulo 4 em função da variação de uma carga resistiva R_{var} conectada à saída.

4.2.1 Modelo M1

Nas Figuras 15 e 16, são apresentadas as curvas de impedância de entrada e de saída do modelo M1, o qual apresenta maior proximidade com o comportamento do dispositivo SAW. Observa-se que a componente real da impedância de entrada mantém-se praticamente constante, com um nível médio em torno de $2\ \Omega$, para frequências inferiores a 116 MHz e superiores a 119 MHz. No intervalo compreendido entre esses limites, a impedância aumenta progressivamente à medida que a frequência se aproxima do valor central, atingindo valores máximos entre $35\ \Omega$ e $37\ \Omega$ em 117,6 MHz, em função do acréscimo da resistência R_{var} .

A componente imaginária apresenta uma tendência crescente ao longo da faixa de frequência analisada, variando de aproximadamente $-390\ \Omega$ a $-340\ \Omega$, com crescimento mais pronunciado no intervalo entre 116 MHz e 119 MHz. Com o aumento de R_{var} , observam-se alterações nas amplitudes das componentes real e imaginária, caracterizadas por um comportamento oscilatório nas proximidades da frequência central. A amplitude dessas oscilações torna-se mais significativa para valores de R_{var} superiores a $50\ \Omega$, atingindo aproximadamente $4\ \Omega$ pico a pico (pp) na componente real e $5\ \Omega_{\text{pp}}$ na componente imaginária.

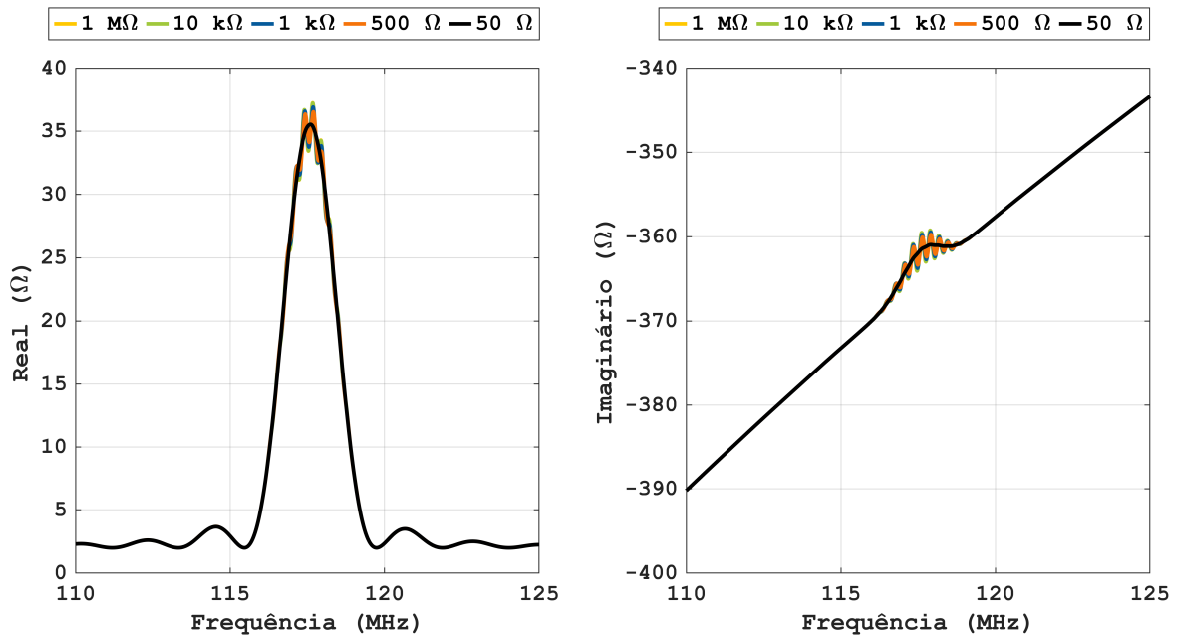


Figura 15 – Impedância de entrada de M1 para a variação da carga R_{var} .

Para a impedância de saída do modelo M1, apresentada na Figura 16, nota-se um comportamento semelhante ao observado para a impedância de entrada quando $R_{\text{var}} = 50\ \Omega$, com amplitudes equivalentes nas componentes real e imaginária. Para valores de R_{var}

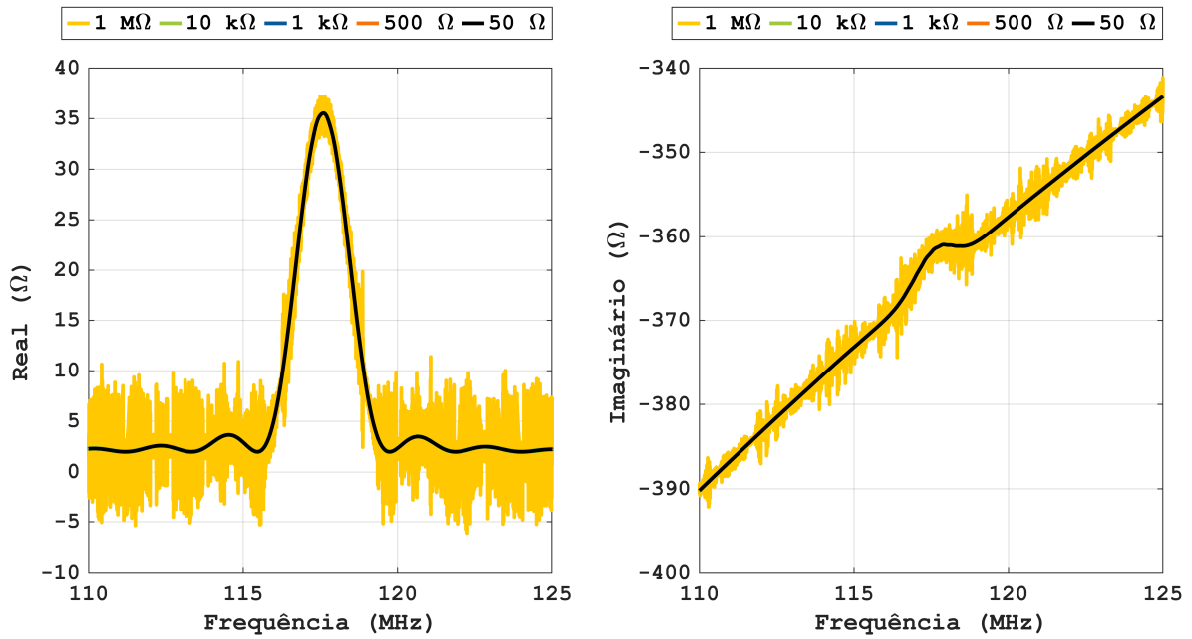


Figura 16 – Impedância de saída de M1 para a variação da carga R_{var} .

de até 10 kΩ, não se observam oscilações nem variações significativas de amplitude na janela de observação. Entretanto, para $R_{\text{var}} = 1 \text{ M}\Omega$, tornam-se evidentes interferências com amplitudes da ordem de 14 Ω.

4.2.2 Modelo M2 com o Bloco SENSE

No modelo M2 com o bloco *SENSE*, a impedância de entrada, apresentada na Figura 17, apresenta oscilações na parte real, variando em torno de 5 Ω a 30 Ω para frequências abaixo de 116 MHz e de 5 Ω a 90 Ω acima de 120 MHz. Dentro dessa faixa, observa-se um crescimento acentuado com variações abruptas, atingindo amplitudes máximas entre 4 kΩ e 6 kΩ em torno de 119 MHz, conforme a variação de R_{var} .

Na componente imaginária, os valores oscilam de forma moderada à medida que a frequência aumenta entre -600 Ω e -500 Ω abaixo de 116 MHz, e entre 1 kΩ e 700 Ω acima de 120 MHz. Nesse intervalo intermediário, percebe-se um comportamento crescente da amplitude com variações abruptas, com valores máximos e mínimos de aproximadamente -3,5 kΩ a 2 kΩ em 119 MHz. As diferenças entre as curvas para diferentes valores de R_{var} alcançam cerca de 1 kΩ nessa região.

Já a impedância de saída, mostrada na Figura 18, apresenta na parte real variações de 5 Ω a 29 Ω para frequências abaixo de 116 MHz e de 5 Ω a 80 Ω acima de 121 MHz. Entre 115 MHz e 119 MHz, observa-se um comportamento crescente com oscilações irregulares entre 5 Ω e 300 Ω, seguido de uma inflexão entre 119 MHz e 120 MHz, com pico de 1,62 kΩ.

Na componente imaginária, ocorrem variações moderadas em torno de -600Ω a -400Ω abaixo de 116 MHz e de -800Ω a -700Ω acima de 121 MHz. No intervalo de 116 MHz a 119 MHz, há uma queda com flutuações irregulares entre 430Ω e -135Ω , culminando em uma inflexão entre 119 MHz e 120 MHz com pico de $-1,74 \text{ k}\Omega$. Diferente da impedância de entrada, a impedância de saída não apresentou variações de amplitude com a alteração de R_{var} .

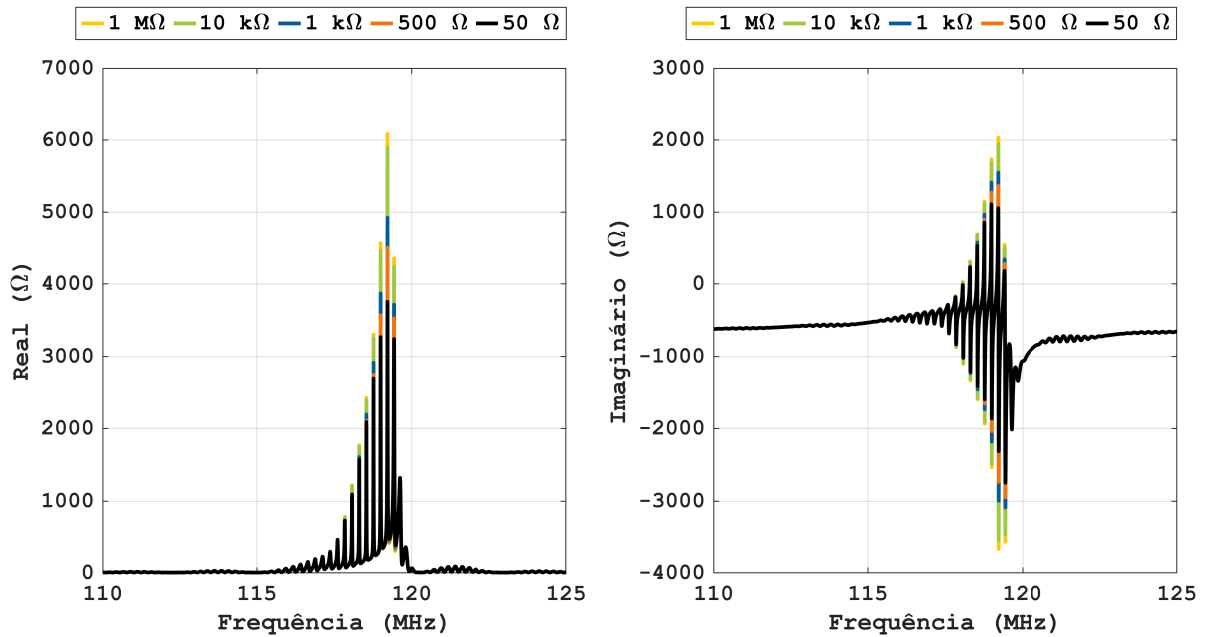


Figura 17 – Impedância de entrada de M2 com o bloco SENSE para a variação da carga R_{var} .

4.2.3 Modelo M2 sem o Bloco SENSE

No modelo M2 sem o bloco SENSE, a componente real da impedância de entrada, apresentada na Figura 19, manteve-se aproximadamente constante em torno de 5Ω para frequências abaixo de 115 MHz e acima de 120 MHz. Entre esses limites, observa-se um aumento gradual acompanhado de oscilações, com amplitudes crescentes à medida que a frequência se aproxima do valor central. A variação de R_{var} influenciou diretamente as amplitudes, com oscilações de aproximadamente $12 \Omega_{\text{pp}}$ para $R_{\text{var}} = 50 \Omega$ e cerca de $25 \Omega_{\text{pp}}$ para valores superiores.

Na componente imaginária, identificou-se um comportamento crescente entre -170Ω e -150Ω para frequências abaixo de 116 MHz e entre -180Ω e -150Ω acima de 119 MHz. No intervalo de 116 MHz a 119 MHz, a curva apresentou tendência decrescente com oscilações de amplitude também ampliadas em torno da frequência central. Assim como na parte real, a variação de R_{var} resultou em mudanças significativas nas amplitudes de oscilação, atingindo aproximadamente $14 \Omega_{\text{pp}}$ para $R_{\text{var}} = 50 \Omega$ e $23 \Omega_{\text{pp}}$ para valores superiores.

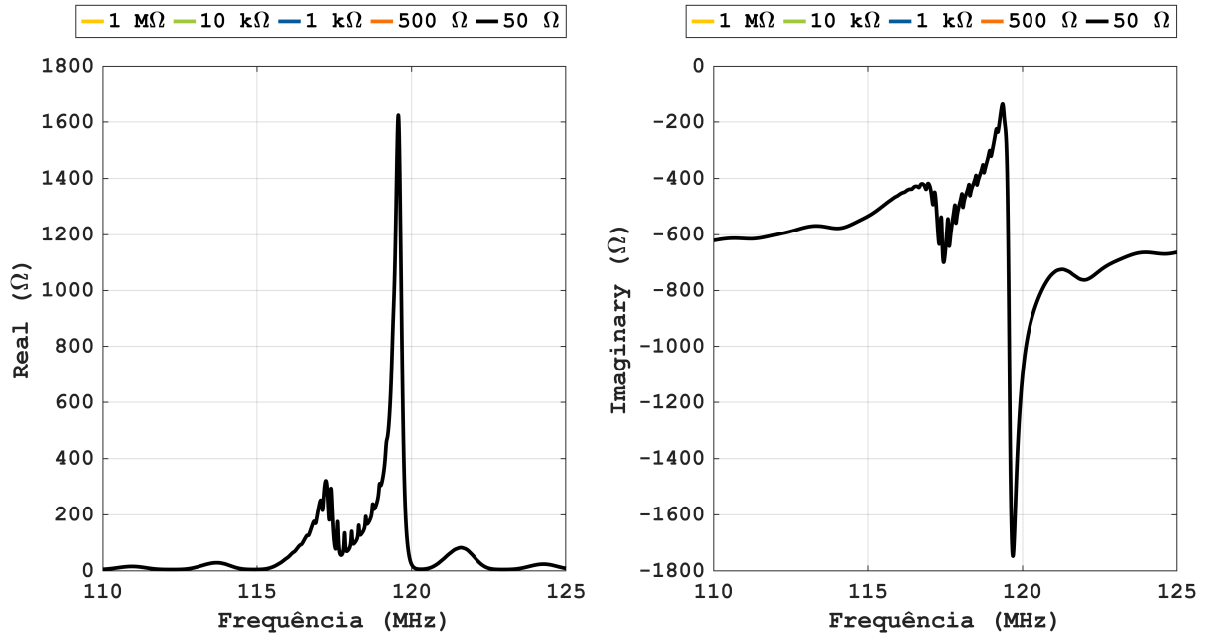


Figura 18 – Impedância de saída de M2 com o bloco SENSE para a variação da carga R_{var} .

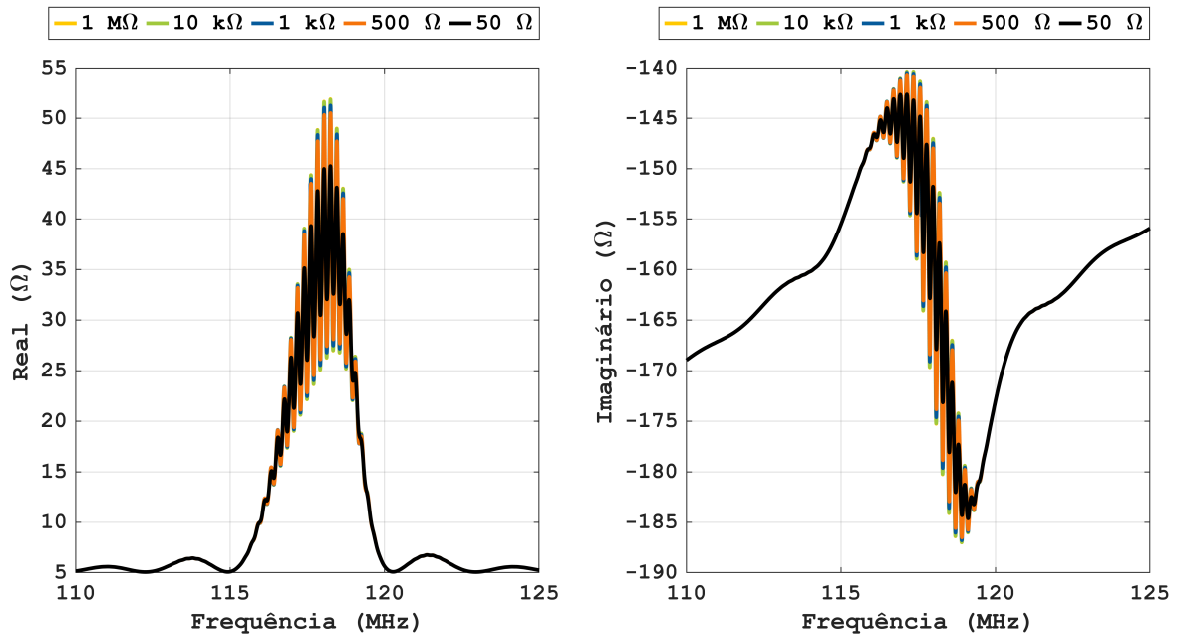


Figura 19 – Impedância de entrada de M2 sem o bloco SENSE para a variação da carga R_{var} .

A impedância de saída, apresentada na Figura 20, possui componentes real e imaginária com comportamento semelhante e amplitudes comparáveis às da impedância de entrada para $R_{\text{var}} = 50 \Omega$. Com o aumento de R_{var} , no entanto, surgem múltiplos picos ao longo da faixa de frequências analisada. Para viabilizar a visualização da curva, foi necessário limitar os eixos do gráfico entre 0Ω e 60Ω na parte real e entre -190Ω

e -140Ω na parte imaginária. Em uma faixa de observação completa, apresentada na Figura 21, observa-se que as amplitudes desses picos variam aproximadamente de $-2,3 \text{ k}\Omega$ a $4,4 \text{ k}\Omega$ na parte real e de $-3 \text{ k}\Omega$ a $1,6 \text{ k}\Omega$ na parte imaginária.

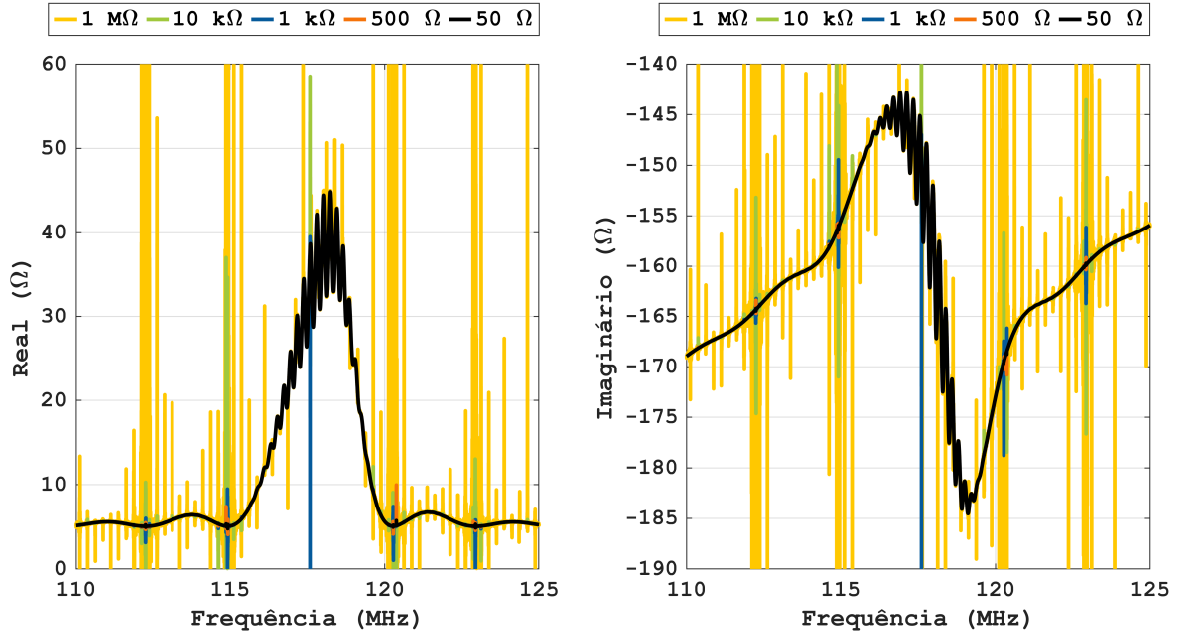


Figura 20 – Impedância de saída de M2 sem o bloco SENSE para a variação da carga R_{var} .

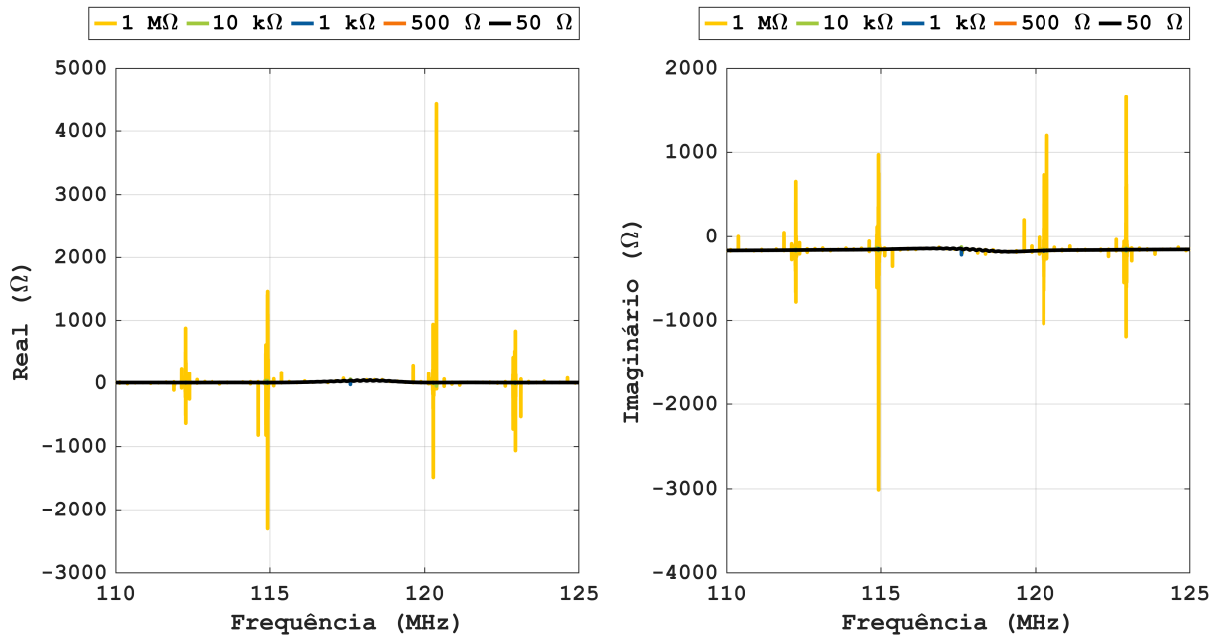


Figura 21 – Visão geral da impedância de saída de M2 sem o bloco SENSE para a variação da carga R_{var} .

4.2.4 Modelo M3

A impedância de entrada do modelo M3, apresentada na Figura 22, apresenta componente real aproximadamente constante em torno de 500Ω para frequências inferiores a 117 MHz e superiores a 118 MHz . Entre esses intervalos, observa-se um aumento gradual da impedância, atingindo valores máximos entre 611Ω e 636Ω na frequência central, conforme a variação de R_{var} .

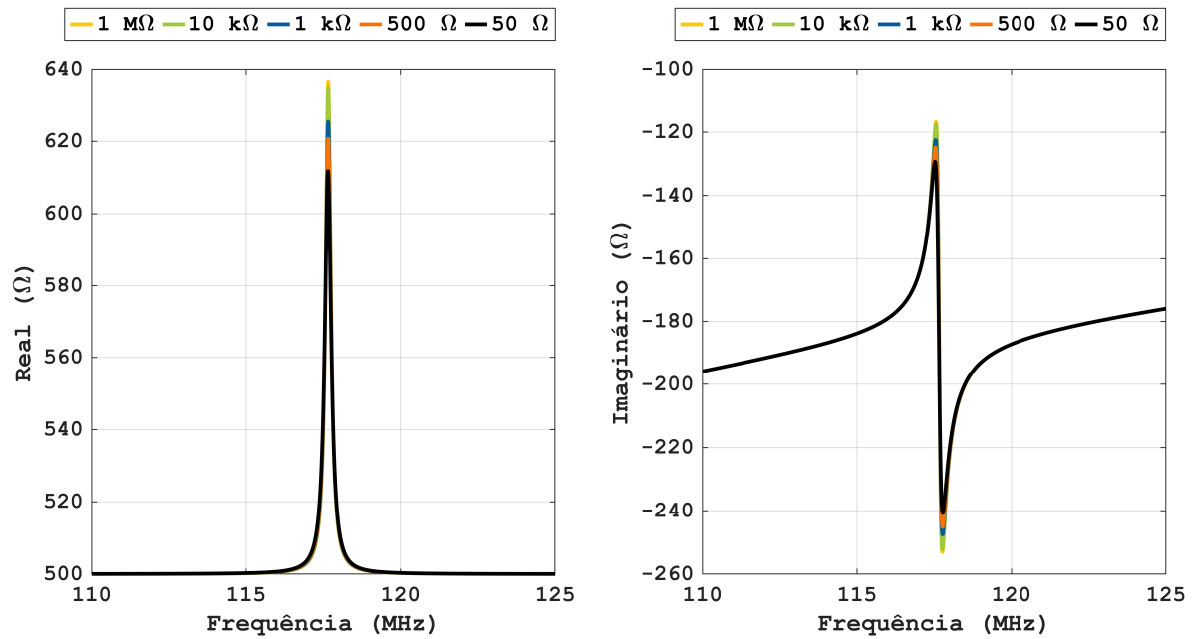


Figura 22 – Impedância de entrada de M3 para a variação da carga R_{var} .

Na componente imaginária, a amplitude aumenta moderadamente de -190Ω para -180Ω abaixo de 116 MHz e de -190Ω para -170Ω acima de 119 MHz . No intervalo intermediário, a curva apresenta um rápido crescimento, seguido de uma queda acentuada nas proximidades da frequência central, antes de voltar a aumentar. Com o incremento de R_{var} , observa-se um aumento da amplitude dos picos nessa região, resultando em uma diferença máxima de aproximadamente 13Ω entre as curvas.

Na Figura 23, observa-se que a impedância de saída do modelo M3 apresenta, nas componentes real e imaginária, comportamento semelhante e amplitudes equivalentes às da impedância de entrada para $R_{\text{var}} = 50 \Omega$. Além disso, não foram identificadas alterações significativas na curva da impedância de saída com a variação de R_{var} .

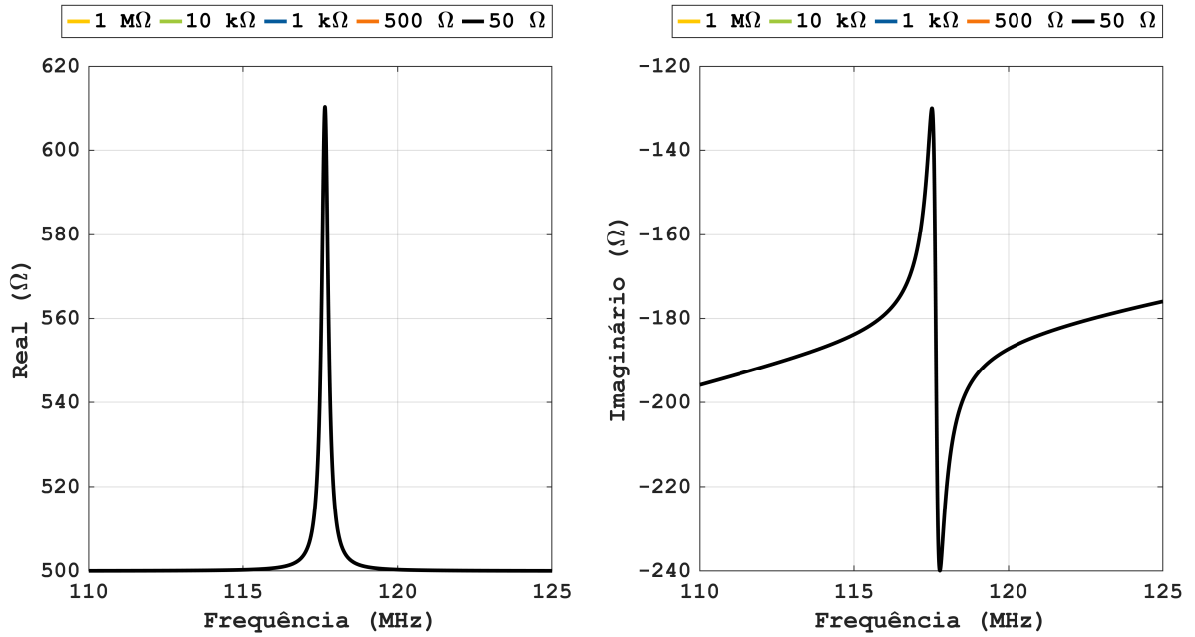


Figura 23 – Impedância de saída de M3 para a variação da carga R_{var} .

4.3 Discussões da Avaliação das Impedâncias

Para o modelo M2 com o bloco SENSE, as curvas de impedância apresentam variações abruptas e amplitudes significativamente mais elevadas em comparação aos demais modelos, especialmente à medida que R_{var} é alterado. Enquanto o modelo M1 apresentou variações na ordem de dezenas de ohms, o modelo M2 com SENSE exibiu amplitudes na ordem de quilohms (kΩ), possivelmente associadas a interações mais complexas entre os modelos dos IDTs.

Já no modelo M2 sem o bloco SENSE, observa-se um comportamento mais estável, com amplitudes comparáveis às do modelo M1, também na ordem de dezenas de ohms. No entanto, identificam-se oscilações ligeiramente mais pronunciadas nas proximidades da frequência central. Adicionalmente, ambos os modelos M2, com e sem o bloco SENSE, apresentaram curvas de impedância de entrada assimétricas, com amplitudes máximas deslocadas da frequência central, o que reforça as diferenças estruturais entre esses modelos e o modelo de referência.

A partir das análises do modelo M3, observa-se igualmente um maior acoplamento entre as portas em relação ao modelo M1, porém menos acentuado do que no modelo M2 com o bloco SENSE, com variações na ordem de centenas de ohms. As variações de R_{var} afetam a amplitude da impedância, porém sem induzir oscilações, como observado nos demais modelos. Além disso, o comportamento crescente da curva nas proximidades da frequência central ocorre em uma faixa de frequência mais estreita quando comparado aos outros modelos, indicando uma resposta mais localizada.

Dessa forma, com base na análise das curvas de impedância, confirma-se a hipótese de que, embora os modelos estudados apresentem comportamento semelhante ao do dispositivo SAW real em termos de magnitude e fase na região da frequência central, existem discrepâncias nas relações de impedância entre as portas. Essas diferenças evidenciam limitações na equivalência dos modelos do ponto de vista da interação elétrica entre os terminais. Com isso, é possível determinar os parâmetros e comportamento desejado para o modelo proposto neste trabalho, que é apresentado no Capítulo 5.

5 Modelo Elétrico Equivalente Baseado em Cristal Ressonador

Neste Capítulo são descritas as etapas de desenvolvimento do modelo proposto, fundamentadas nos conceitos apresentados no Capítulo 2, bem como suas características de funcionamento e a metodologia de ajuste dos parâmetros. Assim, com o objetivo de reproduzir as características do dispositivo SAW em torno da frequência central e, simultaneamente, permitir sua implementação física, o circuito foi projetado de modo a possibilitar o ajuste dos parâmetros de impedância de entrada e de saída, bem como da transmissão e do acoplamento elétrico entre as portas do dispositivo. Para isso, o modelo proposto pode ser dividido conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 24.



Figura 24 – Diagrama de blocos do modelo proposto.

O bloco de entrada tem como finalidade permitir o ajuste da impedância de entrada do dispositivo, ao mesmo tempo que reproduz o comportamento ressonante em torno da frequência central. O bloco de amplificação é responsável por representar o acoplamento elétrico entre as portas, garantindo isolamento entre entrada e saída e possibilitando o ajuste das magnitudes de transmissão do sinal. Por fim, o bloco de saída, de forma análoga ao bloco de entrada, permite a representação da impedância de saída, bem como das características de transmissão associadas à essa porta. Os aspectos específicos de cada bloco são apresentados na Seção 5.1.

5.1 Descrição do Modelo Proposto

No circuito que representa o bloco de entrada, apresentado na Figura 25, utiliza-se o modelo de cristal ressonador de Butterworth–Van Dyke, descrito no Capítulo 2. Esse modelo permite representar adequadamente as características de impedância de entrada e o comportamento ressonante na frequência central.

Para possibilitar o ajuste da impedância de entrada, o resistor R_{in} é responsável por definir o nível médio da impedância, sendo que o aumento de seu valor resulta em um aumento diretamente proporcional do nível médio da impedância de entrada. Por sua vez, o capacitor C_{in} controla a amplitude da impedância na frequência central, apresentando

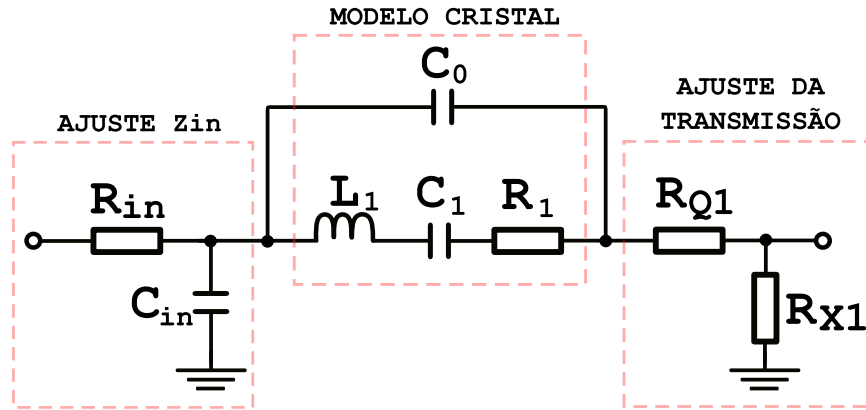


Figura 25 – Diagrama elétrico do bloco de entrada.

uma relação inversamente proporcional, de modo que o aumento de sua capacitância reduz a magnitude da impedância nessa frequência. No que se refere à transmissão do sinal, o resistor R_{X1} é adicionado para ajustar a atenuação do sinal, enquanto o resistor R_{Q1} controla a largura de banda em torno da frequência central, ambos com mesma direcionalidade.

Entre a entrada e a saída do modelo é inserido um bloco amplificador composto por dois estágios, cada um implementado com um transistor MOSFET (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) em configuração de fonte comum, como apresentado na Figura 26. Essa configuração é escolhida por proporcionar ganho no sinal e boa isolamento entre entrada e saída.

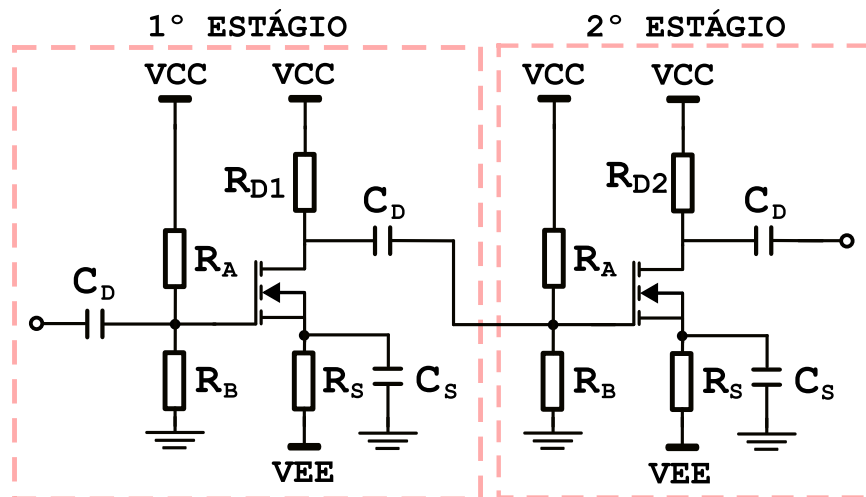


Figura 26 – Diagrama elétrico do bloco de amplificação.

O primeiro estágio apresenta elevada impedância de entrada, minimizando o efeitos de carga sobre o cristal de entrada e preservando seu comportamento ressonante. O segundo estágio atua como um isolador adicional, impedindo que a carga conectada à saída, formada pelo bloco de saída, influencie o dreno do primeiro MOSFET, assegurando a estabilidade do funcionamento do amplificador.

Em cada estágio, os resistores R_A e R_B formam um divisor resistivo responsável por estabelecer a tensão de polarização da porta do MOSFET, garantindo sua operação na região ativa. Esses resistores definem exclusivamente o ponto de operação em corrente contínua e não contribuem diretamente para o ganho em pequenos sinais.

Os resistores R_{D1} e R_{D2} , conectados aos drenos dos transistores, atuam como cargas resistivas e são os principais responsáveis pelo ajuste do ganho de tensão de cada estágio, em conjunto com a transcondutância (gm) dos MOSFETs. Dessa forma, a variação desses resistores permite controlar o ganho do bloco amplificador sem alterar as condições de polarização.

O resistor R_S , por sua vez, define o ponto de operação em corrente contínua, assegurando a região de operação em saturação. O capacitor C_S atua como capacitor de *bypass*, desacoplando R_S em corrente alternada e impedindo que esse resistor reduza o ganho de tensão na faixa de frequências de interesse. Por fim, os capacitores C_D atuam exclusivamente como capacitores de desacoplamento, bloqueando o componente contínuo e permitindo apenas a passagem do sinal em corrente alternada entre os estágios e na saída do amplificador.

No bloco de saída, apresentado na Figura 27, emprega-se novamente o modelo de cristal ressonador de Butterworth–Van Dyke, idêntico ao utilizado no bloco de entrada. Essa escolha se justifica pelo fato de que a presença do bloco de amplificação entre a entrada e a saída impede a observação do comportamento da impedância de saída a partir do cristal de entrada, uma vez que o amplificador promove isolamento elétrico entre esses dois pontos do circuito. Dessa forma, o modelo incorpora um segundo cristal com as mesmas características do cristal de entrada, permitindo representar de maneira independente as impedâncias do dispositivo SAW tanto na entrada quanto na saída. Além disso, a adoção de um segundo modelo de cristal justifica-se pela necessidade de reproduzir o mesmo nível de atenuação apresentado pelo dispositivo SAW real, possibilitando a divisão da atenuação total em duas parcelas iguais, atribuídas a cada modelo de cristal.

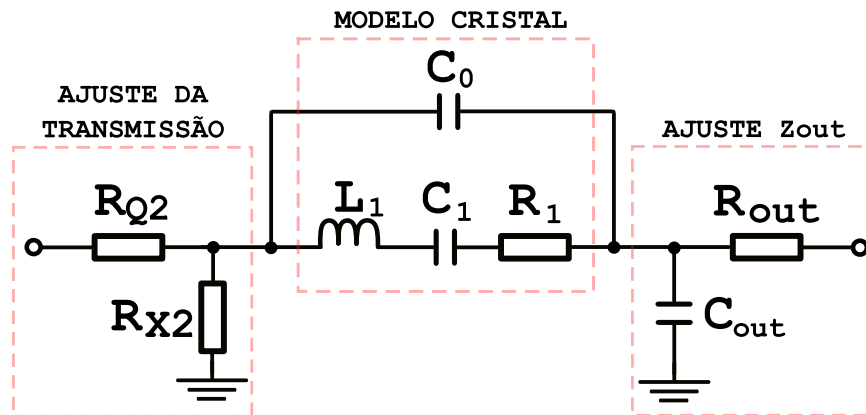


Figura 27 – Diagrama elétrico do bloco de saída.

A principal diferença entre os blocos de entrada e de saída está na posição dos elementos de ajuste, que se apresenta de forma espelhada verticalmente. No bloco de saída, os resistores R_X e R_Q , responsáveis pelo ajuste da atenuação e da largura de banda do sinal, estão posicionados antes do modelo do cristal. Já o resistor R_{out} e o capacitor C_{out} estão posicionados após o cristal. Essa disposição garante que os elementos responsáveis pelo ajuste da impedância, R_{out} e C_{out} , apareçam explicitamente na impedância de saída. Para facilitar a compreensão da função de cada componente no ajuste dos parâmetros do modelo, apresenta-se a Tabela 1, enquanto o diagrama elétrico completo do modelo é apresentado na Figura 28.

Componente	Ajuste	Direcionalidade
R_D	Ganho	Diretamente
R_X	Atenuação	Inversamente
R_Q	Largura de banda	Diretamente
R_{in} e R_{out}	Nível médio da impedância	Diretamente
C_{in} e C_{out}	Amplitude da impedância na frequência central	Inversamente

Tabela 1 – Função dos componentes no ajuste dos parâmetros do modelo.

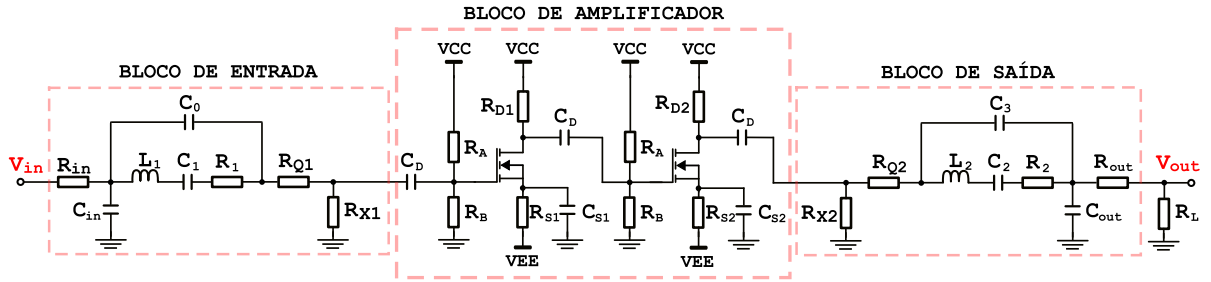


Figura 28 – Diagrama elétrico completo do equivalente elétrico proposto para dispositivo SAW.

5.2 Análise Teórica do Modelo Proposto

Para descrever matematicamente o modelo de circuito proposto, foi realizada uma análise de pequenos sinais. Essa abordagem permite avaliar o comportamento do circuito em regime linear, possibilitando a obtenção de expressões para a impedância de entrada, a impedância de saída e a função de transferência. Na Figura 29 é apresentado o circuito equivalente em pequenos sinais do transistor MOSFET, incluindo suas capacitâncias internas adotadas nesta análise.

As expressões obtidas não apenas descrevem o comportamento elétrico do sistema, mas também viabilizam a estimação dos parâmetros do modelo por meio de algoritmos de otimização, permitindo ajustar os valores teóricos às respostas desejadas. Além disso, tais expressões podem ser empregadas na avaliação das incertezas associadas aos parâmetros estimados, por exemplo, por meio de simulações baseadas no método de Monte Carlo, possibilitando a análise estatística da propagação de incertezas no modelo proposto.

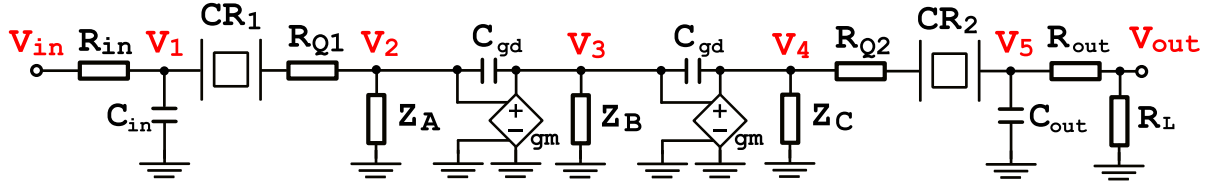


Figura 29 – Equivalente elétrico em pequenos sinais.

Com o intuito de simplificar a análise do circuito de pequenos sinais, as impedâncias equivalentes presentes no circuito são descritas nas Equações (5.1) a (5.5). A Equação (5.1) define Z_A , que representa a impedância equivalente no nó V2, formada pela associação dos resistores R_{X1} , R_A , R_B e pela capacitância parasita porta-fonte C_{gs} do MOSFET. Da mesma forma, a Equação (5.2) expressa Z_B , referente ao nó V3, que inclui R_{D1} em paralelo com os mesmos elementos resistivos e capacitivos, enquanto a Equação (5.3) determina Z_C , resultante da combinação paralela de R_{D2} e R_{X2} .

$$Z_A = \left(\frac{1}{R_{X1}} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_B} + sC_{gs} \right)^{-1} \quad (5.1)$$

$$Z_B = \left(\frac{1}{R_{D1}} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_B} + sC_{gs} \right)^{-1} \quad (5.2)$$

$$Z_C = \left(\frac{1}{R_{D2}} + \frac{1}{R_{X2}} \right)^{-1} \quad (5.3)$$

Nas Equações (5.4) e (5.5) são descritas as impedâncias equivalentes dos cristais CR_1 e CR_2 , respectivamente. Essas expressões modelam o ramo ressonante composto por um indutor L , um capacitor C e um resistor R em série, associado em paralelo a uma capacitância adicional, C_0 para CR_1 e C_3 para CR_2 .

$$Z_{CR1} = \left[\frac{1}{sL_1 + \frac{1}{sC_1} + R_1} + sC_0 \right]^{-1} \quad (5.4)$$

$$Z_{CR2} = \left[\frac{1}{sL_2 + \frac{1}{sC_2} + R_2} + sC_3 \right]^{-1} \quad (5.5)$$

A partir dessas definições, o comportamento do circuito de pequenos sinais é descrito pelo sistema de equações (5.6), o qual é obtido por meio da aplicação direta do método das equações nodais ao circuito equivalente mostrado na Figura 29. Esse sistema relaciona as tensões nodais V_1 a V_5 e a tensão de saída V_{out} .

$$\begin{cases} \frac{v_1 - v_{\text{in}}}{R_{\text{in}}} + sC_{\text{in}}v_1 + \frac{v_1 - v_2}{Z_{\text{CR1}}} = 0, \\ \frac{v_2 - v_1}{Z_{\text{CR1}}} + sC_{\text{gd}}(v_2 - v_3) + \frac{v_2}{Z_{D1}} = 0 \\ sC_{\text{gd}}(v_3 - v_2) + sC_{\text{gd}}(v_3 - v_4) + \frac{v_3}{Z_{D2}} + g_mv_2 = 0 \\ sC_{\text{gd}}(v_4 - v_3) + \frac{v_4 - v_5}{Z_{\text{CR2}}} + \frac{v_4}{Z_D} + g_mv_3 = 0 \\ \frac{v_5 - v_4}{Z_{\text{CR2}}} + \frac{v_5 - v_{\text{out}}}{R_{\text{out}}} + sC_{\text{out}}v_5 = 0 \\ \frac{v_{\text{out}} - v_5}{R_{\text{out}}} + \frac{v_{\text{out}}}{R_L} = 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Dessa forma, o sistema de equações foi resolvido utilizando métodos computacionais, o que permite obter as soluções de forma consistente em função da variável de interesse. Assim, as expressões correspondentes a função transferência, impedância de entrada e impedância de saída, podem ser obtidas a partir do sistema de equações.

5.3 Validação da Análise Teórica

Para validar as expressões obtidas, o circuito em pequenos sinais foi implementado via simulação no *software* LTSpice, como apresentado na Figura 30. Uma simulação linear foi realizada na faixa de 110 MHz a 125 MHz, utilizando 10.000 amostras e algoritmos de integração padrão, bem como as tolerâncias de tensão e corrente padrão dos simuladores. O intuito dessa etapa é comparar as curvas obtidas a partir das expressões analíticas com aquelas resultantes da simulação.

Para a definição dos valores iniciais dos componentes do circuito, apresentados nas Tabelas 2 e 3, adotaram-se critérios com o objetivo de garantir o funcionamento desejado do circuito e, simultaneamente, obter magnitudes próximas às do dispositivo SAW desenvolvido pelo Laboratório IMS de Bordeaux, apresentado na Seção 2.1. Esses valores constituem apenas uma estimativa inicial, sendo necessária a aplicação da metodologia apresentada na Seção 5.4 para atingir os valores específicos de magnitude desejados.

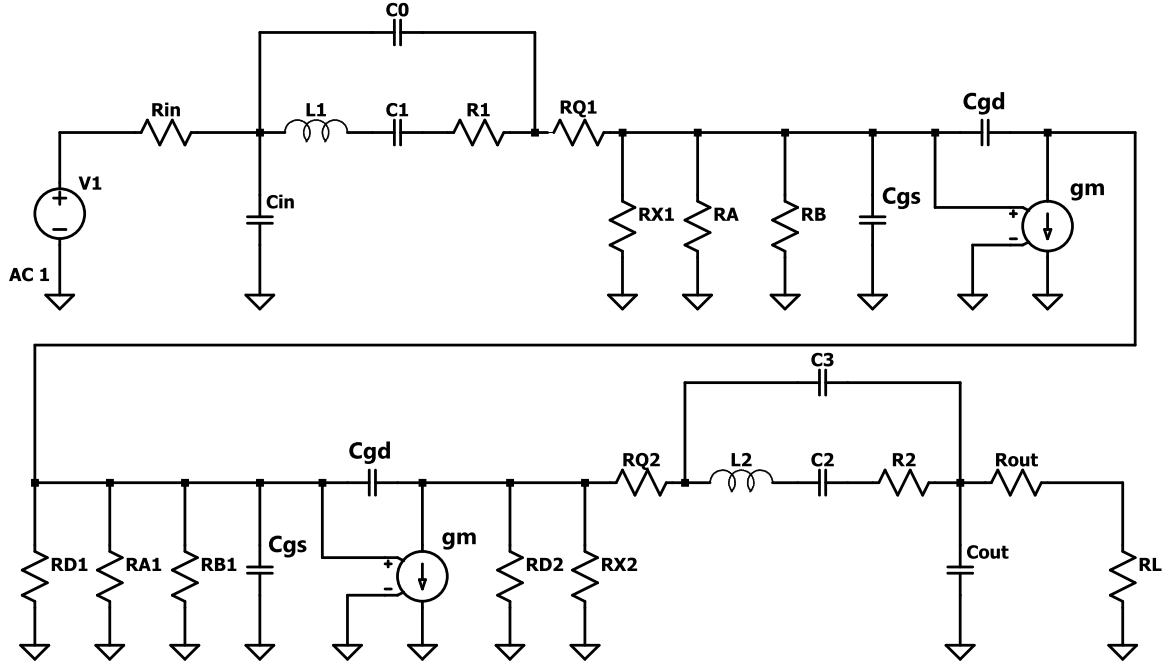


Figura 30 – Circuito de pequenos sinais no LTSpice.

R_{in}, R_{out}	R_1, R_2	R_{Q1}, R_{Q2}	R_{X1}, R_{X2}	R_L	C_{in}, C_{out}	C_0, C_3	C_1, C_2	L_1, L_2
1 Ω	462 Ω	2 Ω	50 Ω	50 Ω	10 pF	0,1 pF	41,72 fF	43,9 μ H

Tabela 2 – Valores iniciais dos componentes referentes ao bloco de entrada e saída.

R_A	R_B	R_{D1}, R_{D2}	C_{gs}	C_{gd}	gm
10 M Ω	3,5 M Ω	5 Ω	15 pF	5 pF	31,8 mS

Tabela 3 – Valores iniciais dos componentes referentes ao bloco de amplificação.

Dessa forma, com base nas expressões apresentadas na Seção 2.3, são definidos os valores do modelo de cristal para uma frequência central de 117,6 MHz e uma atenuação de 15 dB em relação à frequência central, dentro da janela de observação considerada. Como o circuito utiliza dois modelos de cristal em cascata, a atenuação total resultante é de 30 dB, valor compatível com dispositivos SAW de referência.

Os resistores R_A , R_B e R_S foram definidos para estabelecer a polarização da porta do MOSFET, assegurando a operação do dispositivo de forma adequada na região de amplificação do sinal. Sendo R_A , R_B na ordem de mega ohms (M Ω) de modo a garantir elevada impedância e minimizar a interferência do circuito do bloco de entrada. Os componentes R_{in} , C_{in} , R_{out} e C_{out} foram escolhidos com base nos níveis de impedância do modelo de referência M1, de modo a fornecer valores iniciais próximos aos observados.

Os resistores R_{Q1} e R_{Q2} foram escolhidos com valores de resistência baixos, de modo que a largura de banda inicial do sistema seja determinada predominantemente pelo fator de qualidade do modelo de cristal. Já os resistores R_{X1} e R_{X2} foram empregados

para introduzir uma atenuação inicial no sinal, condizente com o comportamento passivo do modelo de cristal que não proporciona ganho maior que um. Os resistores de dreno R_{D1} e R_{D2} foram definidos para fornecer um ganho de tensão reduzido, passível de ajuste posterior. Por fim, as capacitâncias parasitas C_{gs} e C_{gd} , assim como a transcondutância (gm), foram estabelecidas a partir dos valores típicos fornecidos no manual do transistor 2N7002.

As curvas de transmissão, bem como as impedâncias de entrada e de saída, são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 31, 32 e 33. A análise dessas respostas permite comparar o comportamento do modelo em torno da frequência central, considerando tanto a análise teórica do circuito em pequenos sinais quanto os resultados obtidos por simulação. Com isso, observa-se que a formulação teórica representa de forma consistente o comportamento do circuito, uma vez que as curvas provenientes da análise e da simulação encontram-se sobrepostas e qualquer diferença entre elas pode ser atribuída pelo acúmulo de erro numérico dos valores calculados por dois algoritmos distintos.

Em relação à transmissão, observa-se que as perdas de inserção aumentam gradualmente à medida que a frequência se aproxima da frequência central, atingindo seu valor máximo nessa região. Verifica-se ainda uma assimetria na curva, pois a amplitude no limite superior da janela de frequência analisada difere daquela observada no limite inferior, indicando que o comportamento do sistema não é perfeitamente simétrico em torno da frequência central. Quanto à fase, identifica-se um comportamento decrescente ao longo da faixa de frequência, com cruzamento por zero nas proximidades da frequência central, característica associada à natureza ressonante do circuito.

No que se refere às impedâncias de entrada e de saída, observa-se que a parte real apresenta crescimento de amplitude nas proximidades da frequência central, atingindo valor máximo nessa região. Por sua vez, a parte imaginária exibe um comportamento não uniforme, caracterizado por um aumento de amplitude próximo à frequência central, seguido de um decaimento e, posteriormente, novo crescimento ao longo da faixa de frequência analisada.

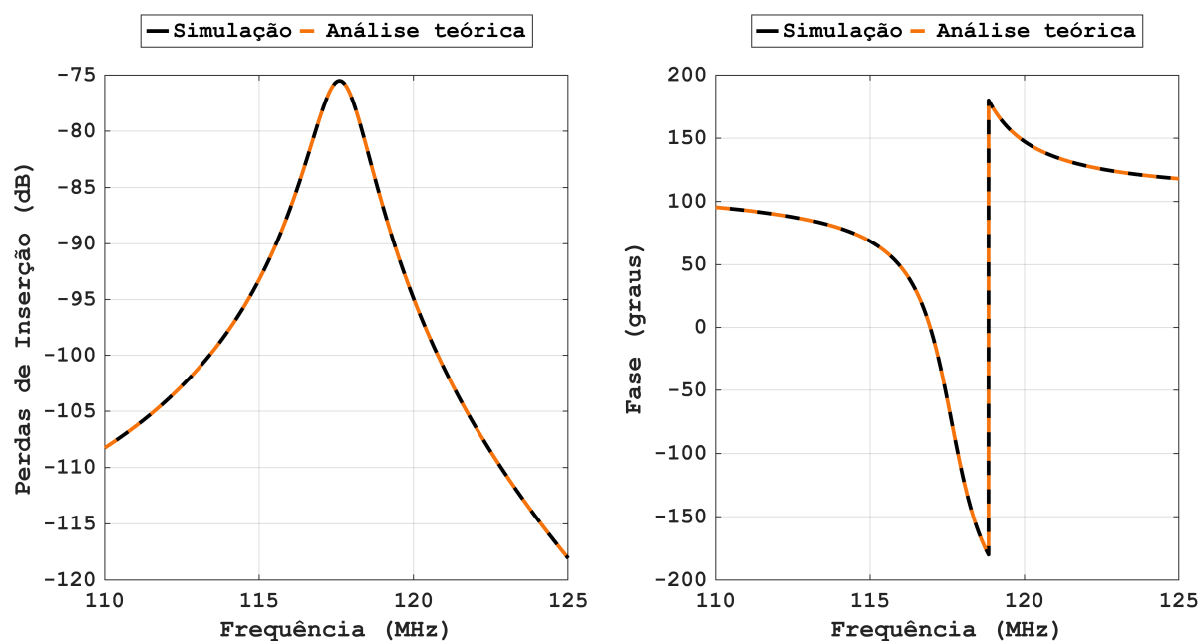


Figura 31 – Curvas de perdas de inserção e fase via simulação e análise teórica.

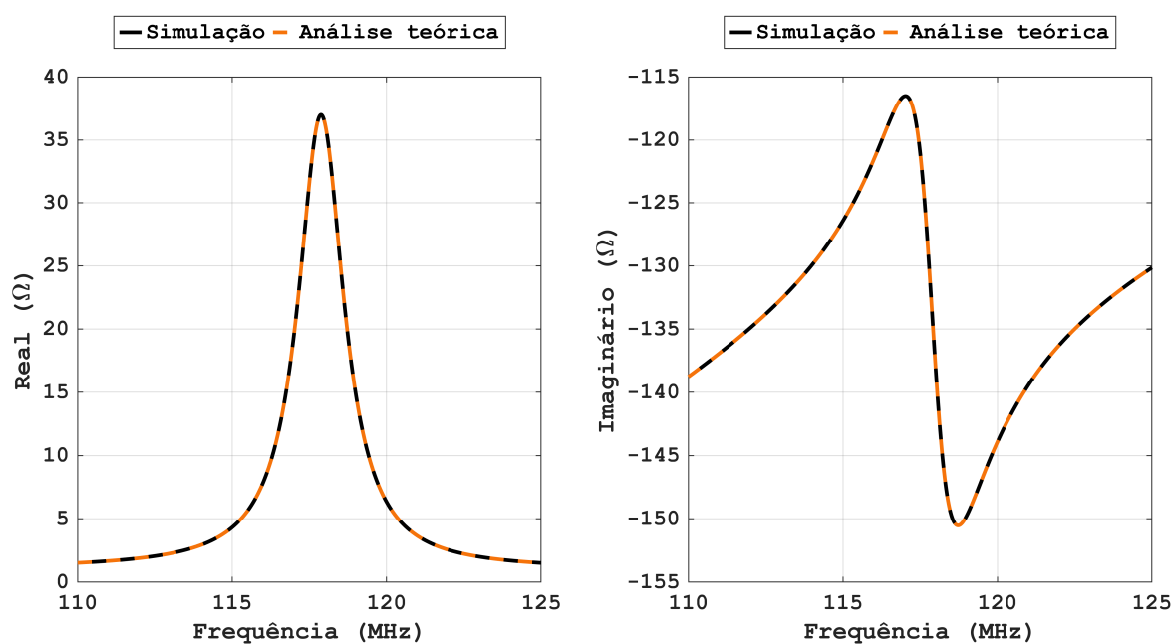


Figura 32 – Curvas da impedância de entrada via simulação e análise teórica.

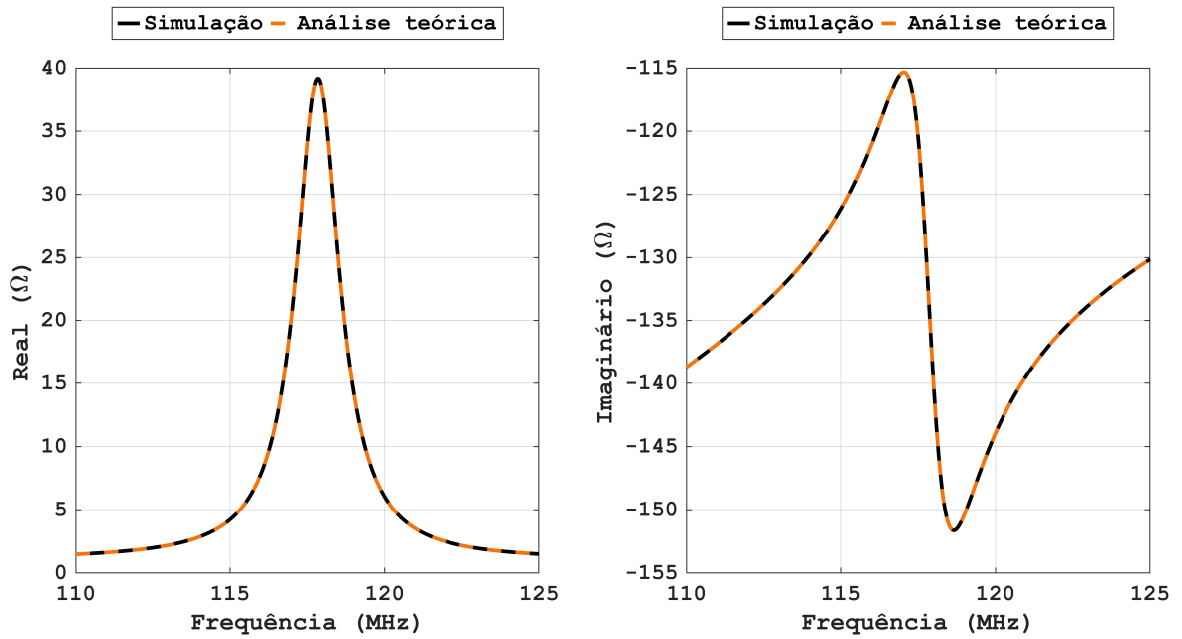


Figura 33 – Curvas da impedância de saída via simulação e análise teórica.

Nesse ponto, vale ressaltar que mesmo que a análise teórica em pequenos sinais esteja correspondente a simulação, diferenças no comportamento do circuito são esperadas devido a elementos não lineares presentes no transistor. Ainda assim, a análise realizada permite prever o comportamento geral do circuito e pode ser utilizada para a obtenção de uma metodologia de ajuste do modelo proposto em relação ao dispositivo de referência, apresentada na Seção 5.4.

5.4 Metodologia de Ajuste do Modelo

Com o objetivo de guiar as etapas necessárias para o ajuste dos parâmetros do modelo, foi desenvolvida uma metodologia voltada à obtenção das magnitudes da transmissão, bem como das impedâncias de entrada e de saída. Essa abordagem busca aproximar o comportamento do modelo ao do dispositivo SAW desejado. A metodologia aborda apenas aspectos gerais do processo de ajuste, sem se ater a valores específicos de magnitude, uma vez que, dependendo da tecnologia de fabricação ou da frequência central de operação, o dispositivo pode apresentar magnitudes distintas. Diante disso, é utilizado o procedimento descrito a seguir:

1. Determinar os parâmetros iniciais do modelo de cristal para a frequência de operação desejada, a partir das equações analíticas, considerando a atenuação especificada entre a frequência central e a janela de observação;

2. Avaliar a magnitude da transmissão no início da janela de observação em frequência e, se necessário, ajustar os resistores R_{X1} e R_{X2} para promover atenuação, ou os resistores de ganho R_{D1} e R_{D2} para aumentar o ganho do sinal;
3. Analisar a atenuação entre a frequência central e os limites da janela de observação e, se necessário, ajustar os resistores R_{Q1} e R_{Q2} até alcançar a atenuação especificada;
4. Analisar as curvas de impedância de entrada e de saída e, se necessário, ajustar o nível médio por meio dos resistores R_{in} e R_{out} e a amplitude por meio dos capacitores C_{in} e C_{out} ;
5. Reavaliar as curvas de transmissão e, caso sejam observadas alterações significativas, reajustar apenas o resistor de ganho R_{D1} até a magnitude desejada.

6 Aplicação do Modelo para Dispositivo SAW

Neste Capítulo é apresentado os resultados referentes à aplicação do modelo proposto para dispositivos SAW, abrangendo tanto as análises por simulação quanto a sua implementação física. O objetivo consiste em avaliar as características de funcionamento do modelo por meio da variação de seus parâmetros e realizar uma análise em relação ao modelo de referência, permitindo a discussão de seu desempenho e a viabilidade da abordagem adotada.

6.1 Análises para o Modelo Proposto Implementado via Simulação

Para avaliar o comportamento do modelo proposto, implementado por meio de simulação, foi realizada uma análise em frequência na faixa de 110 MHz a 125 MHz e 10.000 pontos, utilizando o *software* LTspice, com base no circuito apresentado na Figura 28. No modelo foram utilizados os valores iniciais dos componentes apresentados nas Tabelas 2 e 3, sendo o circuito implementado com o transistor MOSFET 2N7002, transistor disponível durante a realização deste trabalho. Adicionalmente, a obtenção das curvas de impedância de entrada e de saída foi realizada de acordo com o procedimento descrito na Seção 4.1.

A partir dessa configuração inicial, analisa-se o comportamento do modelo em função da variação de seus parâmetros, os quais compreendem tanto os elementos de ajuste do modelo, apresentados na Tabela 1, quanto a variação da carga R_L , que está relacionada à verificação do acoplamento elétrico entre as portas. O objetivo dessa análise é verificar se as alterações observadas nas curvas de resposta de transmissão, bem como nas impedâncias de entrada e de saída, seguem o comportamento esperado em função do papel atribuído a cada componente, conforme apresentado na Tabela 1.

6.1.1 Variação de R_{in} no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Nas Figuras 34, 35 e 36 é apresentado o comportamento do modelo em função da variação de R_{in} para os valores de 1 Ω , 50 Ω e 100 Ω . Com isso, espera-se que a alteração de R_{in} resulte no aumento do nível médio da parte real da impedância para o seu valor correspondente, demonstrando a coerência no ajuste desse parâmetro para o valor de amplitude desejado.

Embora sejam observadas variações na transmissão do sinal inferiores a 3 dB, refletidas nas perdas de inserção, apresentadas na Figura 34, bem como alterações na fase fora da frequência central, as modificações mais significativas concentram-se na resposta da impedância de entrada vista na Figura 35. Nesse contexto, a variação de R_{in} resulta efetivamente em uma mudança no nível médio da parte real da impedância de entrada, que passa a assumir valores próximos ao valor ajustado para R_{in} . Além disso, como observado na Figura 36, essas alterações não se propagam para a impedância de saída, a qual permanece praticamente inalterada para os diferentes valores considerados, evidenciando a independência do ajuste de R_{in} na impedância.

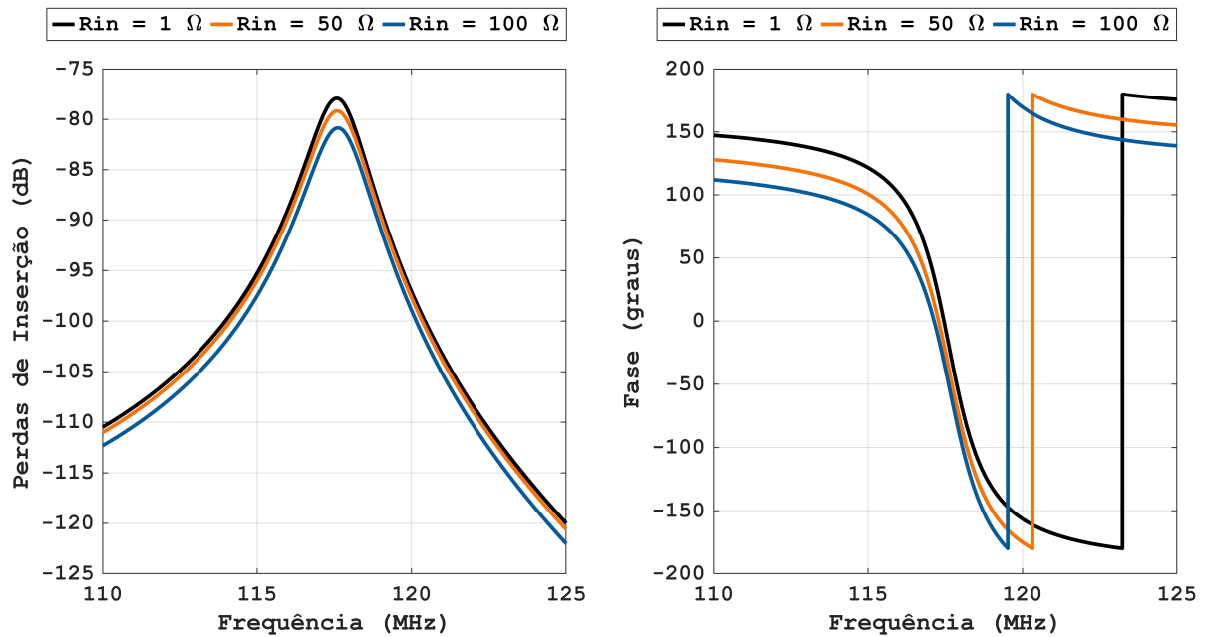


Figura 34 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_{in} .

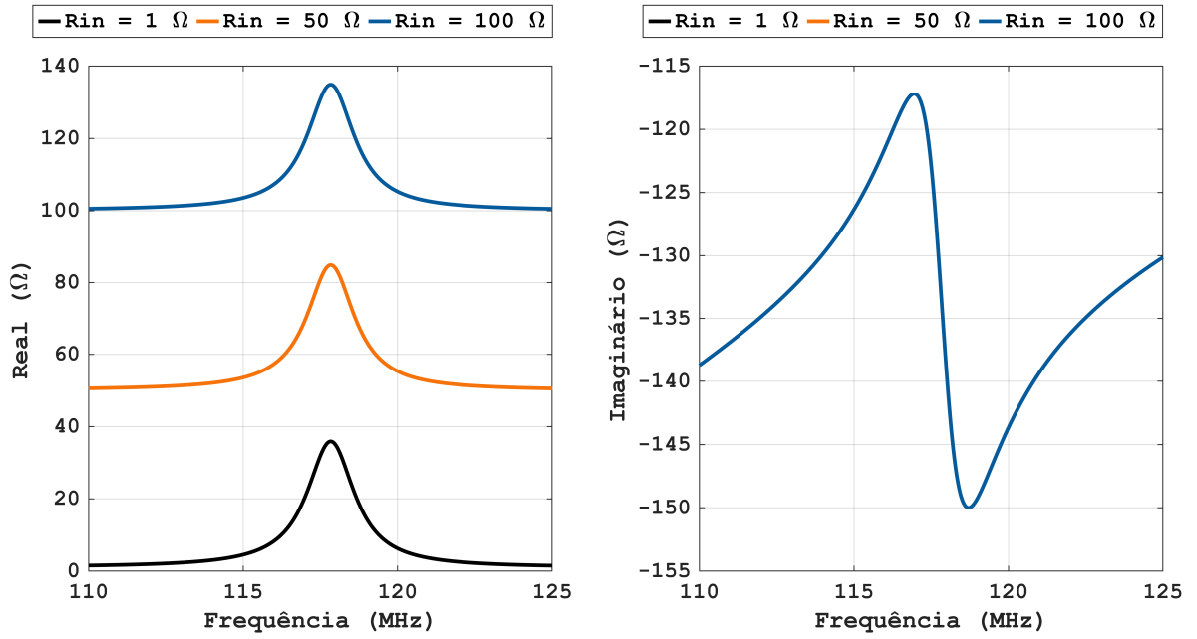


Figura 35 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_{in} .

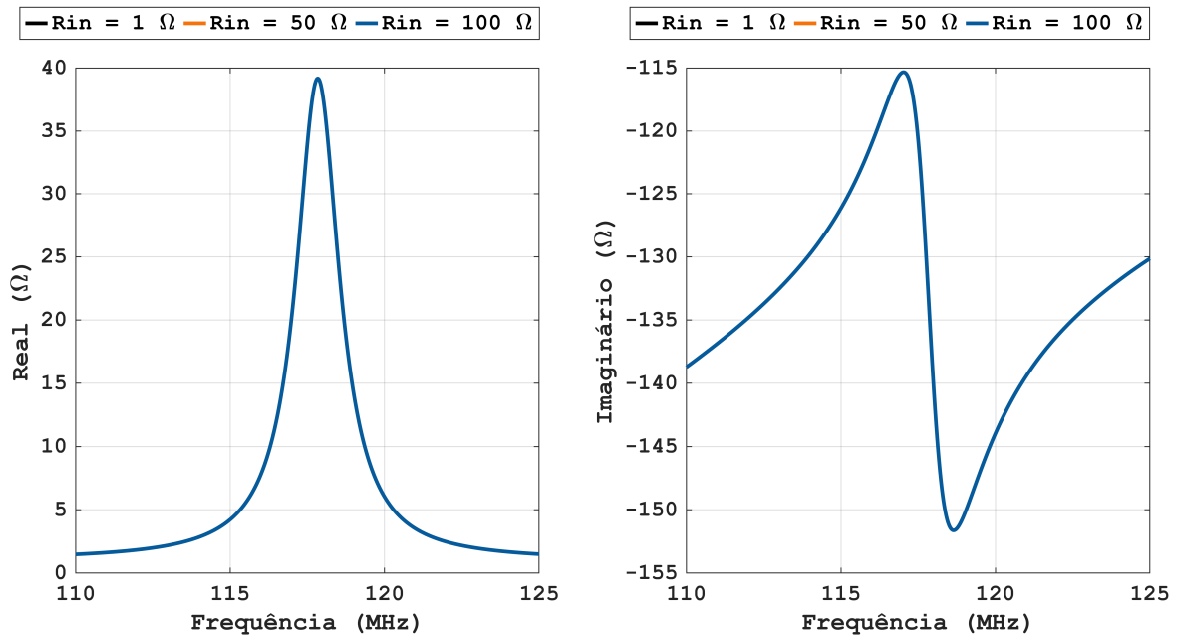


Figura 36 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_{in} .

6.1.2 Variação de R_{out} no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Nas Figuras 37, 38 e 39 é apresentado o comportamento do modelo em função da variação de R_{out} para os valores de $1\ \Omega$, $50\ \Omega$ e $100\ \Omega$. De maneira análoga ao observado para R_{in} , espera-se que a modificação de R_{out} influencie diretamente o nível médio da parte real da impedância de saída, evidenciando a coerência do ajuste desse parâmetro em relação ao valor de amplitude desejado.

Embora sejam verificadas variações nas perdas de inserção da ordem de 3 dB, apresentadas na Figura 37, bem como diferenças na resposta de fase fora da frequência central, as alterações mais significativas concentram-se na impedância de saída, conforme ilustrado na Figura 39. Observa-se que o aumento de R_{out} resulta no crescimento do nível médio da parte real da impedância de saída para o valor correspondente de R_{out} . Por outro lado, como mostrado na Figura 38, a impedância de entrada permanece praticamente inalterada para os diferentes valores considerados, reforçando a independência entre os ajustes dos parâmetros de entrada e de saída no modelo proposto.

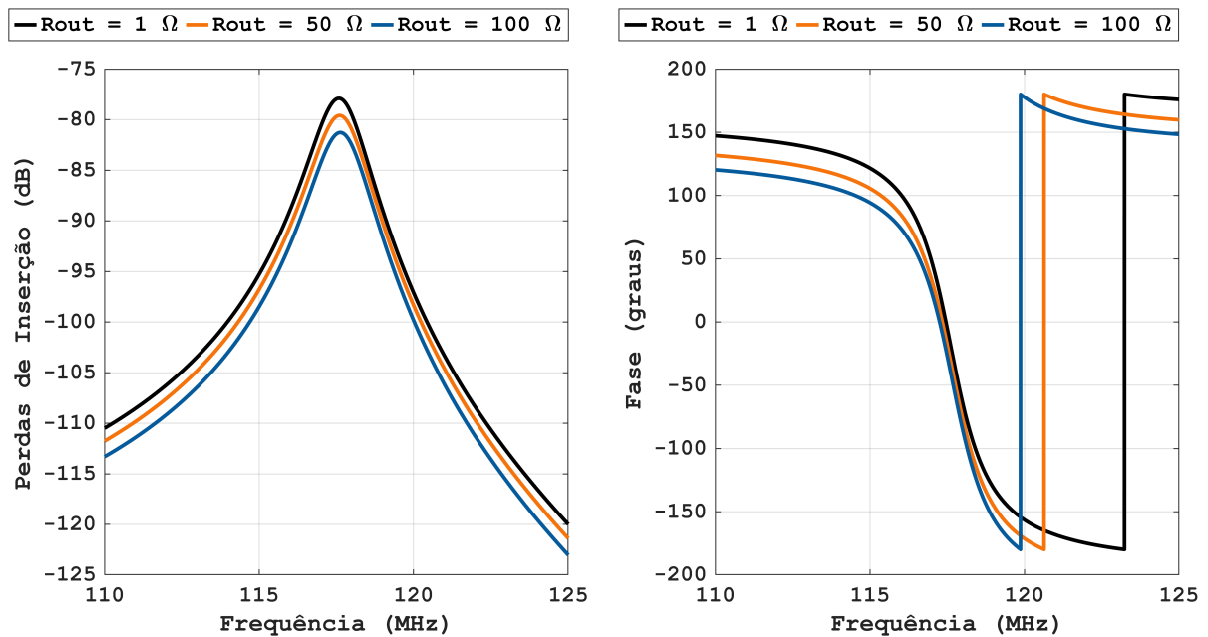


Figura 37 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_{out} .

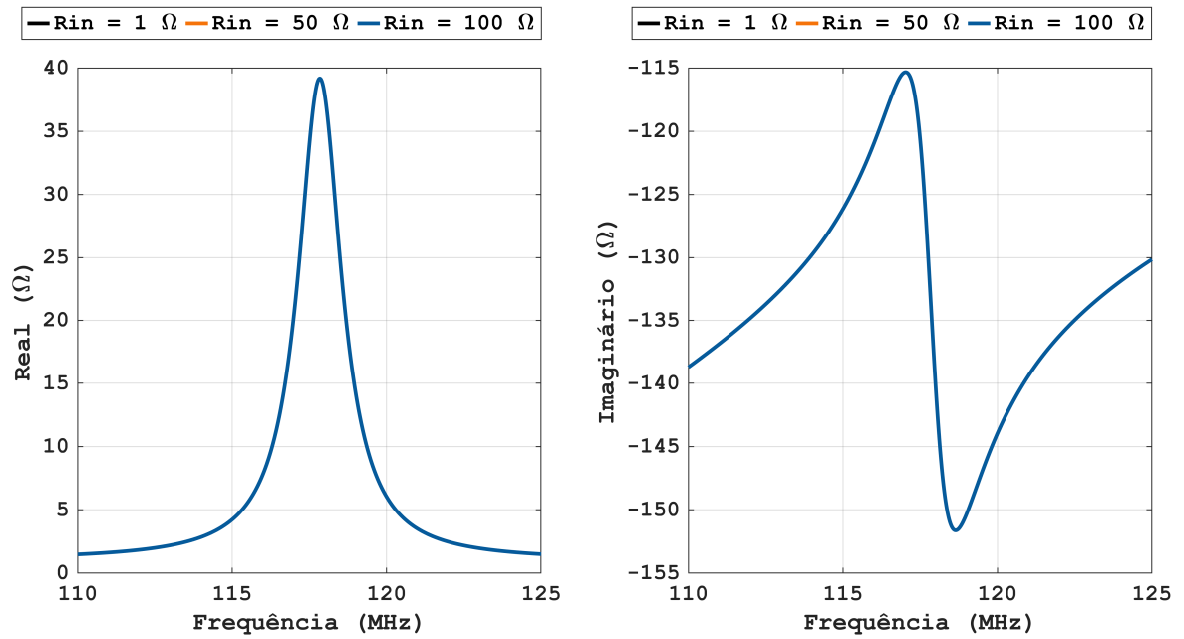


Figura 38 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_{out} .

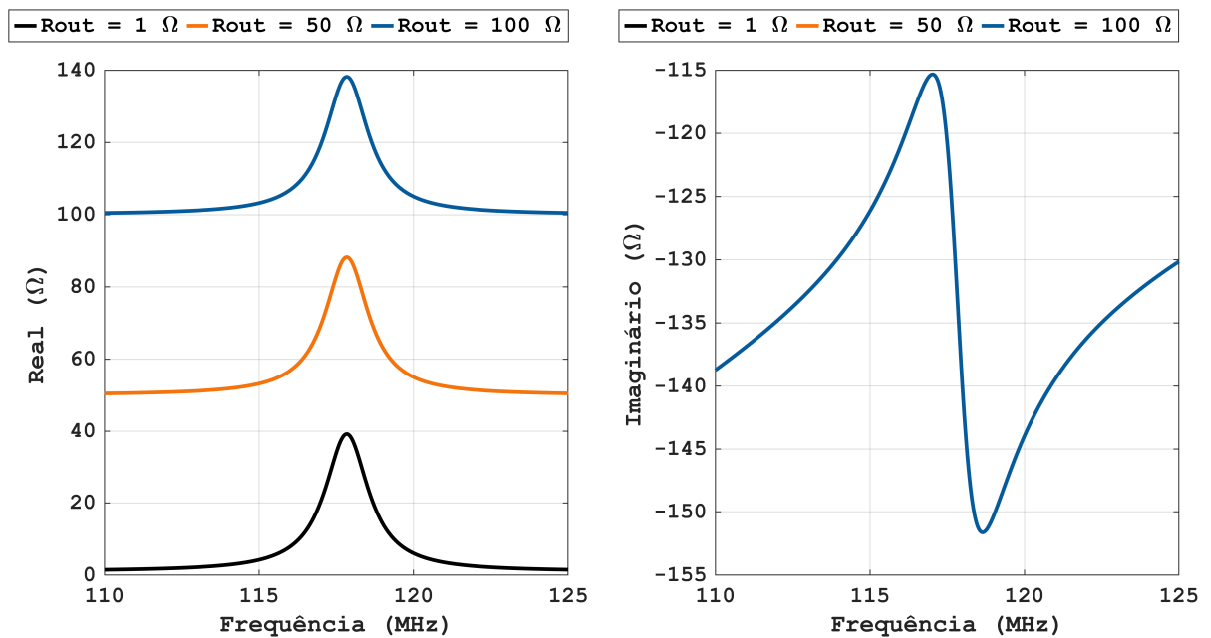


Figura 39 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_{out} .

6.1.3 Variação de C_{in} no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Nas Figuras 40, 41 e 42 é apresentado o comportamento do modelo em função da variação de C_{in} para os valores de 5 pF, 10 pF e 15 pF. A partir disso, espera-se que a variação de C_{in} produza alterações na amplitude da parte real da impedância de entrada na frequência central.

De fato, na Figura 40, observa-se que as perdas de inserção e a impedância de saída permanecem inalteradas para os diferentes valores analisados de C_{in} , enquanto as variações concentram-se na impedância de entrada, apresentada na Figura 41. Verifica-se que o aumento de C_{in} resulta na redução da amplitude da parte real da impedância de entrada, com diferença máxima entre as curvas de aproximadamente 121 Ω .

No que se refere à componente imaginária da impedância de entrada, C_{in} atua reduzindo tanto o nível médio quanto a amplitude de variação em torno da frequência central. Para $C_{in} = 5$ pF, a impedância varia aproximadamente entre -200 Ω e -330 Ω , enquanto, para $C_{in} = 15$ pF, essa faixa é reduzida para amplitudes entre -82 Ω e -96 Ω , evidenciando influência desse parâmetro sobre o comportamento reativo da porta de entrada. Além disso, assim como observado nos casos de variação de R_{in} e R_{out} , não são verificadas alterações significativas na impedância de saída, conforme ilustrado na Figura 42. Esse aspecto permanece praticamente inalterado para os diferentes valores analisados, reforçando a atuação localizada de C_{in} na impedância de entrada.

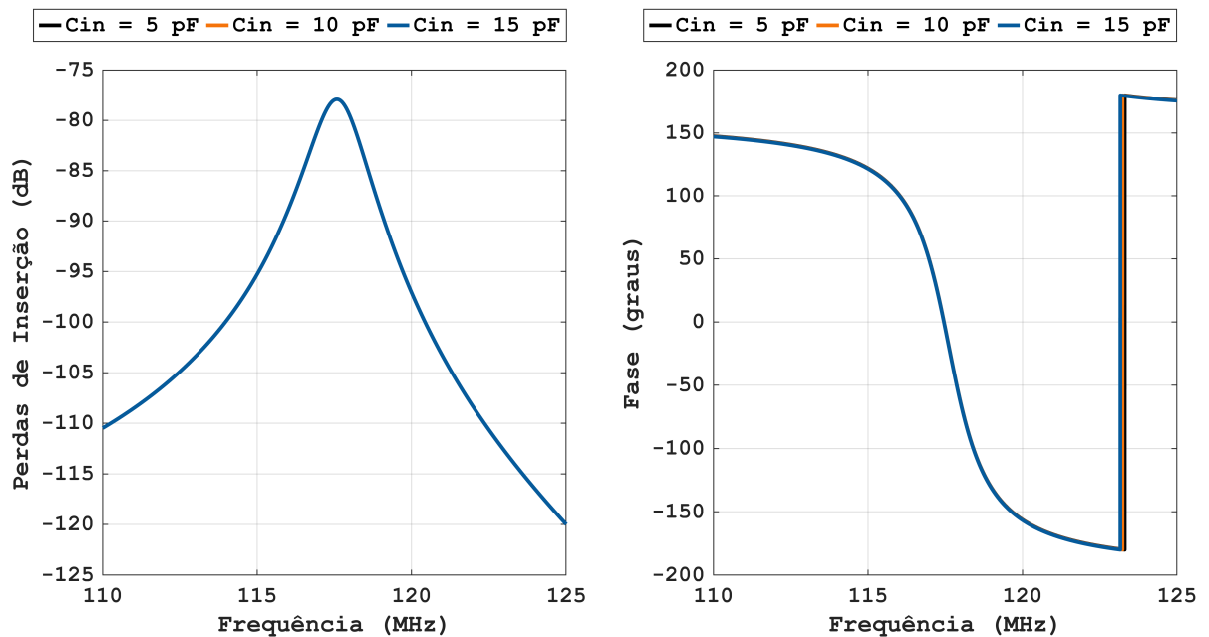


Figura 40 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de C_{in} .

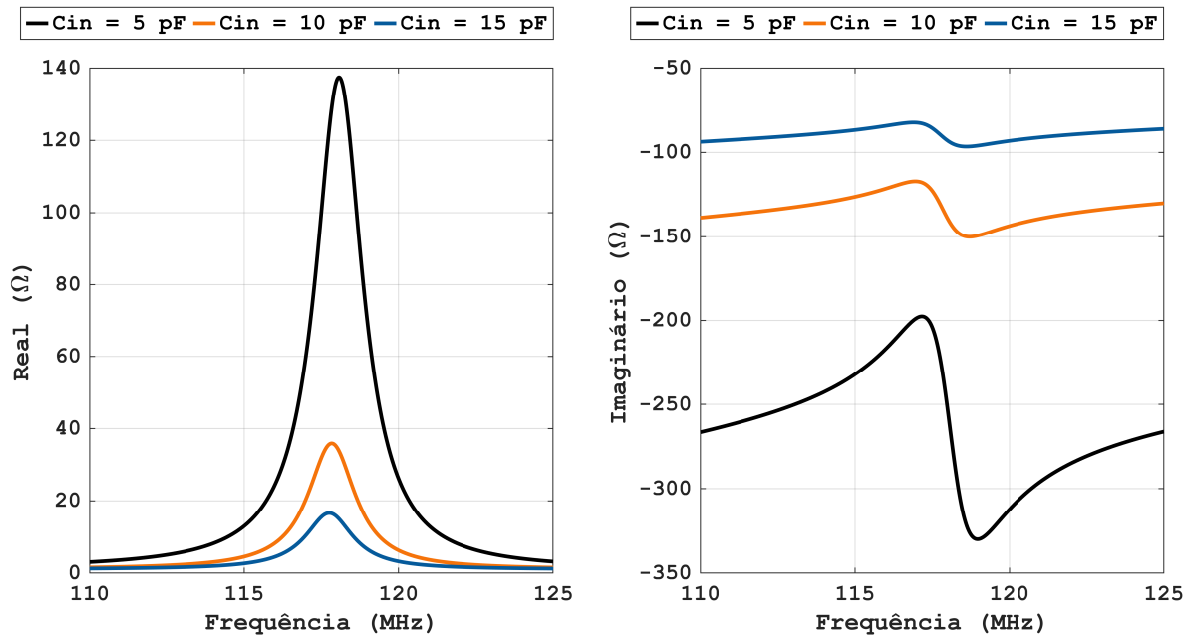


Figura 41 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de C_{in} .

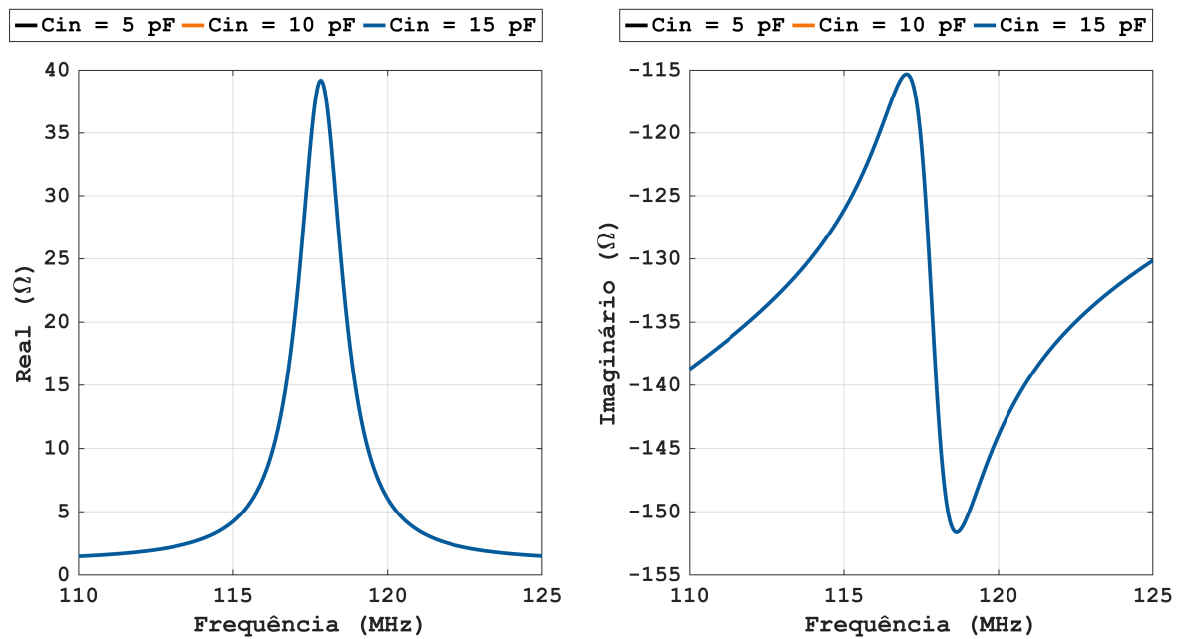


Figura 42 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de C_{in} .

6.1.4 Variação de C_{out} no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Nas Figuras 43, 44 e 45 é apresentado o comportamento do modelo em função da variação de C_{out} para os valores de 5 pF, 10 pF e 15 pF. A partir disso, espera-se que a variação de C_{out} produza alterações na amplitude da impedância de saída em torno da frequência central.

Embora, na Figura 43, sejam observadas variações na amplitude das perdas de inserção em torno de 2 dB e diferenças na resposta de fase fora da frequência central, a alteração mais significativa decorrente da variação de C_{out} concentra-se na impedância de saída, conforme evidenciado na Figura 45. Para a parte real, observa-se uma variação máximas entre as curvas de 132 Ω em torno da frequência central, enquanto a parte imaginária tem sua variação máxima de amplitude reduzida de -190 Ω a -336 Ω para variações ente -81 Ω a -97 Ω com o máximo valor de C_{out} . Além disso, assim como observado nos casos anteriores, não são verificadas alterações significativas na impedância de entrada, conforme ilustrado na Figura 44, que permanece praticamente inalterada para os diferentes valores analisados, reforçando a atuação localizada de C_{out} na impedância de saída do modelo.

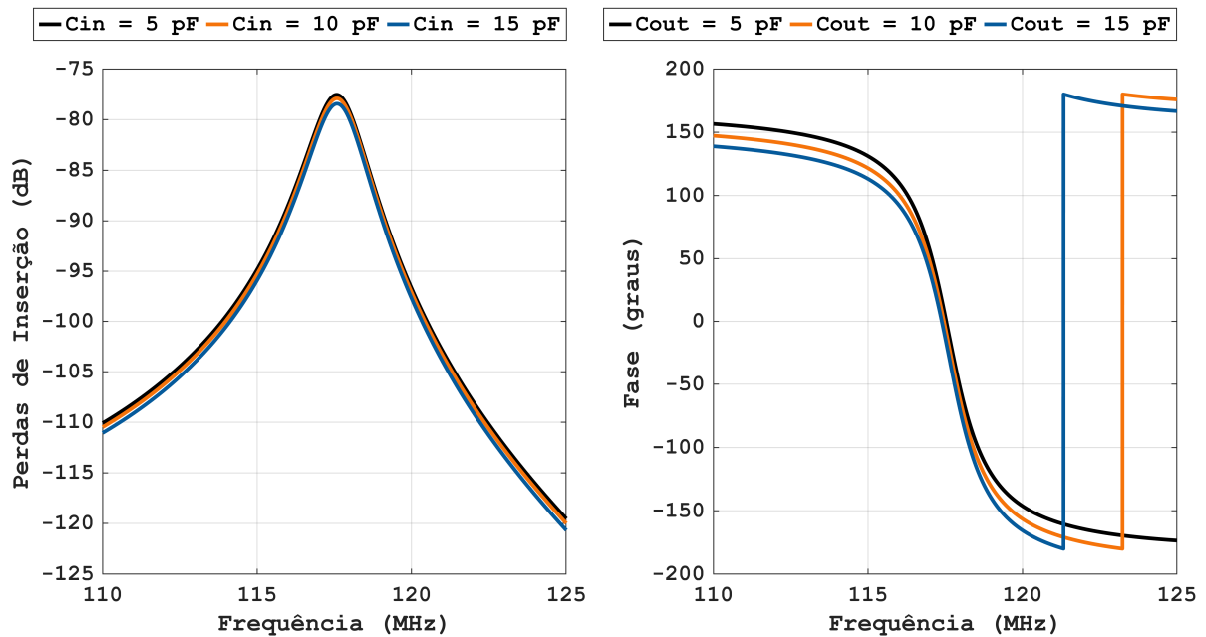


Figura 43 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de C_{out} .

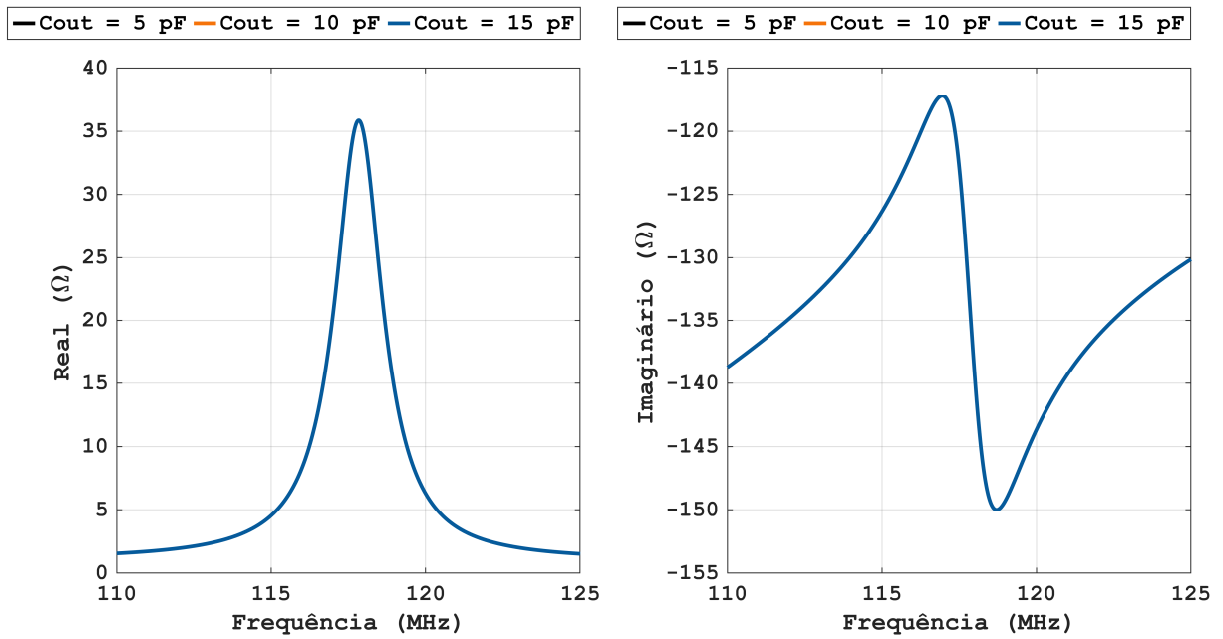


Figura 44 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de C_{out} .

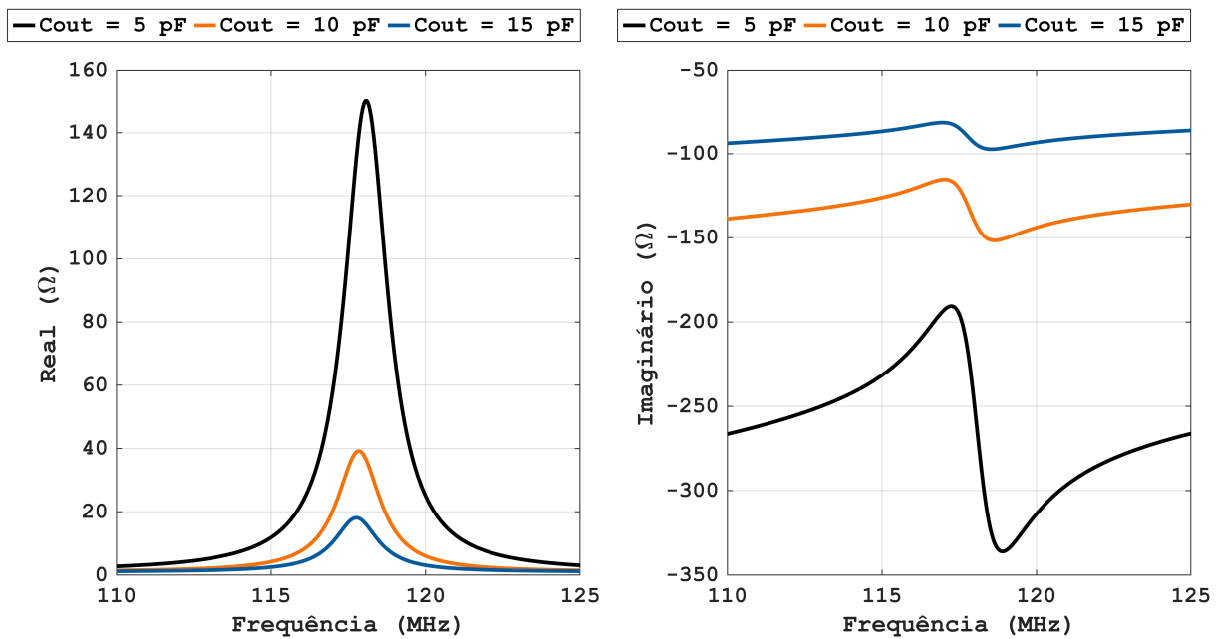


Figura 45 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de C_{out} .

6.1.5 Variação de R_L no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Para avaliar o comportamento das impedâncias do modelo em função da variação da carga conectada à saída e, consequentemente, verificar o acoplamento elétrico entre as portas, o valor da carga R_L foi variado para $50\ \Omega$, $500\ \Omega$, $1\ \text{k}\Omega$, $10\ \text{k}\Omega$ e $1\ \text{M}\Omega$. Nas Figuras 46, 47 e 48 são apresentadas, respectivamente, as curvas de transmissão, de impedância de entrada e de impedância de saída do modelo.

No que se refere à transmissão do sinal, observa-se um aumento da amplitude nas perdas de inserção associado ao incremento da carga R_L . Entretanto, não são identificadas variações significativas para valores de R_L superiores a $50\ \Omega$. Alterações também são observadas na resposta de fase, na qual o aumento de R_L resulta em um decrescimento mais acentuado da curva. Já para o comportamento das impedâncias, aspecto principal a ser analisado na variação da carga R_L , observa-se que, diferentemente dos modelos apresentados no Capítulo 4 e de forma semelhante ao modelo de referência apresentado em [44], a variação da carga não resulta em alterações nas impedâncias de entrada e saída do modelo.

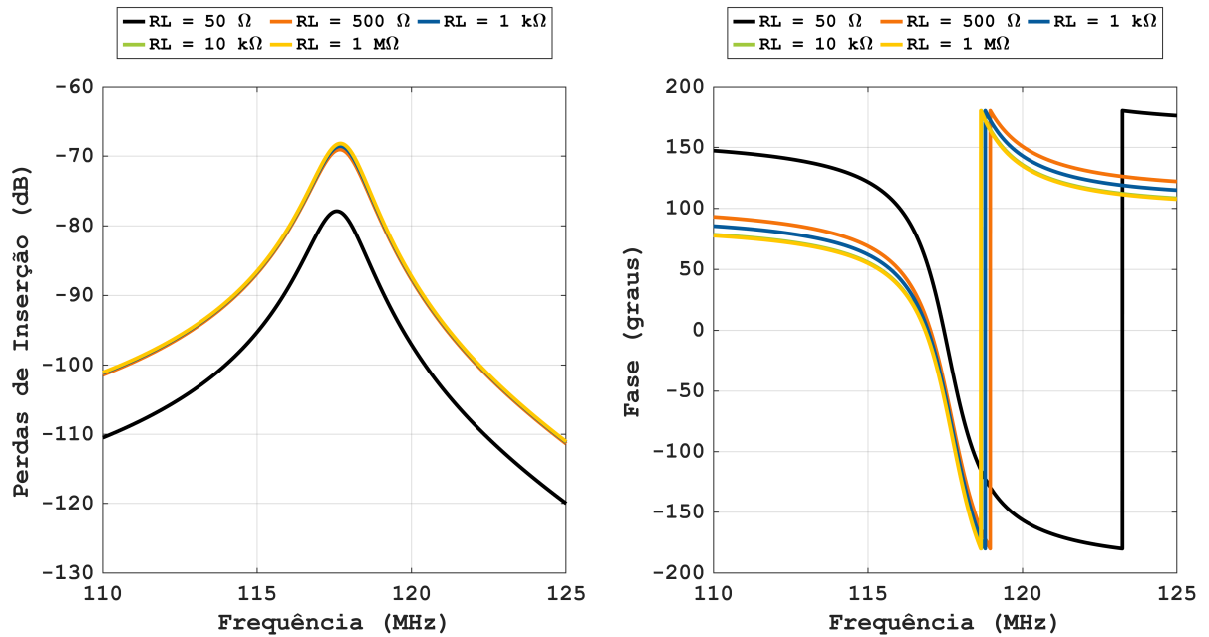


Figura 46 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_L .

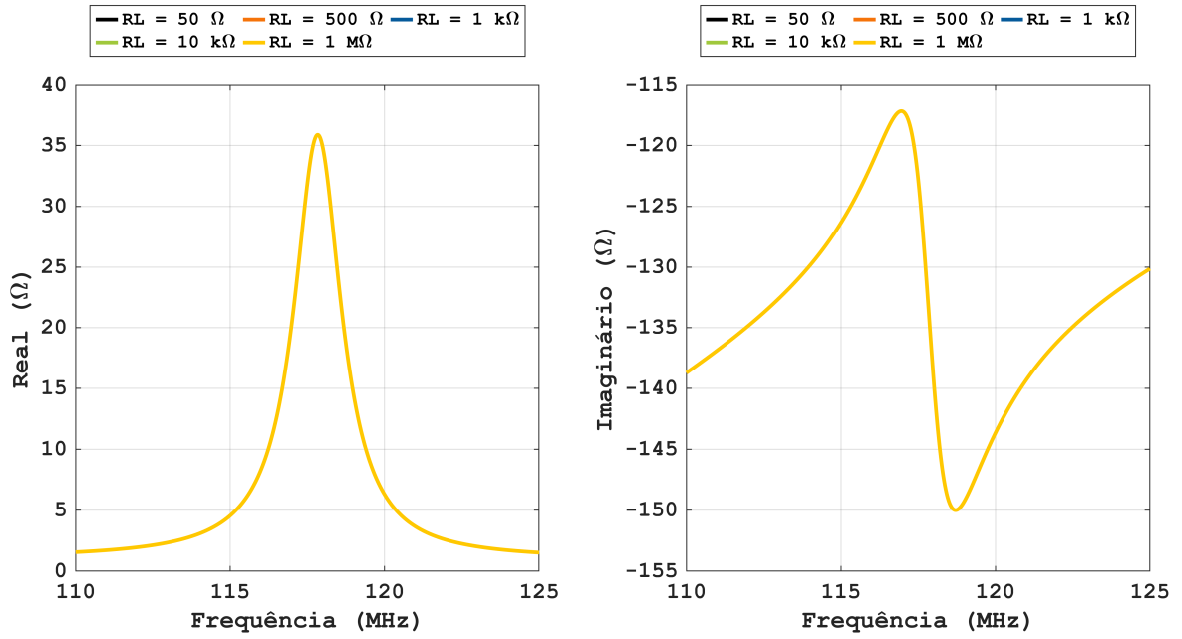


Figura 47 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_L .

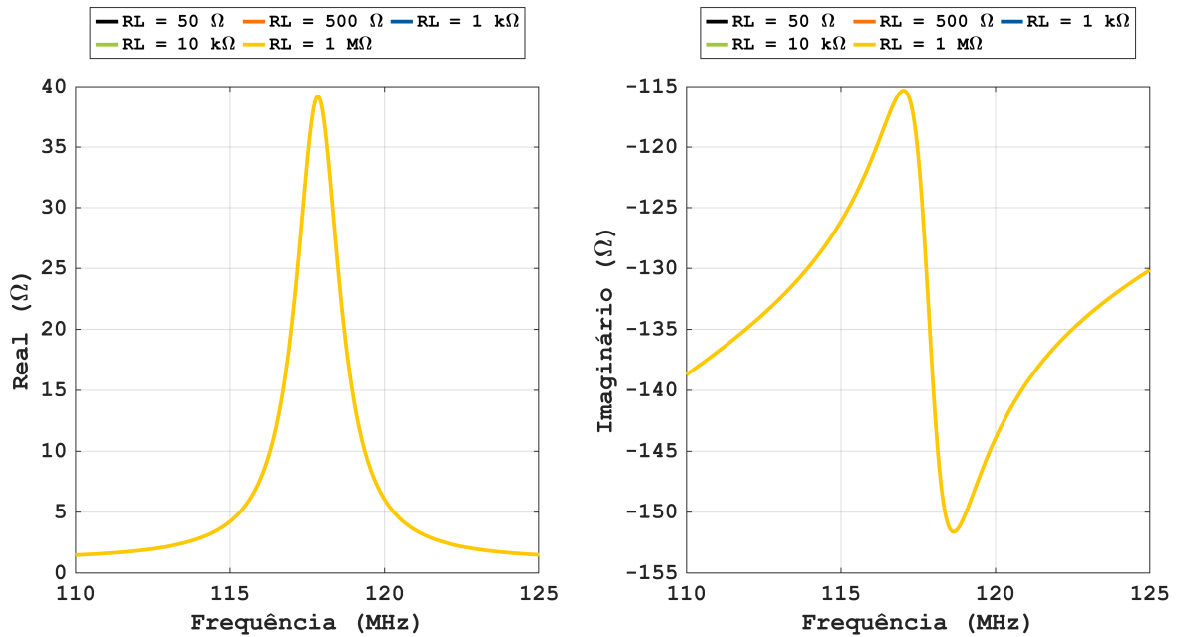


Figura 48 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_L .

6.1.6 Variação de R_Q no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Para o comportamento da transmissão e das impedâncias do modelo, apresentados nas Figuras 49, 50 e 51, considerando a variação de R_Q nos valores de 5 Ω, 100 Ω e 500 Ω, observa-se que a variação desse parâmetro resulta em alterações na largura de

banda do sinal. No que se refere à transmissão, as perdas de inserção apresenta um aumento da largura de banda à medida que R_Q aumenta. A largura de banda varia de 1,2 MHz para $R_Q = 5 \Omega$ para 2,6 MHz quando $R_Q = 500 \Omega$, resultando em uma diferença máxima de 1,4 MHz. Adicionalmente, observa-se que a variação de R_Q também influencia a amplitude na frequência central, produzindo uma diferença máxima de 11 dB entre as curvas de perdas de inserção. Além disso, é possível observar alterações correspondentes na resposta de fase, indicando um aumento da inclinação da curva em função da frequência e, conseqüentemente, um maior tempo de propagação associado ao sinal à medida que a largura de banda aumenta.

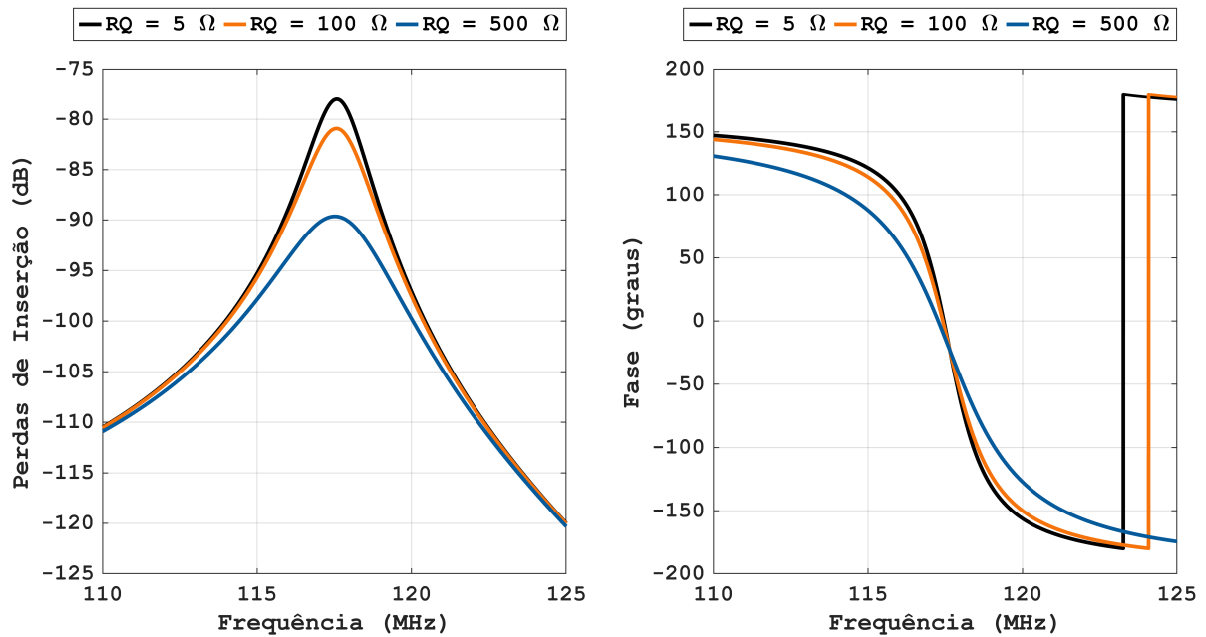


Figura 49 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_Q .

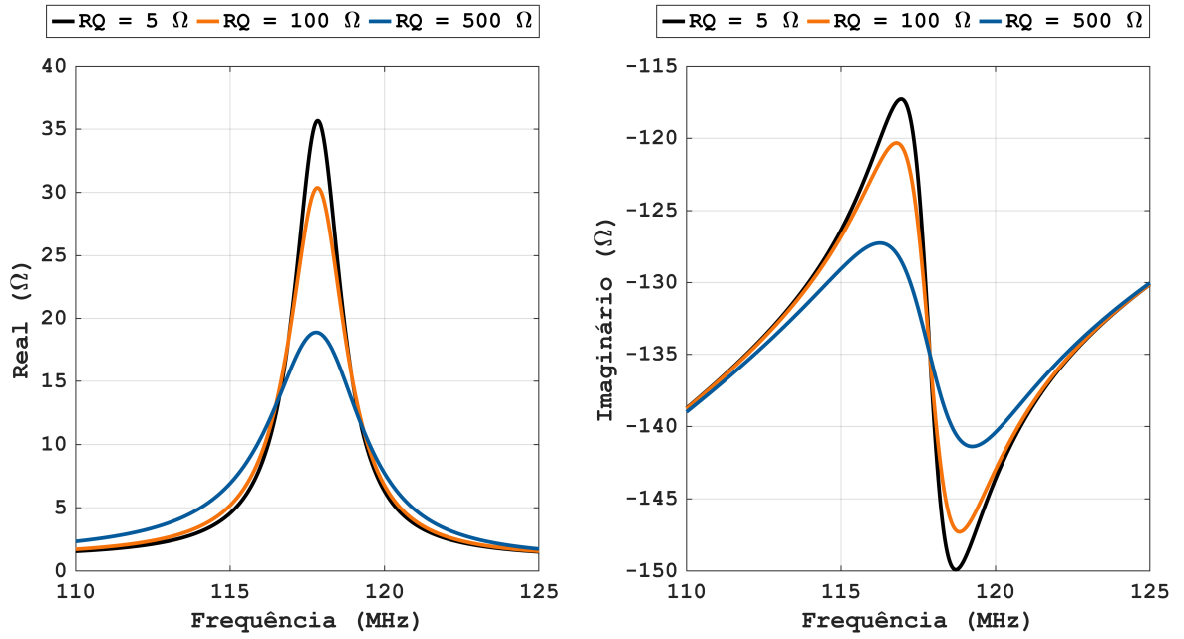


Figura 50 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_Q .

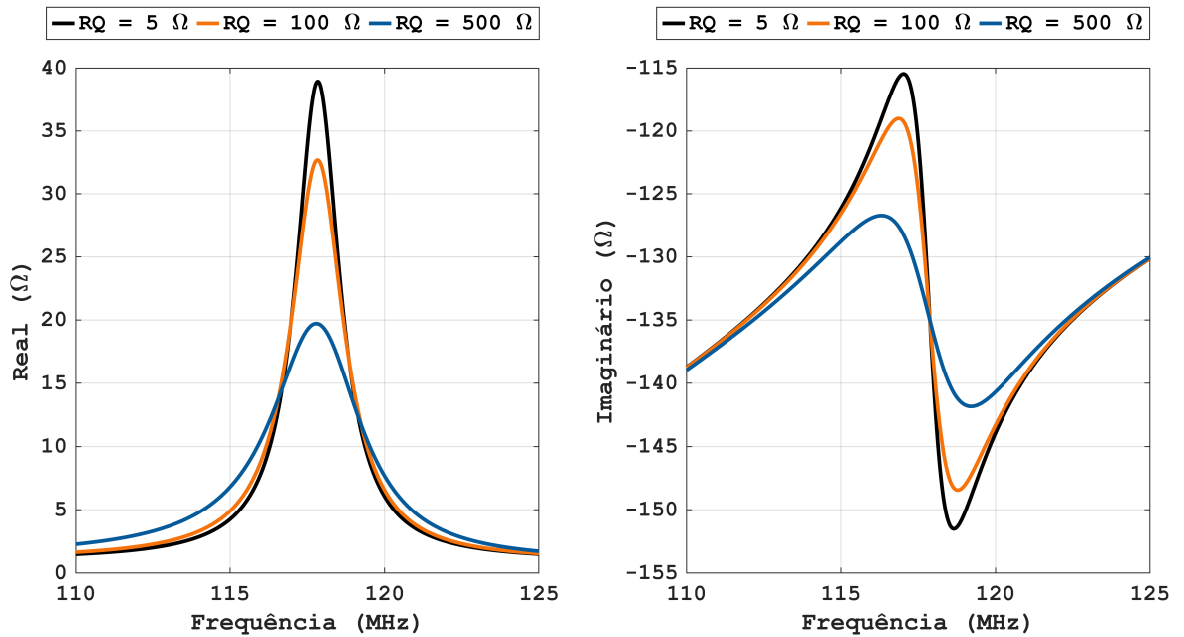


Figura 51 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_Q .

Em relação ao comportamento das impedâncias, observa-se que o acréscimo de R_Q também resulta em um aumento na largura de banda do sinal, com uma variação máxima de 1,1 MHz entre os valores de R_Q . Além disso, nota-se efeitos em relação as

amplitudes da parte real e imaginária das impedâncias. Em torno da frequência central, a parte real apresenta variação máxima entre as curvas de 17Ω , enquanto a parte imaginária observa-se variações em torno de 10Ω .

6.1.7 Variação de R_D no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Na Figura 52 é apresentada a resposta em frequência da transmissão do sinal para a variação de R_D , sendo $R_{D1} = R_{D2}$, em 5Ω , 100Ω e 500Ω . Com isso, é possível verificar que, o aumento de R_D resultou em um aumento da amplitude das perdas de inserção do modelo, com uma variação de 58 dB na frequência central entre o valor máximo e mínimo de R_D , sem alterações significativas na largura de banda. Em relação à fase, é possível observar que o crescimento de R_D resultou em um decrescimento mais acentuado da curva, indicando assim um aumento no tempo de propagação do sinal.

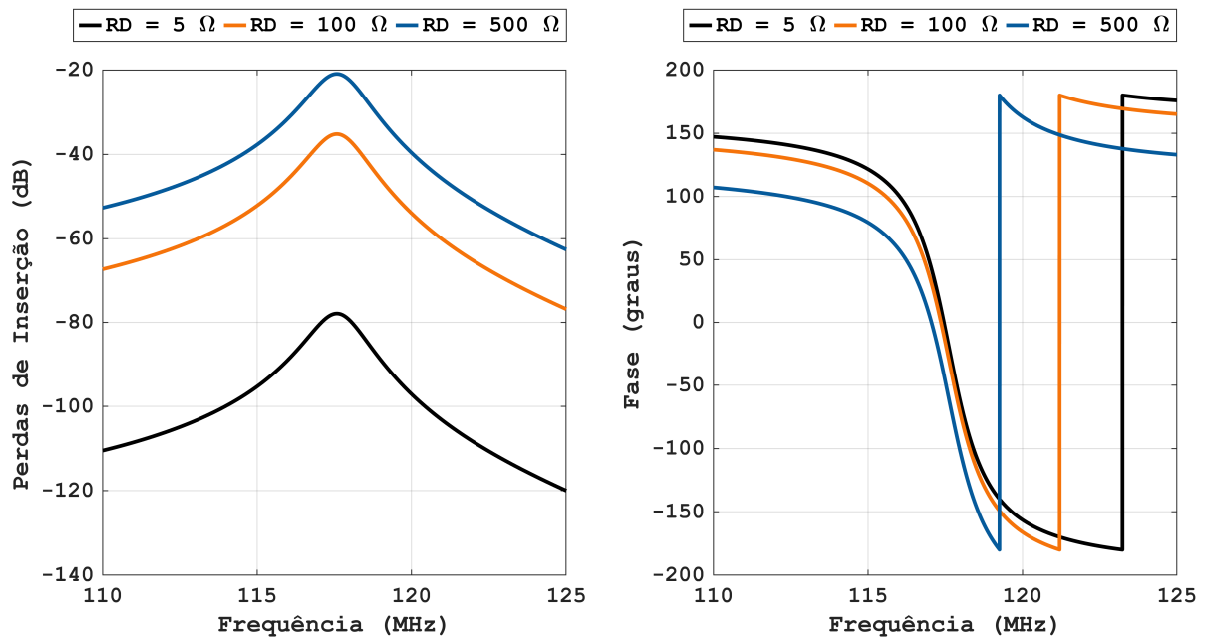


Figura 52 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_D .

Já para as respostas de impedância do modelo, apresentadas nas Figuras 53 e 54, observa-se que a impedância de entrada não apresenta alterações em seu comportamento para a variação de R_D . Por outro lado, a impedância de saída exibe pequenas variações de amplitude na frequência central, em torno de 3Ω na parte real e 2Ω na parte imaginária. Esse comportamento indica que, devido à proximidade entre a ordem de grandeza da resistência R_{D2} , associada à saída do bloco de amplificação, e os elementos do bloco de saída, variações em R_{D2} podem influenciar a impedância observada nessa porta.

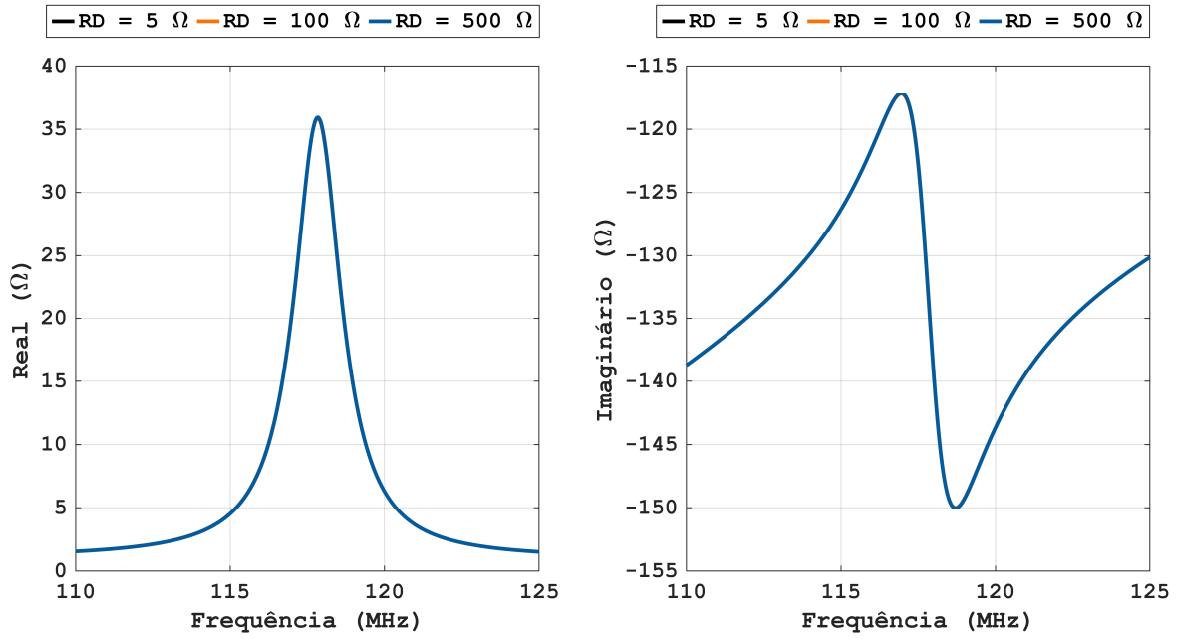


Figura 53 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_D .

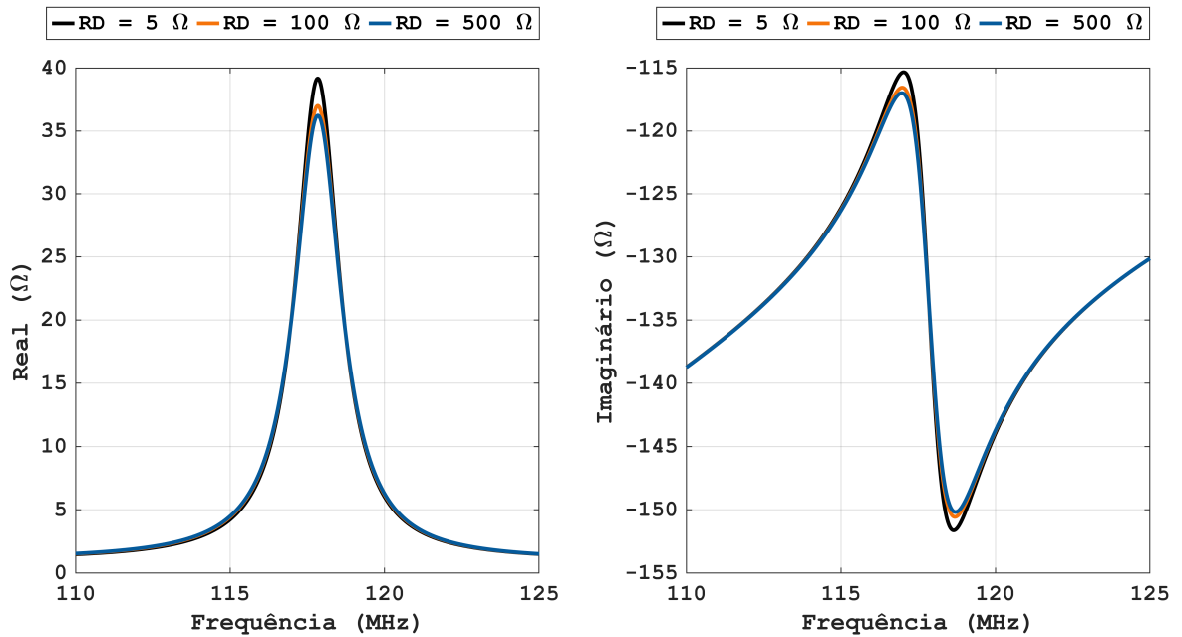


Figura 54 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_D .

6.1.8 Variação de R_X no Modelo Proposto Implementado via Simulação

Na Figura 55 é apresentada a resposta em frequência da transmissão para a variação de R_X em 5Ω , 100Ω e 500Ω . Assim, é possível observar que o aumento de R_X resulta em um aumento da amplitude das perdas de inserção do sinal, com uma variação máxima

entre as curvas em torno de 40 dB. Além disso, observam-se alterações na largura de banda do sinal, que variou de 1,1 MHz com $R_X = 50 \Omega$ para 1,5 MHz com $R_X = 500 \Omega$, um acréscimo de 0,4 MHz. Esse comportamento permite interpretar R_X como um parâmetro de ajuste da atenuação, uma vez que a redução de seu valor implica em uma diminuição correspondente da amplitude do sinal. Em relação a fase, nota-se uma pequena diminuição das amplitudes apenas fora da frequência central.

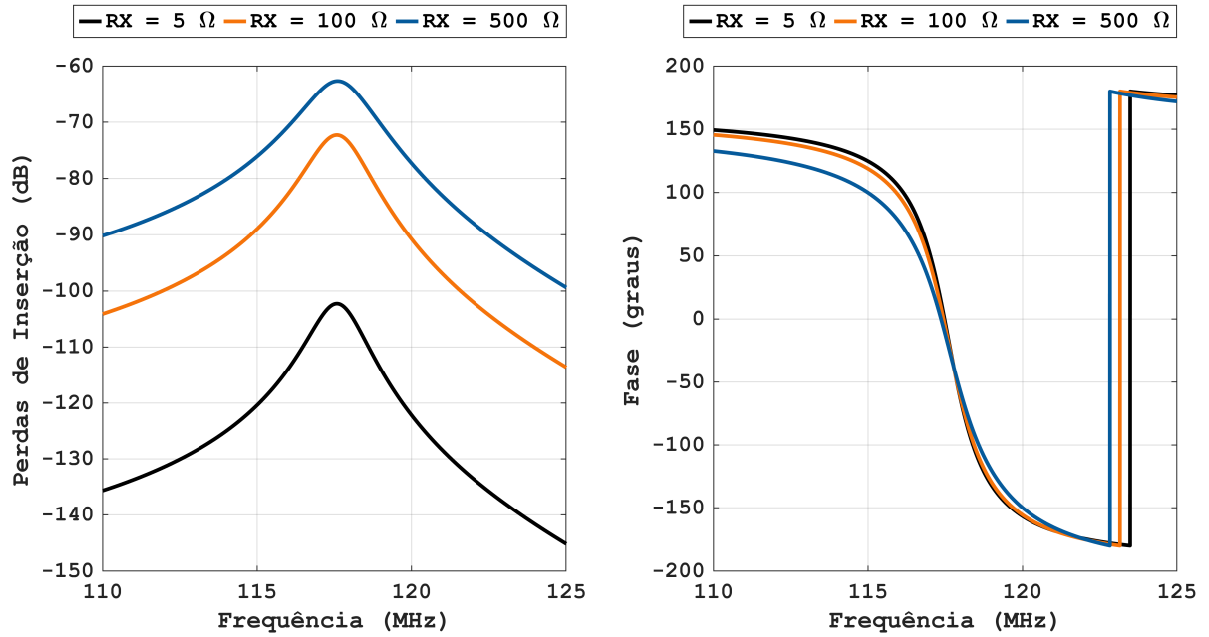


Figura 55 – Resposta de transmissão do modelo proposto via simulação com a variação de R_X .

Para o comportamento das impedâncias, apresentadas nas Figuras 56 e 57, observa-se a redução da amplitude da impedância de entrada com o aumento de R_X . Na parte real, são identificadas variações da ordem de 20 Ω na frequência central e de 1 Ω fora dessa faixa. De forma análoga, a parte imaginária apresenta o mesmo comportamento, resultando em uma variação máxima entre as curvas de aproximadamente 11 Ω .

Por outro lado, a impedância de saída não apresenta variações significativas com o aumento de R_X . Esse comportamento pode ser explicado pela disposição de R_{X2} , que se encontra em paralelo com R_{D2} no circuito de pequenos sinais apresentado na Figura 30. Dessa forma, a resistência equivalente resultante da associação entre R_{X2} e R_{D2} permanece próxima ao valor de R_{D2} , mesmo com o acréscimo de R_X , mantendo-se em torno de 5 Ω .

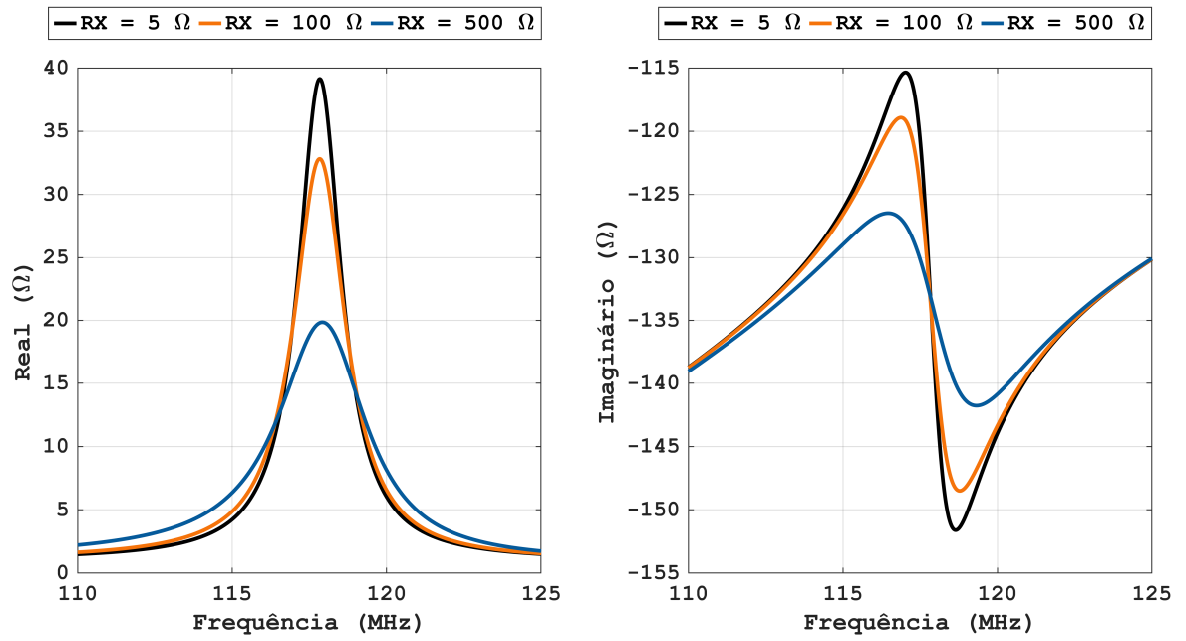


Figura 56 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto via simulação com a variação de R_X .

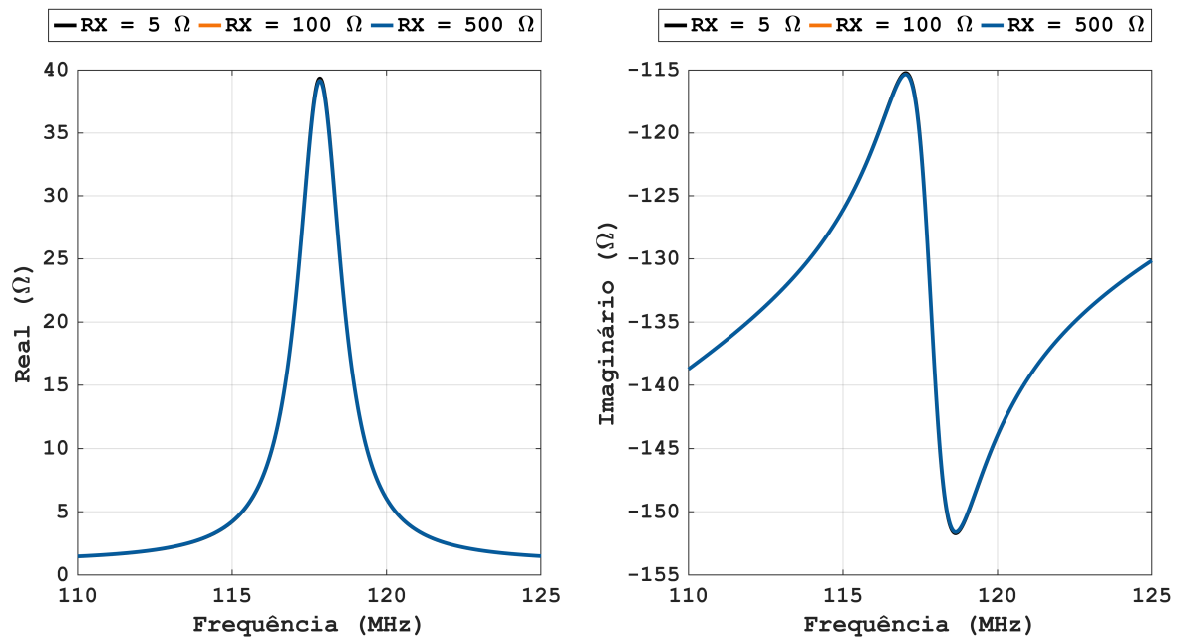


Figura 57 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto via simulação com a variação de R_X .

6.1.9 Discussão das Análises do Modelo Proposto Implementado via Simulação

A partir do comportamento do modelo proposto, implementado por meio de simulação, verifica-se que as variações nos parâmetros de ajuste resultam, de forma consistente, na modificação das grandezas às quais esses parâmetros foram projetados, como apresentado na Tabela 1. Ainda que a variação de determinados parâmetros possa influenciar outras características além daquelas inicialmente desejadas, essa interferência pode ser mitigada por meio do ajuste de parâmetros adicionais que afetam predominantemente a grandeza de interesse. Como exemplo, a variação de R_X pode ocasionar alterações nas impedâncias, as quais podem ser compensadas por meio do ajuste de $R_{in/out}$ e $C_{in/out}$. Diante disso, a metodologia desenvolvida e apresentada em 5.4 tem como objetivo viabilizar o ajuste dos parâmetros do modelo já considerando essas interdependências.

Para a verificação do acoplamento elétrico do modelo por meio da análise de suas impedâncias, observa-se que o modelo proposto apresenta robustez ao reproduzir, de forma coerente, o comportamento das impedâncias de entrada e de saída quando comparado ao modelo de referência apresentado na Seção 4.2.1. Essa concordância entre as respostas indica que o modelo é capaz de representar adequadamente a interação elétrica entre as portas, um dos objetivos centrais do desenvolvimento do modelo proposto.

6.2 Análises para o Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Considerando que um dos objetivos do modelo proposto neste trabalho é a sua viabilidade de implementação física, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso (PCI) a partir do circuito apresentado na Figura 28. O *layout* da PCI e o resultado de sua confecção são dispostos nas Figura 58 e 59, respectivamente.

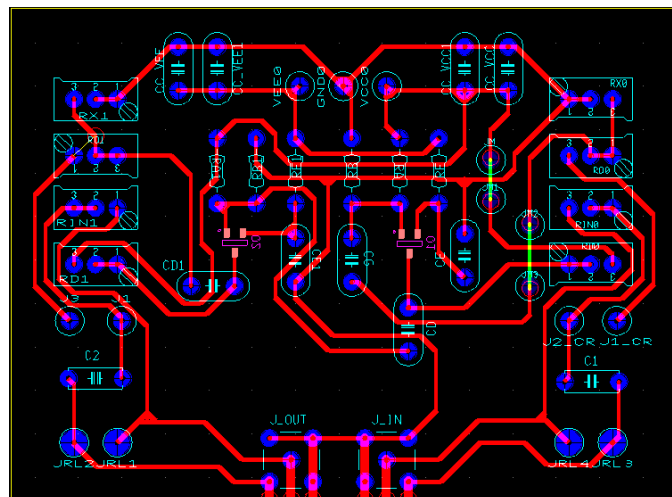


Figura 58 – *Layout* da placa do modelo proposto.

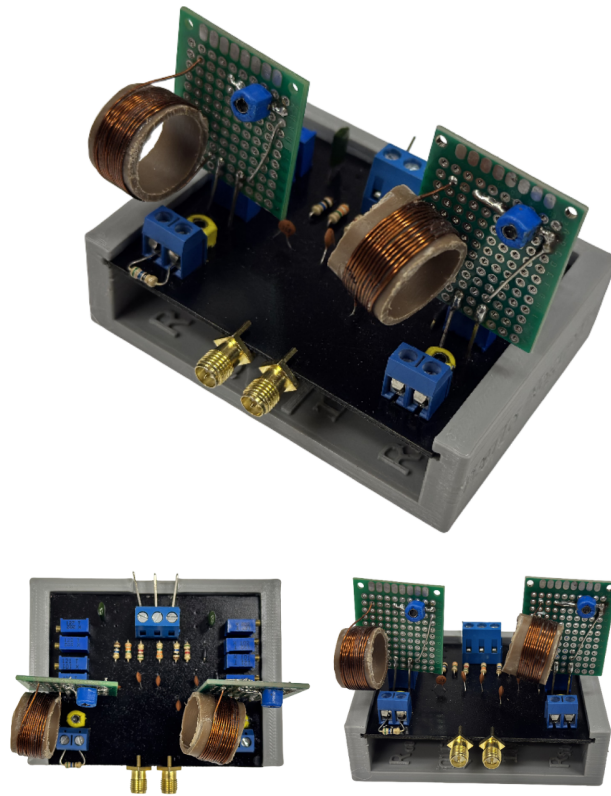


Figura 59 – Resultado da confecção da PCI.

Para a construção dos modelos do cristal ressonador baseados no modelo equivalente de Butterworth–Van Dyke, foram confeccionados dois indutores com características geométricas e elétricas próximas, de modo a garantir comportamento equivalente entre os modelos. Cada indutor foi construído utilizando fio 16 AWG, com doze espiras enroladas em um tubo de 2 cm de diâmetro.

As capacitâncias associadas ao ramo RLC em série do modelo do cristal foram implementadas por meio de capacitores variáveis, permitindo o ajuste da frequência de ressonância. Essa abordagem possibilitou o alinhamento das frequências de ressonância dos dois modelos confeccionados em torno de 43 MHz, valor de frequência alcançado com os componentes disponíveis durante o desenvolvimento da PCI. Os valores dos componentes utilizados em cada um dos modelos de cristal bem como os demais valores iniciais do circuito são apresentados na Tabela 4.

R_A	R_B	R_S	R_{D1}, R_{D2}	R_{X1}, R_{X2}	R_{Q1}, R_{Q2}	R_{in}, R_{out}	R_1, R_2	RL
10 M Ω	3,3 M Ω	5,5 k Ω	5 Ω	50 Ω	5 Ω	1 Ω	1 Ω	56 Ω
C_D, C_S	C_{in}, C_{out}	C_0	C_1	C_2	C_3	L_1	L_2	
15 nF	100 pF	1,1 pF	1,1 pF	1,8 pF	1,8 pF	11,8 μ H	7,2 μ H	

Tabela 4 – Valores dos componentes utilizados na PCI.

Nesse contexto, a análise do comportamento do modelo implementado em PCI tem como objetivo avaliar o comportamento geral do circuito físico, verificando se o comportamento observado no modelo implementado via simulação também se manifestam na implementação prática. Para isso, o comportamento do modelo em PCI é analisado em função da variação de seus parâmetros, de forma análoga ao procedimento adotado nas seções anteriores para o circuito implementado via simulação. Dessa forma, busca-se avaliar se os efeitos associados aos parâmetros de ajuste do modelo permanecem consistentes na implementação física.

Nesse ponto, vale ressaltar que essa avaliação não se concentra na comparação de valores específicos de amplitude das curvas de transmissão e das impedâncias, mas sim no comportamento geral do modelo. Tal abordagem justifica-se pela presença de efeitos parasitas inerentes ao processo de fabricação da PCI, pelas características de operação do transistor utilizado, bem como pelas limitações associadas à disponibilidade de valores dos componentes durante a execução deste trabalho. Esses fatores dificultam a reprodução exata das mesmas condições adotadas na implementação via simulação, tornando a análise qualitativa mais adequada para a validação do modelo físico.

Para a obtenção das curvas de transmissão e das impedâncias de entrada e de saída do modelo implementado em PCI, realizaram-se medições experimentais com um VNA, modelo NanoVNA v2 Bundle, fabricado pela Nooelec Inc. Além disso, foi utilizado o *software* NanoVNA-App para a aquisição dos dados, adotando-se uma janela de observação de 15 MHz centrada na frequência central do modelo. Devido às limitações do VNA utilizado, que não permite a medição direta da impedância de saída, foram obtidas apenas as respostas de transmissão do sinal e da impedância de entrada do modelo. A partir dessas medições, foi possível extrair as respostas em frequência necessárias para a avaliação do comportamento do modelo físico e para a comparação qualitativa com os resultados obtidos por simulação.

6.2.1 Variação de R_{in} no Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Nas Figuras 60 e 61 é apresentado o comportamento do modelo proposto em função da variação de R_{in} em $1\ \Omega$, $50\ \Omega$ e $100\ \Omega$. Em relação a transmissão do sinal em perdas de inserção, nota-se a atenuação do sinal a medida que R_{in} é acrescido, resultando em uma diferença máxima de amplitude entre as curvas em torno de 6 dB. Em relação a fase, observa-se um decréscimo mais acentuado com o aumento de R_{in} , semelhante ao observado no modelo em simulação.

Para a impedância de entrada, parâmetro principal relacionado a R_{in} , são observadas as alterações mais significativas. Nesse sentido, a variação de R_{in} resulta na alteração do nível médio da parte real da impedância de entrada para valores correspondentes a

valores próximos de R_{in} . No entanto, diferente do comportamento observado para o modelo em simulação, são observadas alterações de amplitude também na parte imaginária da impedância.

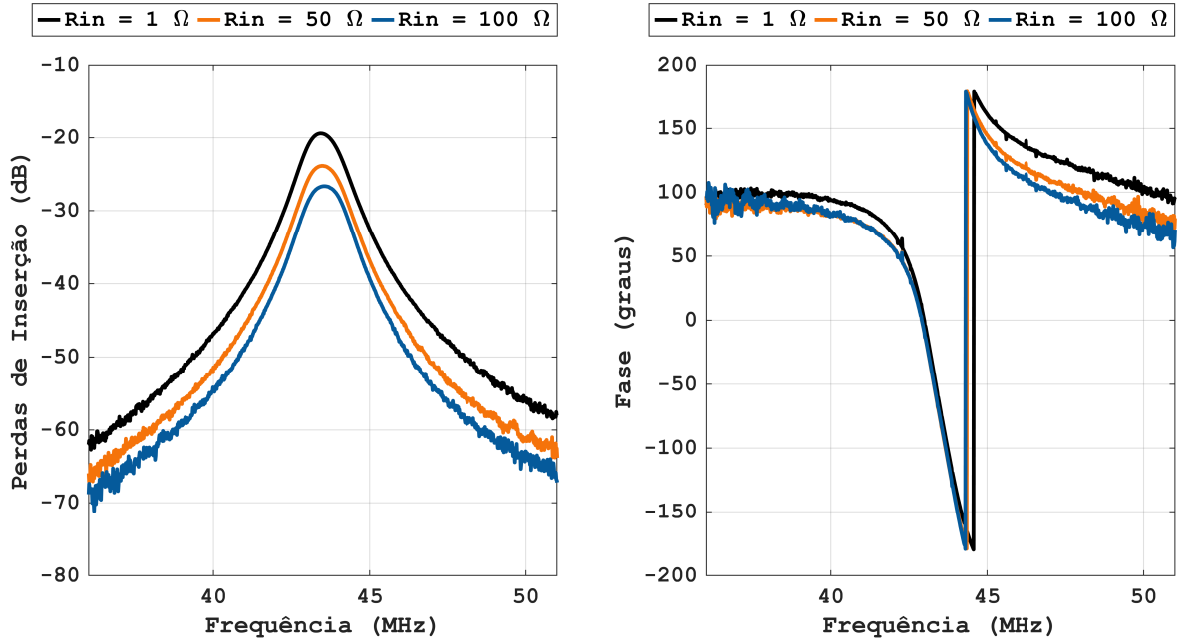


Figura 60 – Resposta de transmissão com a variação de R_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.

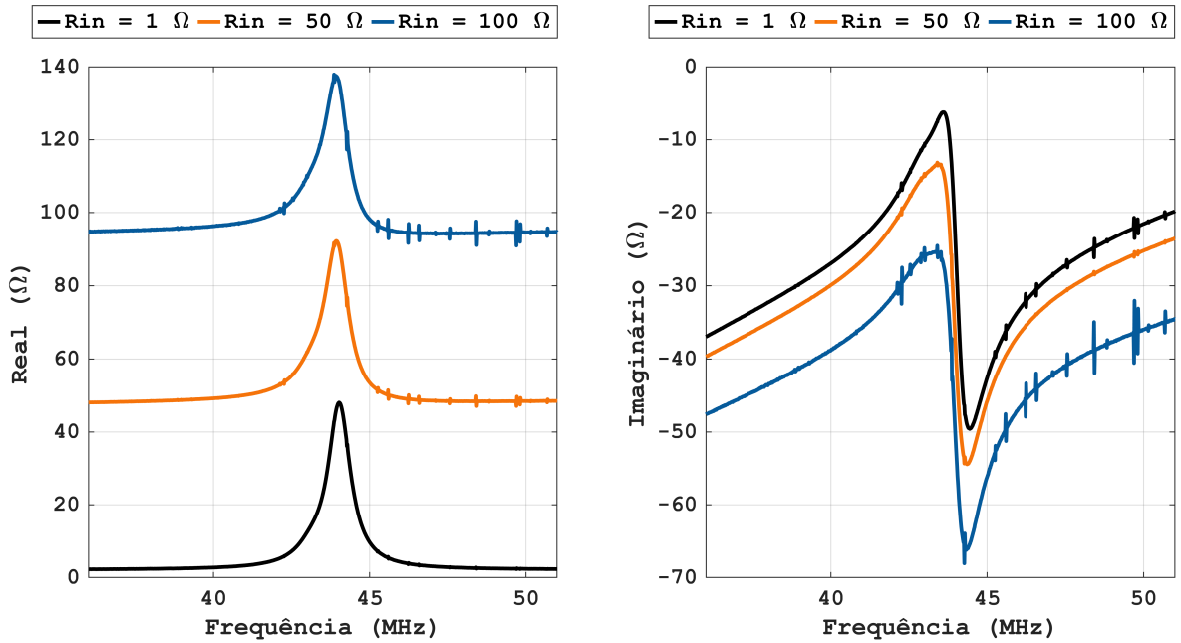


Figura 61 – Resposta da impedância de entrada com a variação de R_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.

6.2.2 Variação de C_{in} no Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Nas Figuras 62 e 63 são apresentadas as curvas de transmissão e de impedância de entrada do modelo proposto implementado fisicamente, considerando a variação de C_{in} para os valores de 100 pF, 58 pF e 43 pF. No que se refere à transmissão do sinal, observa-se que a variação de C_{in} resulta em diferenças entre as curvas nas perdas de inserção inferiores a 3 dB. Em relação à fase do sinal, as alterações manifestam-se por meio de um decrescimento mais acentuado da curva à medida que o valor de C_{in} é aumentado.

Entretanto, as alterações mais significativas são observadas na impedância de entrada do modelo, aspecto para o qual C_{in} foi projetado. Na parte real da impedância, a redução do valor de C_{in} resulta em um aumento da amplitude em torno da frequência central, com uma variação máxima em torno de 150 Ω . Diferentemente do comportamento observado no modelo implementado via simulação, as variações na parte real também se refletem em deslocamentos da frequência central, com uma variação máxima entre as curvas da ordem de 0,53 MHz. Para a parte imaginária da impedância de entrada, de forma semelhante ao modelo em simulação, o aumento de C_{in} resulta em um aumento da amplitude de -6 a -49 Ω para o menor valor de C_{in} e de 30 a -160 Ω para o maior valor de C_{in} .

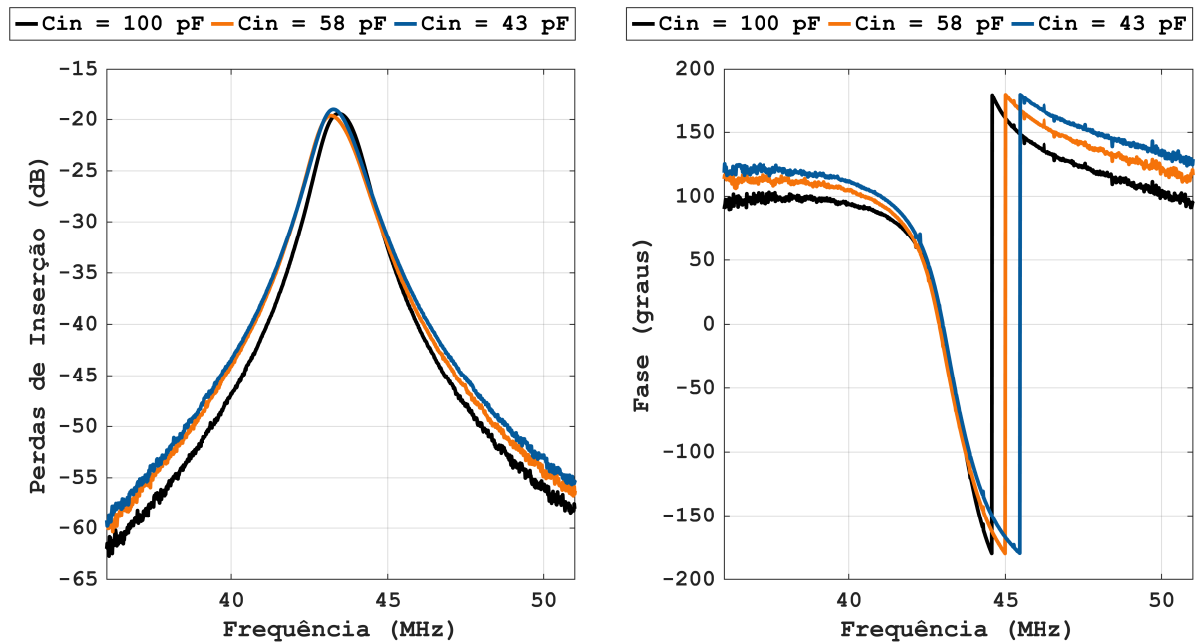


Figura 62 – Resposta de transmissão com a variação de C_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.

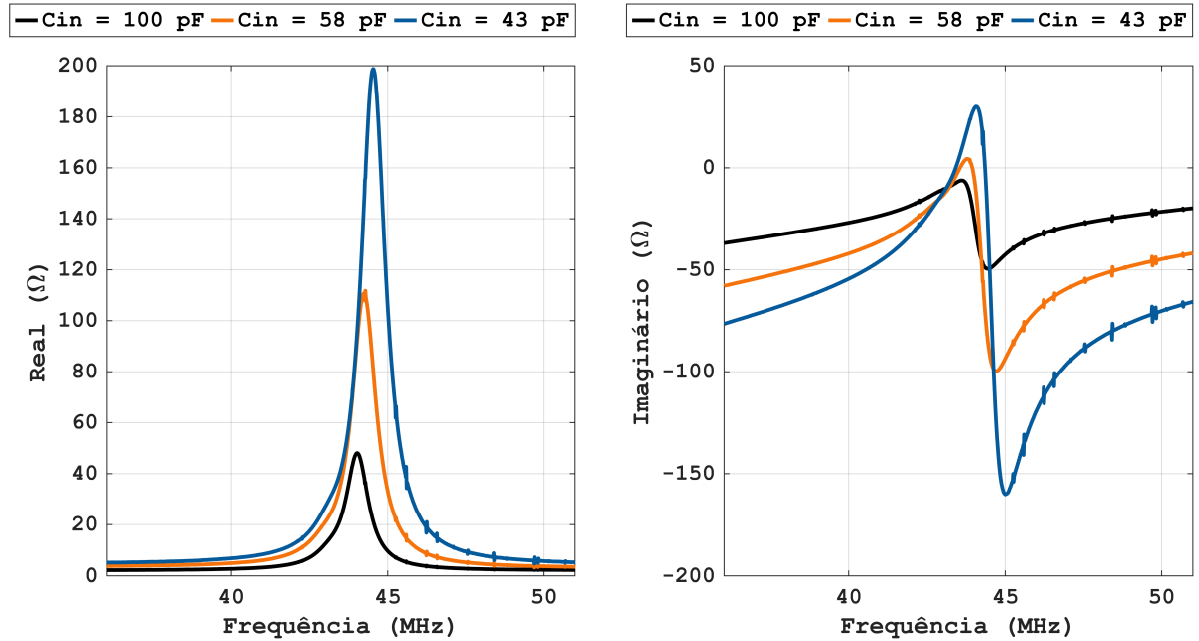


Figura 63 – Resposta da impedância de entrada com a variação de C_{in} para o modelo proposto implementado fisicamente.

6.2.3 Variação de R_L no Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Para verificar o comportamento do modelo proposto implementado fisicamente em função da variação de uma carga resistiva e, consequentemente, avaliar o acoplamento elétrico entre as portas do modelo, o valor da carga R_L foi variado para 50 Ω, 500 Ω, 1 kΩ, 10 kΩ e 1 MΩ. Em relação a transmissão do sinal, apresentada na Figura 64, a variação de R_L resulta no aumento da amplitude do sinal nas perdas de inserção. No entanto, são observadas variações de amplitude para R_L maior que 50 Ω, semelhante ao modelo em simulação. Já para a fase do sinal, o aumento de R_L ocasiona um decrescimento mais acentuado da curva.

No que diz respeito à impedância de entrada, apresentada na Figura 65, aspecto principal a ser analisado na variação de R_L , não se observam alterações no comportamento geral da curva. São identificadas apenas variações de amplitude em torno da frequência central, inferiores a 3 Ω para a parte real e a 2 Ω para a parte imaginária.

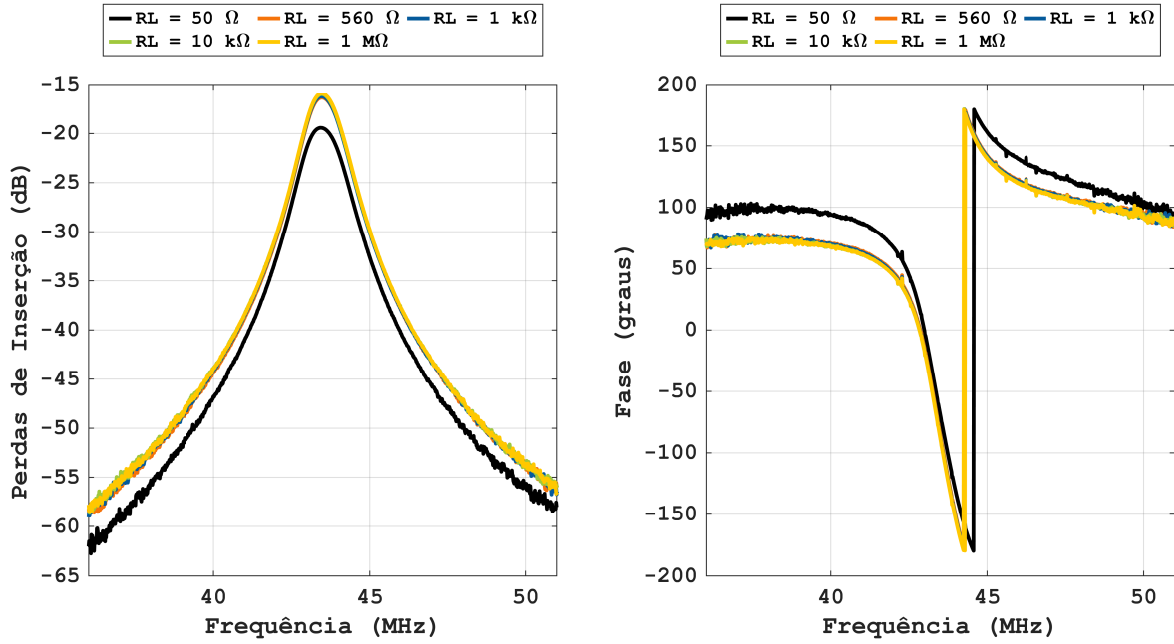


Figura 64 – Resposta de transmissão com a variação de R_L para o modelo proposto implementado fisicamente.

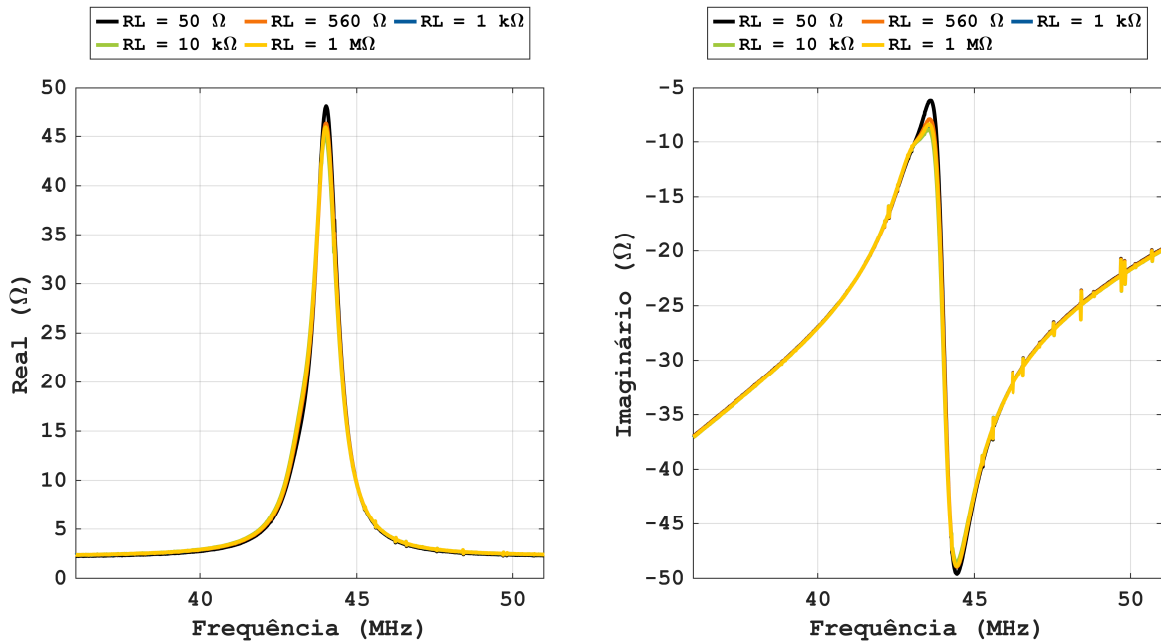


Figura 65 – Resposta da impedância de entrada com a variação de R_L para o modelo proposto implementado fisicamente.

6.2.4 Variação de R_Q no Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Para verificar comportamento do modelo proposto para o ajuste da largura de banda do sinal, o resistor R_Q é variado em 5Ω , 50Ω e 100Ω . A partir da curva de transmissão, apresentada na Figura 66, é possível observar que, de fato, o aumento de R_Q resulta no aumento da largura de banda do sinal. Com isso, é observada variações máximas de amplitude entre as curvas de 15 dB e variação máxima de largura de banda em 1,25 MHz para as perdas de inserção. Em relação a fase do sinal, as alterações são percebidas por meio da diminuição da inclinação da queda na amplitude, indicando assim aumento no tempo de propagação do sinal.

O aumento da largura de banda do sinal também é observado na curva da impedância de entrada do modelo, apresentada na Figura 67. Para a parte real da impedância, é observada uma variação máxima de largura de banda em torno de 0,94 MHz e uma variação máxima de amplitude entre as curvas em torno de 29Ω . Já na parte imaginária, é observado a diminuição da amplitude em torno da frequência central, com uma variação máxima em torno de 14Ω .

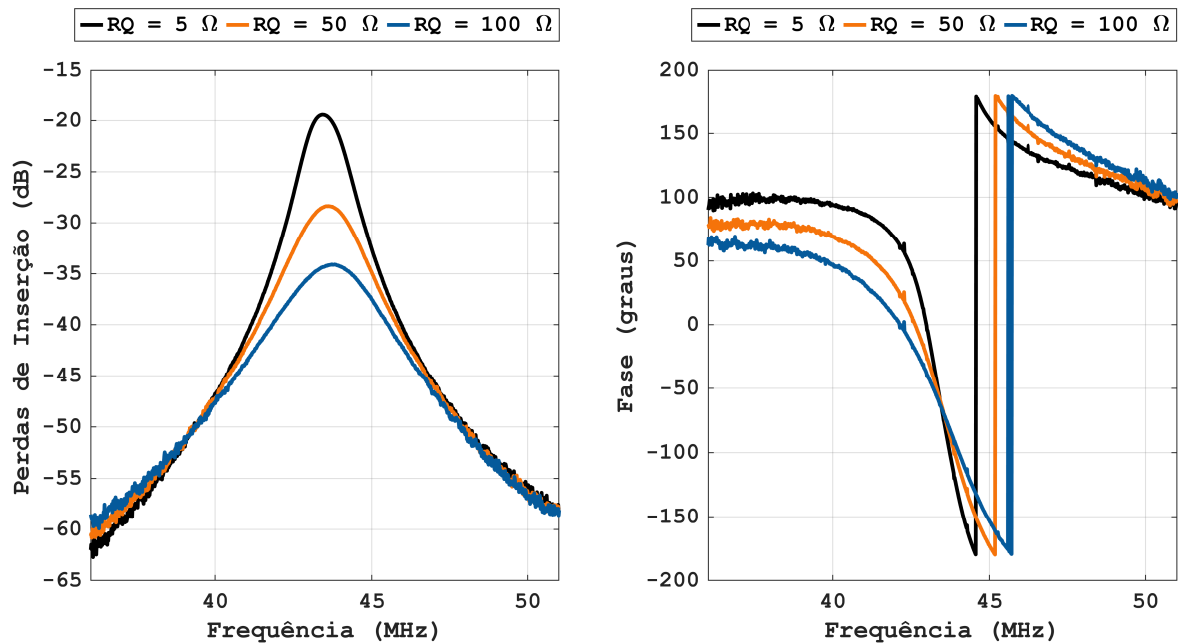


Figura 66 – Resposta de transmissão com a variação de R_Q para o modelo proposto implementado fisicamente.

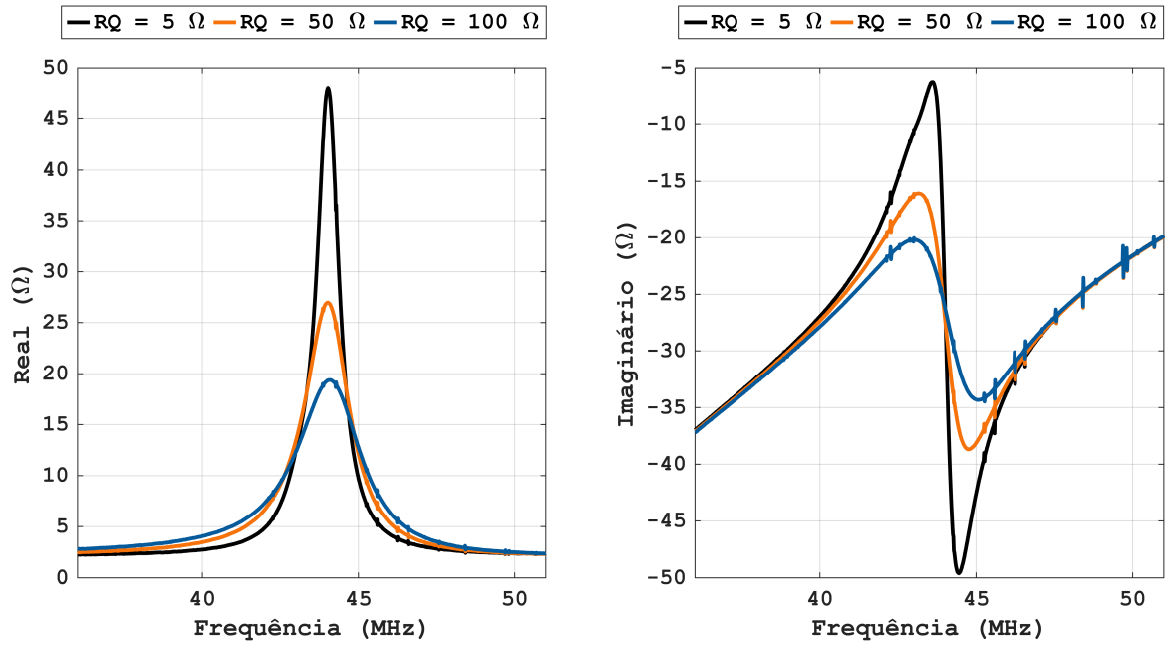


Figura 67 – Resposta da impedância de entrada com a variação de R_Q para o modelo proposto implementado fisicamente.

6.2.5 Variação de R_D no Modelo Proposto Implementado Fisicamente

O comportamento da transmissão do sinal e da impedância de entrada do modelo proposto, implementado em PCI, em função da variação de R_D para os valores de 5Ω , 100Ω e 500Ω , é apresentado nas Figuras 68 e 69, respectivamente. Considerando que R_D é responsável pelo ajuste do ganho do sinal, verifica-se que o aumento de seu valor resulta em um incremento da amplitude nas perdas de inserção, com uma diferença máxima entre as curvas da ordem de 5 dB.

Entretanto, esse aumento de amplitude torna-se perceptível apenas para frequências inferiores à frequência central. Esse comportamento indica que o transistor utilizado apresenta degradação de desempenho em frequências mais elevadas, o que limita o ganho fornecido ao sinal na região de maior frequência.

No que se refere à fase do sinal, observa-se comportamento semelhante, com alterações perceptíveis apenas para frequências inferiores à frequência central. Já em relação à impedância de entrada, são observadas variações máximas de amplitude da ordem de 3Ω na parte real e de 3Ω na parte imaginária.

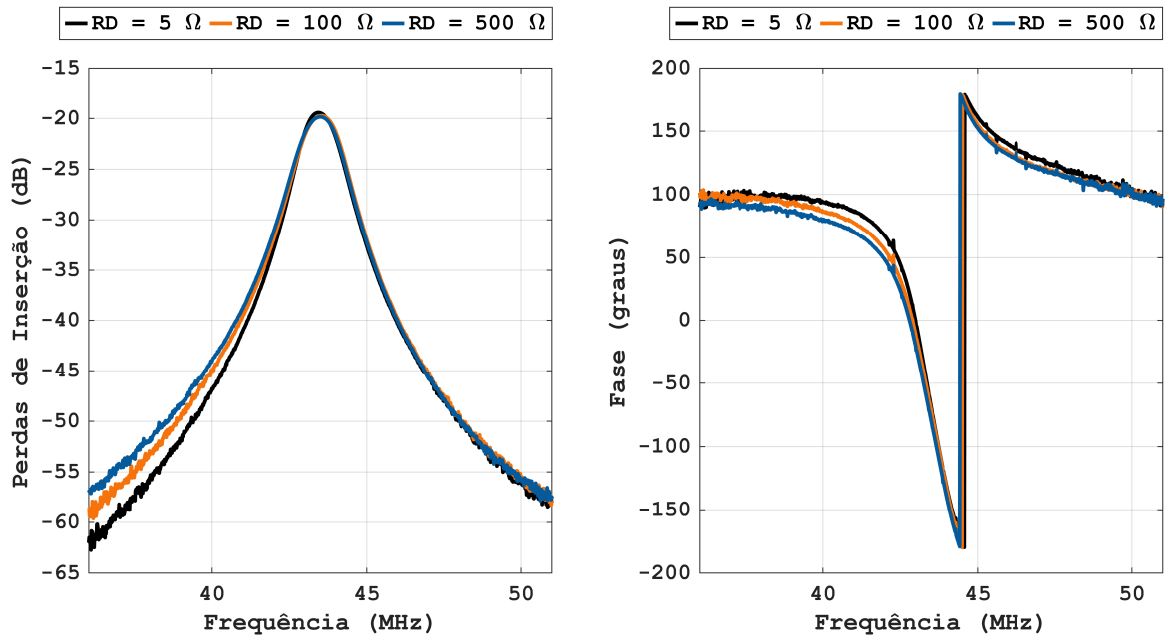


Figura 68 – Resposta de transmissão com a variação de R_D para o modelo proposto implementado fisicamente.

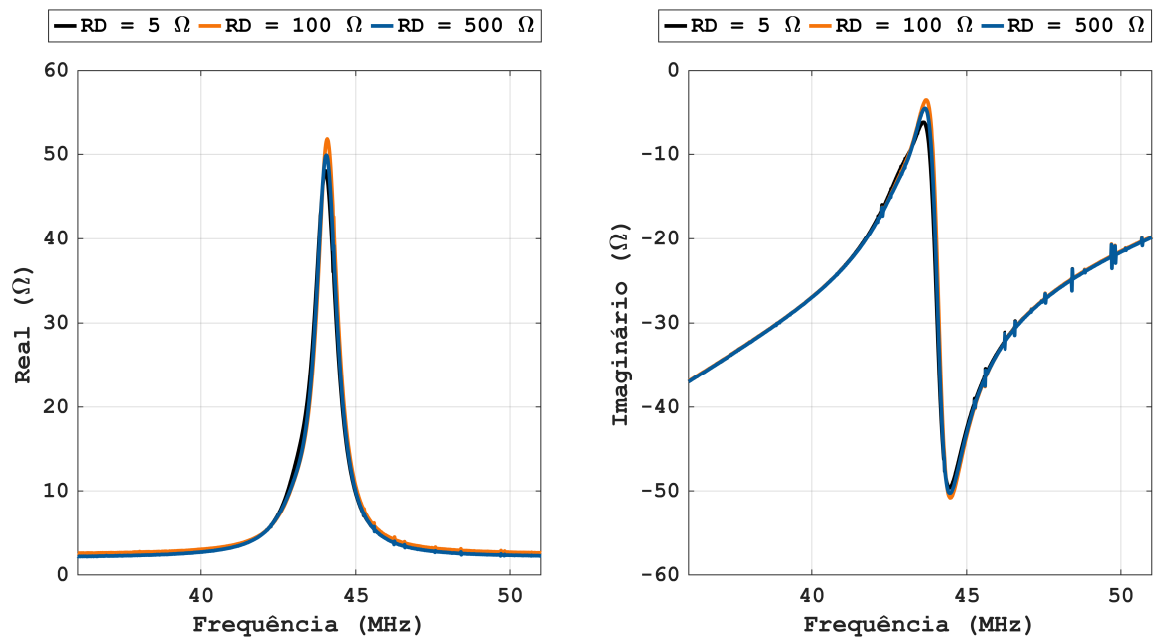


Figura 69 – Resposta da impedância de entrada com a variação de R_D para o modelo proposto implementado fisicamente.

6.2.6 Variação de R_X no Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Para avaliar o comportamento do modelo em relação ao ajuste de atenuação do sinal, o valor de R_X foi variado para 5 Ω , 100 Ω e 500 Ω . O comportamento da transmissão do sinal, apresentado na Figura 70, indica que o aumento de R_X resulta em um incremento da amplitude nas perdas de inserção, enquanto a redução de seu valor promove a atenuação do sinal, com uma variação máxima entre as curva de 6 dB. Entretanto, essas alterações são mais pronunciadas para frequências inferiores à frequência central, que pode estar associada a resposta em frequência do transistor.

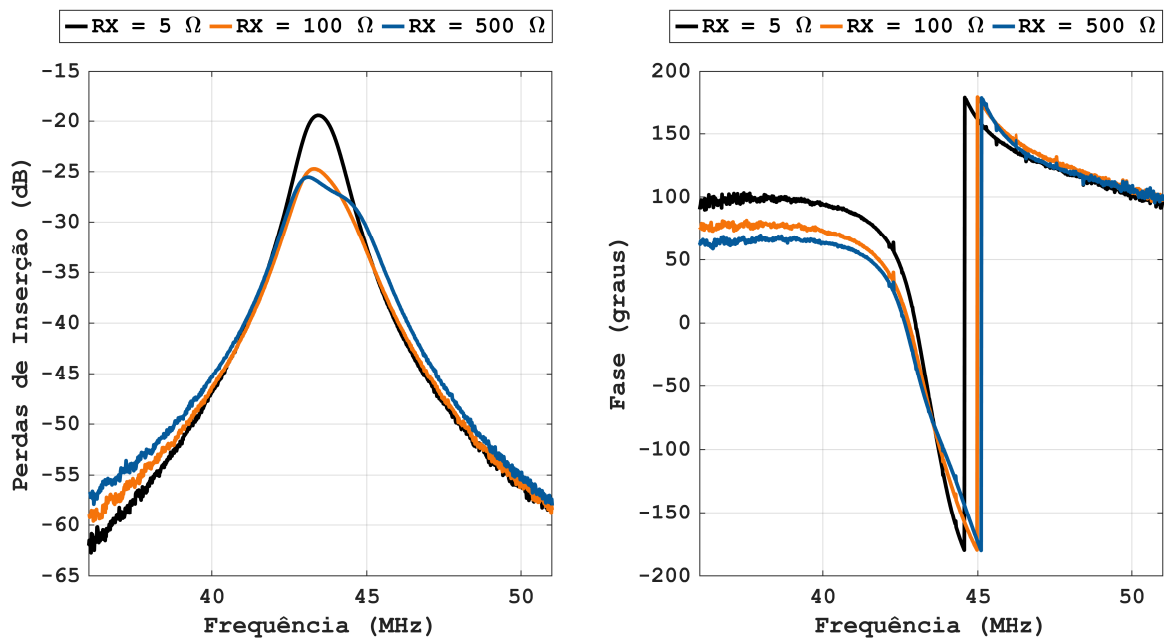


Figura 70 – Resposta de transmissão com a variação de R_X para o modelo proposto implementado fisicamente.

Além disso, nota-se que o aumento de R_X está associado a uma degradação do pico de transmissão na frequência central, caracterizada pela redução de sua amplitude e pelo alargamento da resposta. Embora esse comportamento não seja observado no modelo implementado via simulação, é visto que a variação de R_{X2} também influencia o ganho do segundo estágio do bloco de amplificação. Como consequência, ocorrem alterações na resposta do modelo do cristal na saída, resultando em pequenas variações na frequência de ressonância. Esse efeito, somado às limitações impostas pelo desempenho do transistor em frequências mais elevadas, ocasiona diferenças na resposta entre os modelos de cristal de entrada e de saída, os quais deveriam apresentar comportamentos próximos. No que se refere à fase do sinal, observa-se comportamento coerente com o obtido em simulação. O aumento de R_X resulta em um decrescimento menos acentuado em torno da frequência central.

Em relação à impedância de entrada, apresentada na Figura 71, verifica-se que a variação de R_X resulta em alterações na parte real e imaginária da impedância. Para R_X igual a $500\ \Omega$, a amplitude da impedância, tanto na parte real quanto na parte imaginária, é inferior à observada para R_X igual a $5\ \Omega$ e superior à obtida para R_X igual a $100\ \Omega$. Além disso, são identificadas variações na frequência central, com diferenças máximas entre as curvas da ordem de $0,76\ \text{MHz}$. Dessa forma, essas diferenças podem ser atribuídas, em parte, à ocorrência de reflexões de sinal na placa de circuito impresso, bem como a efeitos parasitas inerentes à implementação física do modelo, tendo em vista que as alterações não são observadas em simulação.

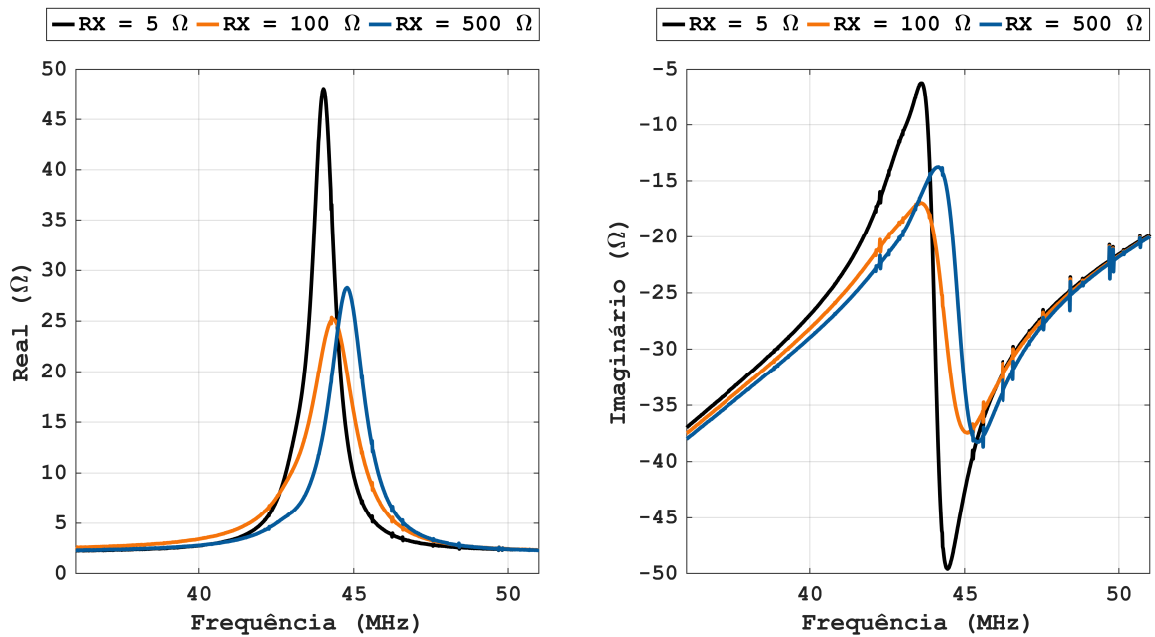


Figura 71 – Resposta da impedância de entrada com a variação de R_X para o modelo proposto implementado fisicamente.

6.2.7 Discussão das Análises do Modelo Proposto Implementado Fisicamente

Para o modelo proposto implementado fisicamente, verifica-se que a variação de seus parâmetros de ajuste afeta predominantemente as características às quais foram destinados, de modo semelhante ao observado no modelo simulado. Contudo, notam-se diferenças no comportamento das curvas para alguns parâmetros, o que pode ser atribuído à degradação das respostas causada por efeitos parasitas inerentes à PCI, além de variações nas características do transistor em função da frequência de operação. Apesar dessas limitações próprias da implementação física, foi possível realizar ajustes nos aspectos de transmissão e impedância de entrada do modelo.

No que se refere à análise do acoplamento elétrico por meio das impedâncias, observa-se que o modelo proposto apresenta um comportamento próximo ao do modelo de referência, uma vez que a variação da carga R_L não gerou alterações significativas na amplitude das respostas. Isso indica que o modelo mantém sua robustez mesmo quando implementado fisicamente.

6.3 Comparação do Modelo Proposto com Modelo de Referência

Após verificar a possibilidade de ajuste dos parâmetros do modelo proposto tanto em simulação quanto em sua implementação física, conforme apresentado nas seções anteriores, esta seção tem como objetivo comparar o desempenho do modelo em suas diferentes implementações, via simulação e fisicamente, com o dispositivo SAW de referência desenvolvido pelo Laboratório IMS de Bordeaux, apresentado na Seção 2.1. Entretanto, devido a limitações associadas à aquisição direta do dispositivo real, neste trabalho adota-se como referência o modelo M1 apresentado no Capítulo 4, desenvolvido a partir das próprias medições do dispositivo SAW de referência e que, até o momento, representa a aproximação mais fiel ao seu comportamento real em ambiente de simulação no domínio da frequência.

Utilizando a metodologia estabelecida na Seção 5.4, foi possível configurar o modelo proposto tanto na simulação quanto na implementação física para reproduzir os valores de amplitude do dispositivo SAW de referência. Para o modelo físico, além da configuração com o modelo de cristal equivalente construído, também foi avaliada uma versão que emprega um cristal ressonador comercial de 20 MHz, demonstrando assim a versatilidade de aplicação da proposta. Os valores resultantes para cada modelo após o ajuste para o modelo de referência são dispostos nas Tabelas 5, 6 e 7.

R_A	R_B	R_S	R_{D1}, R_{D2}	R_{X1}, R_{X2}	R_{Q1}, R_{Q2}	R_{in}, R_{out}	R_1, R_2	R_L
10 M Ω	3,5 M Ω	5 k Ω	52 Ω	50 Ω	30 Ω	1 Ω	462 Ω	50 Ω
C_D, C_S	C_{in}, C_{out}	C_0	C_1	C_2	C_3	L_1	L_2	
15 nF	9,8 pF	0,1 pF	41,72 pF	41,72 pF	0,1 pF	43,9 μ H	43,9 μ H	

Tabela 5 – Valores ajustados dos componentes para o modelo proposto via simulação, ajustado para o modelo de referência.

R_A	R_B	R_S	R_{D1}, R_{D2}	R_{X1}, R_{X2}	R_{Q1}, R_{Q2}	R_{in}, R_{out}	R_1, R_2	R_L
10 M Ω	3,3 M Ω	5,5 k Ω	5 Ω	50 Ω	50 Ω	1 Ω	1 Ω	56 Ω
C_D, C_S	C_{in}, C_{out}	C_0	C_1	C_2	C_3	L_1	L_2	
15 nF	75 pF	1,1 pF	1,1 pF	1,8 pF	1,8 pF	11,8 μ H	7,2 μ H	

Tabela 6 – Valores ajustados dos componentes para o modelo físico em PCI com cristal confeccionado, ajustado para o modelo de referência.

R_A	R_B	R_S	R_{D1}, R_{D2}	R_{X1}, R_{X2}	R_{Q1}, R_{Q2}	R_{in}, R_{out}	R_1, R_2	R_L
10 M Ω	3,3 M Ω	5,5 k Ω	5 Ω	220 Ω	50 Ω	1 Ω	1 Ω	56 Ω
C_D, C_S	C_{in}, C_{out}							
15 nF	38 pF							

Tabela 7 – Valores ajustados dos componentes para o modelo físico em PCI com cristal comercial, ajustado para o modelo de referência.

É importante destacar que, enquanto a simulação permite um ajuste mais amplo e exatos dos componentes, a implementação física apresentou frequências centrais diferentes, cerca de 43 MHz para o modelo de cristal montado e 20 MHz para o cristal comercial. Para viabilizar uma comparação adequada com o modelo de referência, que opera em torno de 117 MHz, as respostas em frequência dos modelos físicos foram normalizadas em relação às suas respectivas frequências centrais, permitindo uma análise comparativa focada no relativo e na forma das curvas.

6.3.1 Modelo Proposto em Simulação e Modelo de Referência

As curvas referentes ao comportamento do modelo proposto em simulação comparadas ao modelo de referência são apresentadas nas Figuras 72, 73 e 74. Em relação a transmissão do sinal, é observado que o pico da frequência central entre os dois modelos então em concordância em torno de 117,6 MHz além da proximidade da variações de amplitude no intervalo de frequência observado. Quanto à resposta em fase, embora o modelo proposto não represente explicitamente os efeitos de reflexão observados no modelo de referência, nota-se que a fase mantém-se próxima de zero nas proximidades da frequência central, um comportamento coerente com o esperado para dispositivos SAW e o modelo de referência. Ainda assim, o modelo proposto atende ao requisito mais relevante do ponto de vista da integração com sistemas osciladores, preservando a condição de fase na frequência central.

Para o comportamento das impedâncias, observa-se a presença de um pico bem definido na frequência central, em concordância com o modelo de referência, tanto em termos de largura de banda quanto de amplitude. Esse comportamento indica que o modelo proposto representa de forma adequada a parte resistiva da impedância. Fora da frequência central, nota-se que a parte real do modelo proposto apresenta pequenas discrepâncias em relação ao modelo de referência, as quais podem ser atribuídas ao fato de o modelo não contemplar os efeitos de reflexão do sinal.

Quanto à parte imaginária, apesar das discrepâncias de amplitude observadas em relação ao modelo de referência, verifica-se que a tendência geral da curva é preservada. Especificamente, mantém-se o comportamento crescente com a frequência, característico de uma resposta predominantemente capacitiva, o que indica que o modelo proposto

captura adequadamente a natureza reativa dominante do dispositivo, mesmo diferenças na amplitude. Com isso, é possível observar que o modelo proposto é capaz de representar o formato geral do comportamento do modelo de referência em termos da transmissão do sinal e as impedâncias de entrada e saída.

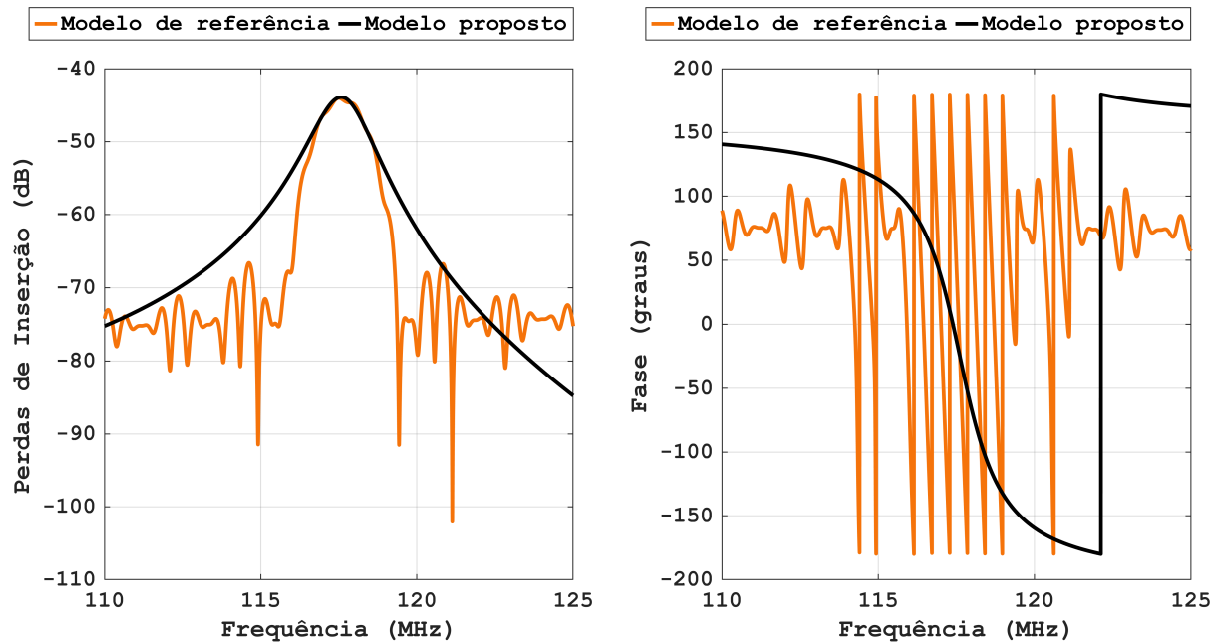


Figura 72 – Resposta de transmissão do modelo proposto em simulação e do modelo de referência

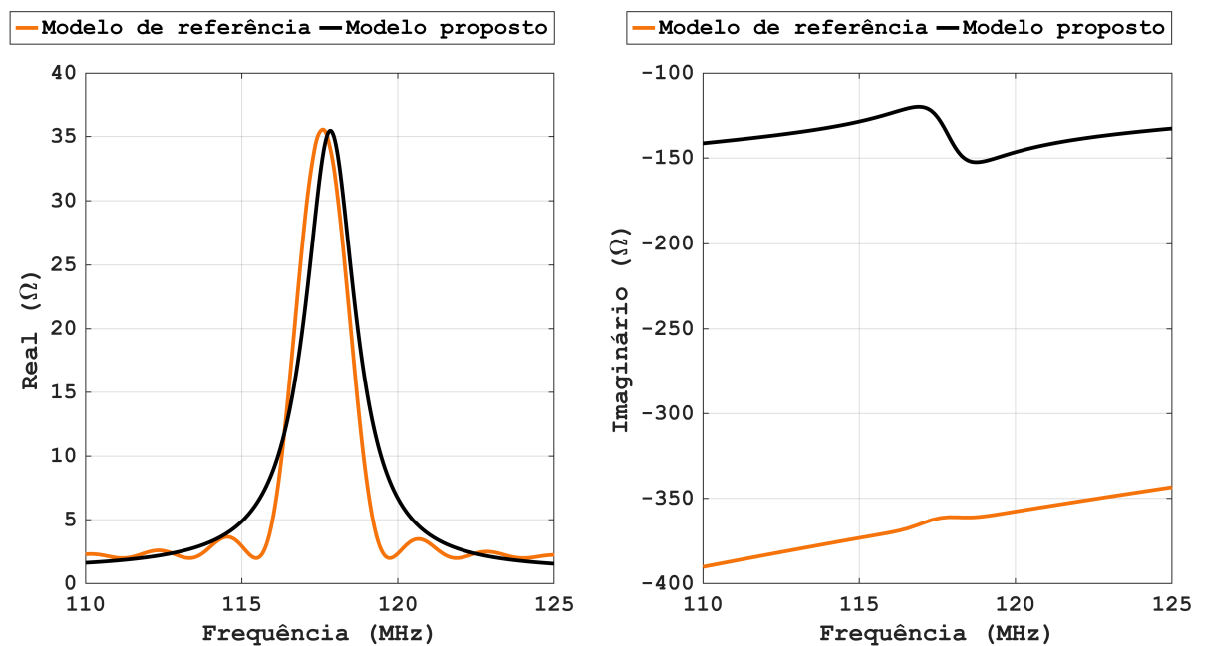


Figura 73 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto em simulação e do modelo de referência.

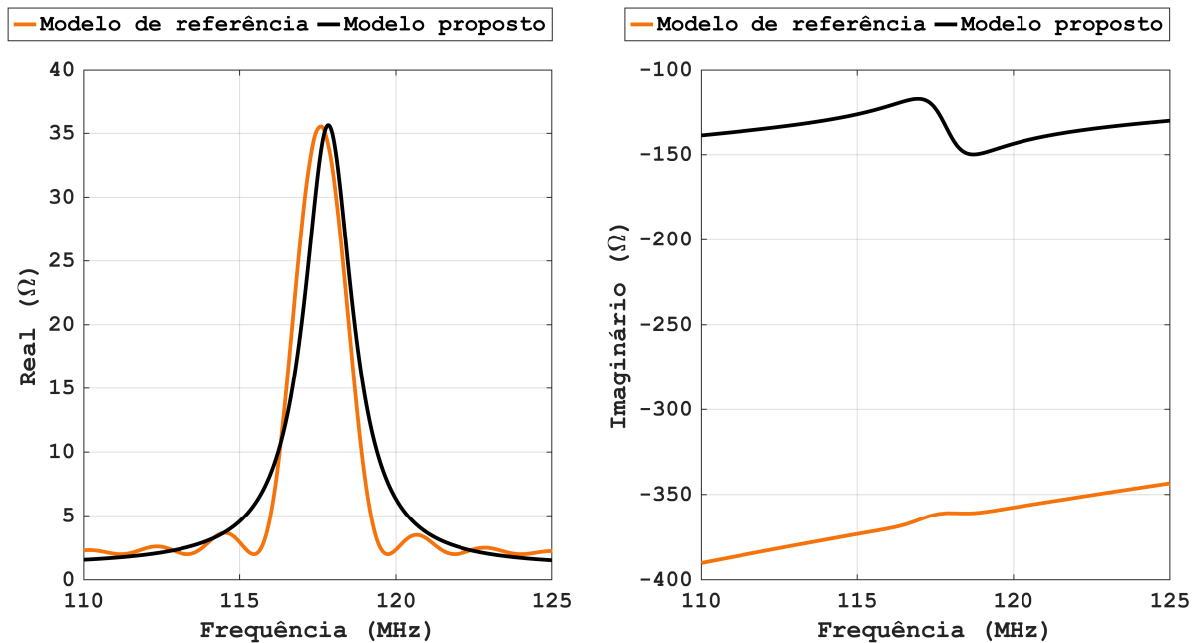


Figura 74 – Resposta da impedância de saída do modelo proposto em simulação e do modelo de referência.

6.3.2 Modelo Proposto Implementado Fisicamente com Modelo de Cristal e Modelo de Referência

As curvas referentes ao comportamento do modelo proposto implementado fisicamente com o modelo de cristal confeccionado, em comparação com o modelo de referência, são apresentadas nas Figuras 75 e 76. No que se refere às características de transmissão do sinal, observa-se que o modelo proposto é capaz de representar adequadamente o comportamento geral da resposta em torno da frequência central. As perdas de inserção apresentam variações de amplitude e largura de banda próximas às observadas no modelo de referência, indicando que o formato geral da resposta é representada.

Entretanto, apesar da similaridade no comportamento geral das curvas, nota-se uma discrepância no nível médio da amplitude do modelo proposto. Essas diferenças podem ser atribuídas às limitações inerentes à confecção do modelo de cristal, para o qual não foi possível atingir maiores níveis de atenuação. Quanto à resposta em fase, embora o modelo não contemple os efeitos de reflexão do sinal, observa-se que, mesmo com o circuito implementado fisicamente, a fase se mantém próxima de zero nas proximidades da frequência central. Ainda que apresente uma discrepância mais acentuada em relação ao modelo simulado, esse comportamento permanece próximo ao esperado para dispositivos SAW.

Em relação ao comportamento das impedâncias, o modelo físico também apresenta um pico bem definido na parte real da impedância em torno da frequência central, em concordância com o modelo de referência. Contudo, observa-se que, enquanto o nível médio da amplitude da impedância no modelo proposto fica em torno de 5Ω , o modelo de referência apresenta valores próximos de 2Ω . Além disso, o modelo proposto expõe uma maior largura de banda e um deslocamento da frequência central. Essas diferenças podem ser associadas à presença de efeitos parasitas inerentes a implementação física do modelo.

Para a parte imaginária da impedância, observa-se um comportamento semelhante ao obtido na simulação. Embora o modelo proposto apresente diferenças de amplitude em relação ao modelo de referência, a tendência geral da curva é preservada, evidenciando um comportamento predominantemente capacitivo.

De modo geral, a comparação evidencia que o modelo proposto implementado fisicamente com cristal confeccionado apresenta comportamento próximo ao modelo de referência. As diferenças observadas são condizentes com as limitações esperadas de uma implementação física.

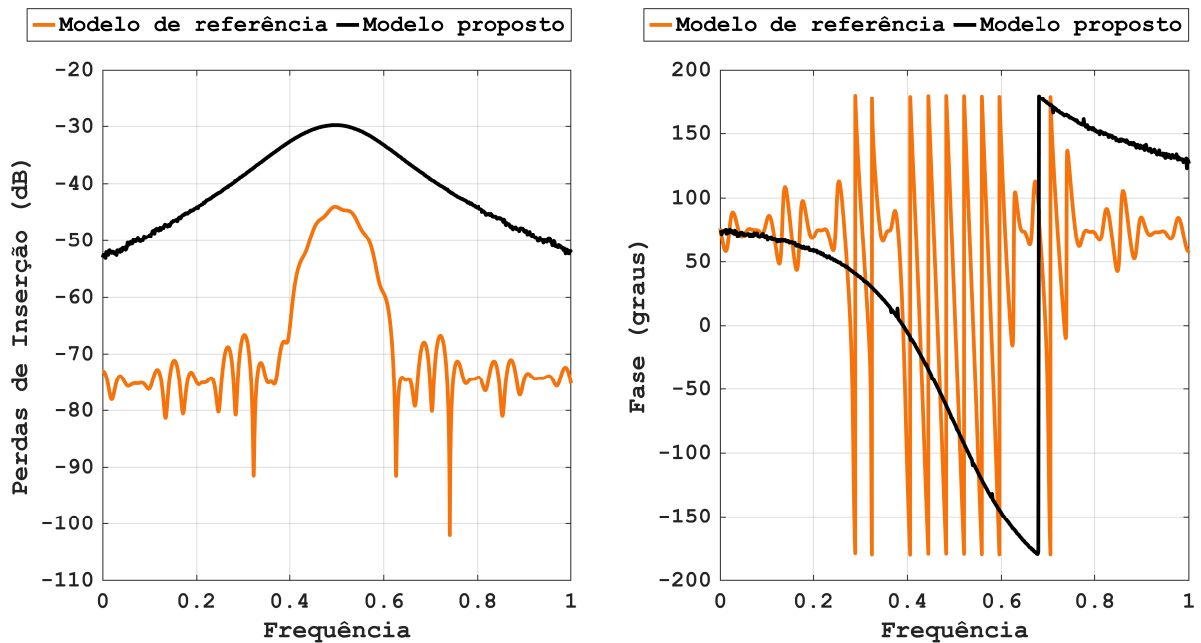


Figura 75 – Resposta de transmissão do modelo proposto físico com modelo de cristal e do modelo de referência para frequência normalizada.

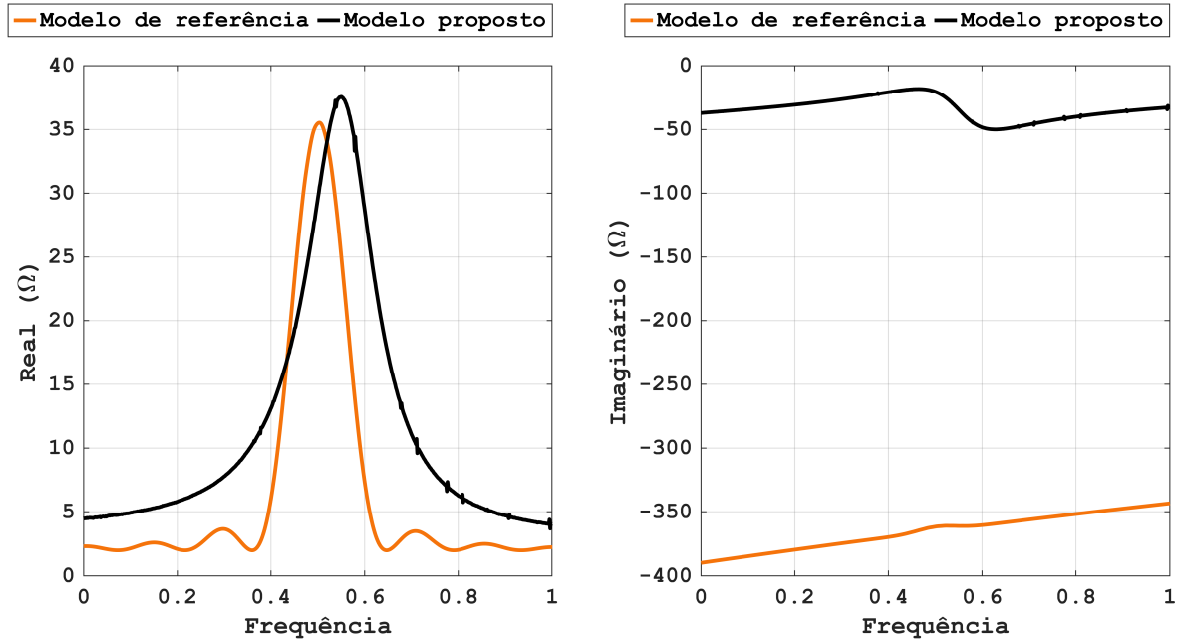


Figura 76 – Resposta da impedância de entrada do modelo proposto físico com modelo de cristal e do modelo de referência para frequência normalizada.

6.3.3 Modelo Proposto Implementado Fisicamente com Cristal Comercial e Modelo de Referência

As curvas referentes ao comportamento do modelo proposto implementado fisicamente com o cristal ressonador comercial, em comparação com o modelo de referência, são apresentadas nas Figuras 77 e 78. A partir dessas curvas, é possível avaliar o impacto da utilização de um cristal comercial no desempenho do modelo, considerando tanto as características de transmissão quanto o comportamento das impedâncias.

Em relação à transmissão do sinal, observa-se que o modelo utilizando o cristal comercial também é capaz de representar, de forma global, o comportamento do modelo de referência em torno da frequência central. As perdas de inserção apresentam amplitudes próximas ao modelo de referência, ainda que a largura de banda do sinal seja menor para o modelo proposto, comportamento associado ao elevado fator de qualidade do cristal comercial. Adicionalmente, em função da maior atenuação introduzida por esse cristal, foi possível ajustar as amplitudes das perdas de inserção na mesma ordem de grandeza do modelo de referência, diferente do observado no modelo implementado com o cristal confeccionado, no qual tal ajuste mostrou-se mais limitado. No que se refere à resposta em fase, o modelo com cristal comercial também apresenta fase próxima de zero na frequência central, comportamento coerente com o esperado para dispositivos SAW.

Para o comportamento das impedâncias, o modelo proposto apresenta amplitudes da parte real próximas ao modelo de referência em torno da frequência central. Entretanto, assim como observado na resposta de transmissão, o elevado fator de qualidade do cristal comercial reflete-se em uma menor largura de banda do modelo proposto quando comparado ao modelo de referência. Para a parte imaginária da impedância, observa-se a preservação de um comportamento predominantemente capacitivo, ainda que as amplitudes de variação ao longo da frequência seja diferente daquelas observadas no modelo de referência.

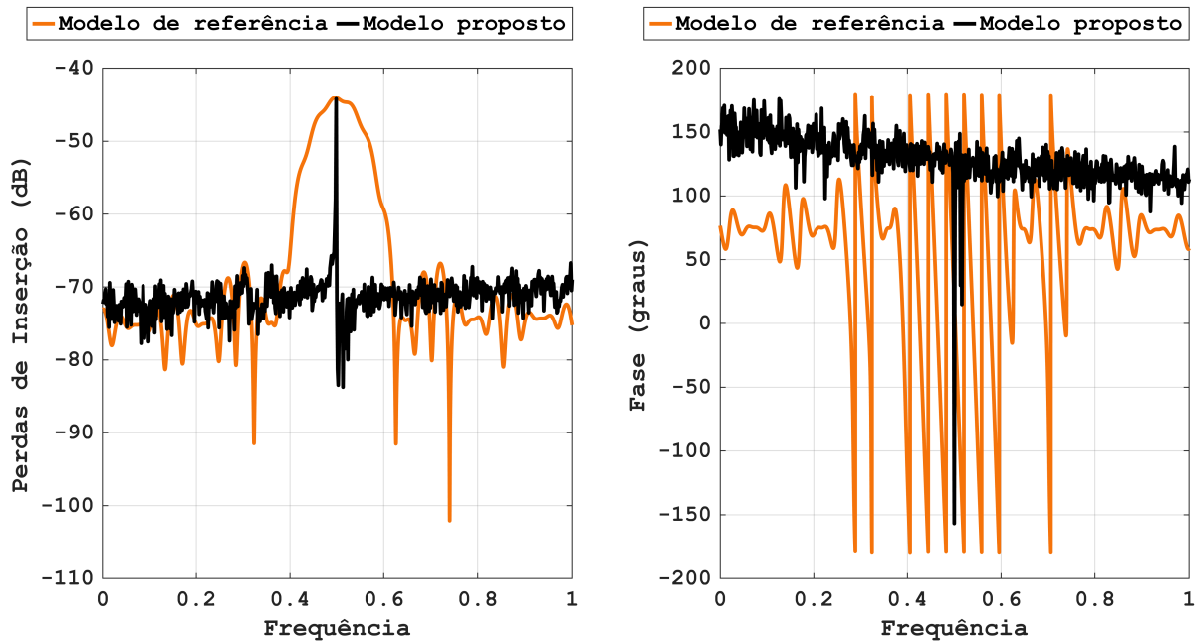


Figura 77 – Resposta de transmissão do modelo proposto físico com cristal comercial e do modelo de referência para frequência normalizada.

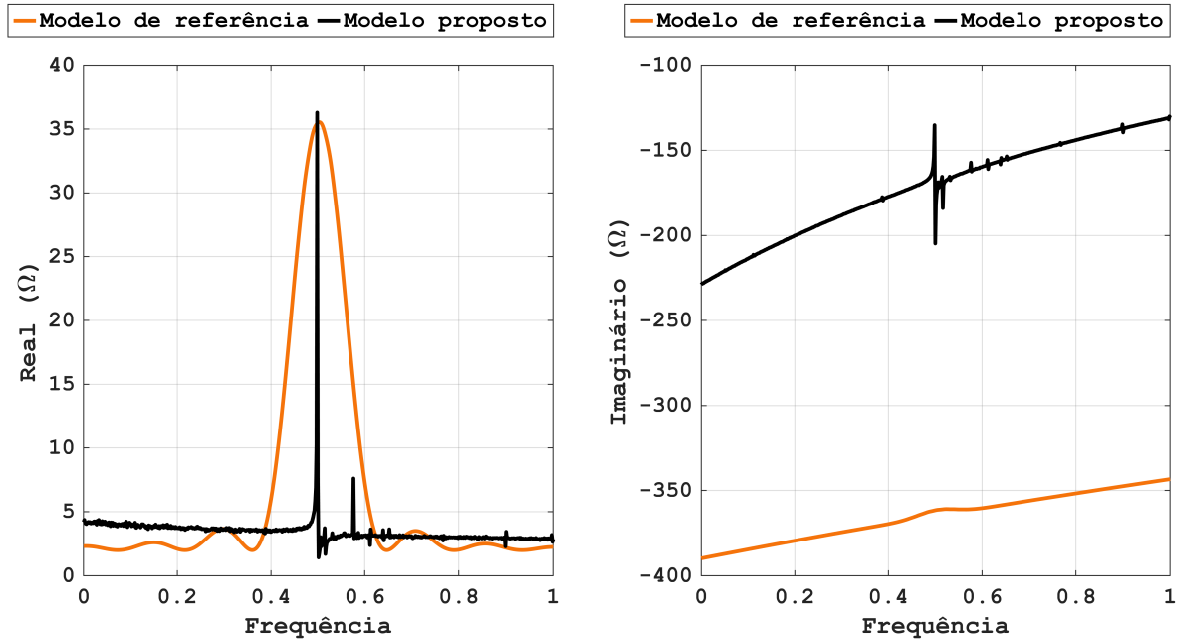


Figura 78 – Resposta da impedância do modelo proposto físico com cristal comercial e do modelo de referência para frequência normalizada.

6.3.4 Discussão dos Resultados da Comparação entre o Modelo Proposto e o Modelo de Referência

A partir das curvas apresentadas, foi possível observar que o modelo proposto foi capaz de representar de forma próxima o comportamento do dispositivo SAW em torno da frequência central a partir da comparação com o modelo de referência. No caso do modelo proposto implementado em simulação, observou-se uma maior proximidade em relação ao modelo de referência. Esse resultado era esperado, uma vez que o ambiente de simulação permite maior flexibilidade no ajuste dos parâmetros do modelo, possibilitando o ajuste preciso dos valores dos componentes. Além disso, a ausência de efeitos parasitas, bem como de limitações associadas à implementação física, contribui para uma melhor proximidade entre as curvas em simulação e o comportamento do modelo de referência.

Por outro lado, para o modelo proposto implementado fisicamente, embora existam limitações inerentes ao processo de construção, foi possível ajustar de forma satisfatória os aspectos relacionados à transmissão do sinal e ao comportamento da impedância, obtendo respostas próximas às observadas no modelo de referência. As diferenças observadas entre os modelos físicos e o modelo de referência estão associadas, principalmente, à influência de efeitos parasitas e características elétricas dos cristais utilizados no modelo.

Neste ponto, vale ressaltar que, as diferenças observadas nos modelos físicos podem ser solucionadas por meio da confecção de um modelo de cristal cujos parâmetros apresentem ordens de grandeza mais próximas às dos dispositivos SAW, o que tende a

reduzir as diferenças observadas tanto na resposta em frequência quanto no comportamento das impedâncias. Mesmo diante dessas limitações, os resultados obtidos demonstram que o modelo proposto é capaz de representar de forma satisfatória o comportamento do dispositivo SAW, validando a abordagem adotada.

6.4 Integração do Modelo Proposto à Malha de Realimentação de um Oscilador Senoidal

Na investigação desenvolvida por Carvalho em [8] *et al.*, foi demonstrado que a utilização de dois modelos distintos para o dispositivo SAW, quando inseridos na malha de realimentação de um oscilador, resulta em características de oscilação diferentes. Tal comportamento levantou a hipótese de que essas diferenças estariam relacionadas ao comportamento das impedâncias associadas a cada modelo. Essa hipótese foi posteriormente investigada e comprovada no Capítulo 4.

Diante desse contexto, e considerando que nas seções anteriores foi demonstrado que o modelo proposto é capaz de representar de forma mais próxima o comportamento do dispositivo SAW, em relação as impedâncias e acoplamento elétrico, esta Seção tem como objetivo inserir o modelo proposto implementado em simulação, ajustado para as magnitudes do dispositivo SAW, como visto na Subseção 6.3.1, na mesma topologia de oscilador utilizada na investigação apresentada por Carvalho *et al.* em [8]. O intuito é avaliar a compatibilidade do modelo proposto junto ao oscilador e analisar as diferenças de comportamento em relação aos modelos M2 com o bloco SENSE e M3. Para isso, foi realizada uma simulação transiente utilizando o simulador de circuitos analógicos LTspice, com os mesmos parâmetros definidos em [8], para a topologia de oscilador apresentada na Figura 79.

Nas Figuras 80, 81 e 82 são apresentadas as respostas do oscilador considerando, respectivamente, os modelos M2 com o bloco SENSE, M3 e o modelo proposto. Para o modelo M2, com a inclusão do bloco SENSE, observam-se oscilações iniciadas em torno de 6 μ s, com crescimento em intervalos aproximados de 2 μ s, comportamento associado à capacidade do modelo em representar o atraso na propagação do sinal no dispositivo SAW. Em regime permanente, a amplitude estabiliza-se em aproximadamente 12 mV_{pp}, com frequência de oscilação próxima de 116 MHz.

No caso do modelo M3, apresentado na Figura 81, verifica-se um crescimento contínuo das oscilações a partir de 4,5 μ s até atingir amplitude máxima em torno de 18 mV_{pp}, com frequência de oscilação de aproximadamente 117,6 MHz. Para o modelo M3, esse perfil de crescimento da amplitude de oscilação é esperado tendo em vista que, diferente do modelo M2, o modelo M3 não reproduz o aspecto de atraso de propagação do sinal.

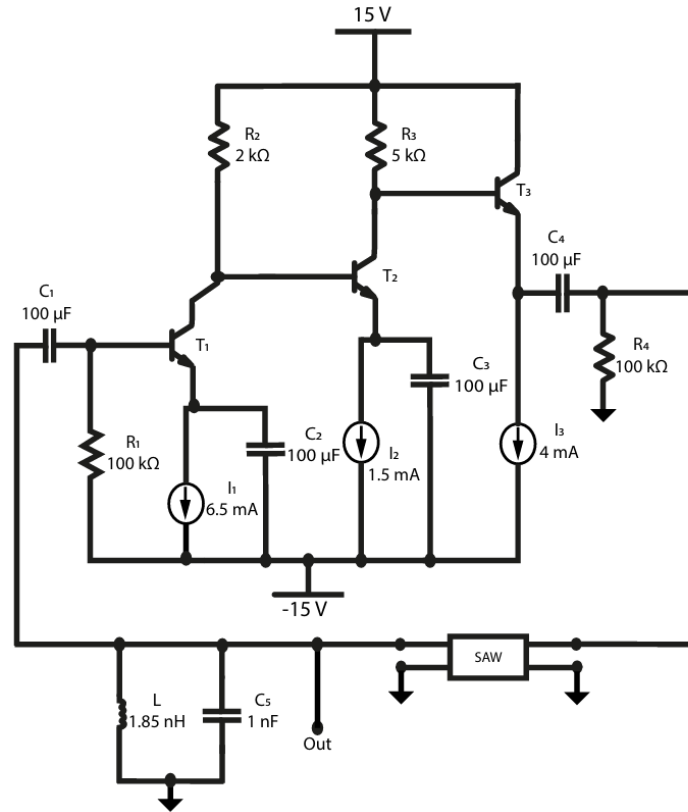


Figura 79 – Topologia de oscilador baseado em Colpitts, com frequência de 117 MHz, proposta por Carvalho *et al.* em [8].

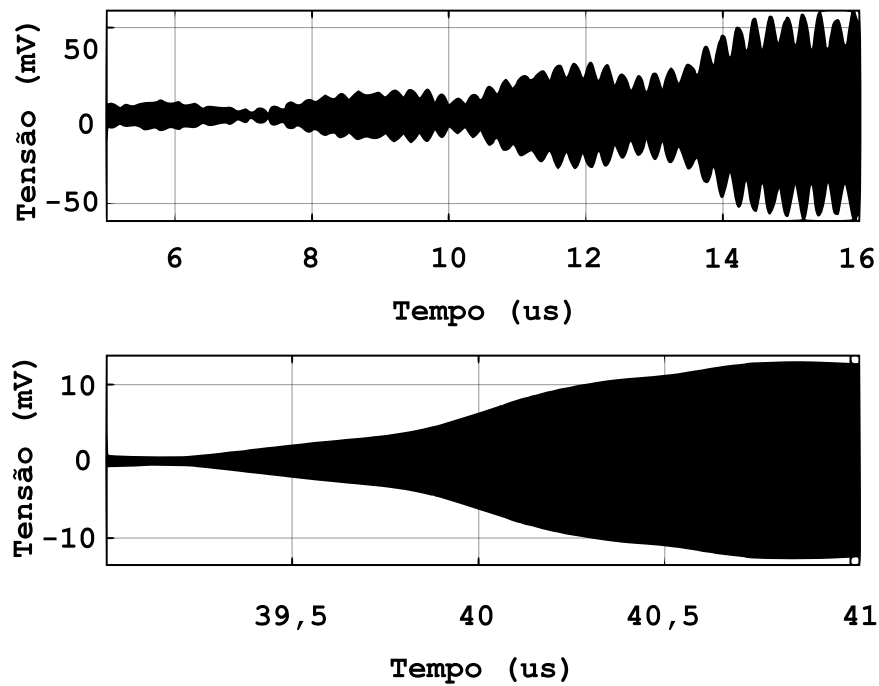


Figura 80 – Resposta transitória do modelo M2 com o bloco SENSE junto ao oscilador obtido em [8] (modificada).

A partir da resposta do oscilador para o modelo proposto, apresentada na Figura 82, é possível observar que o modelo também permitiu a sustentação da oscilação assim como os demais modelos investigados. Para o modelo proposto, é observado um crescimento

contínuo da oscilação a partir de 3 μs de duração. Esse crescimento se mantém até aproximadamente 5 μs , em que a amplitude de oscilação pode ser considerada constante em torno de 5,8 mV_{pp} com frequência de oscilação de 115,4 MHz.

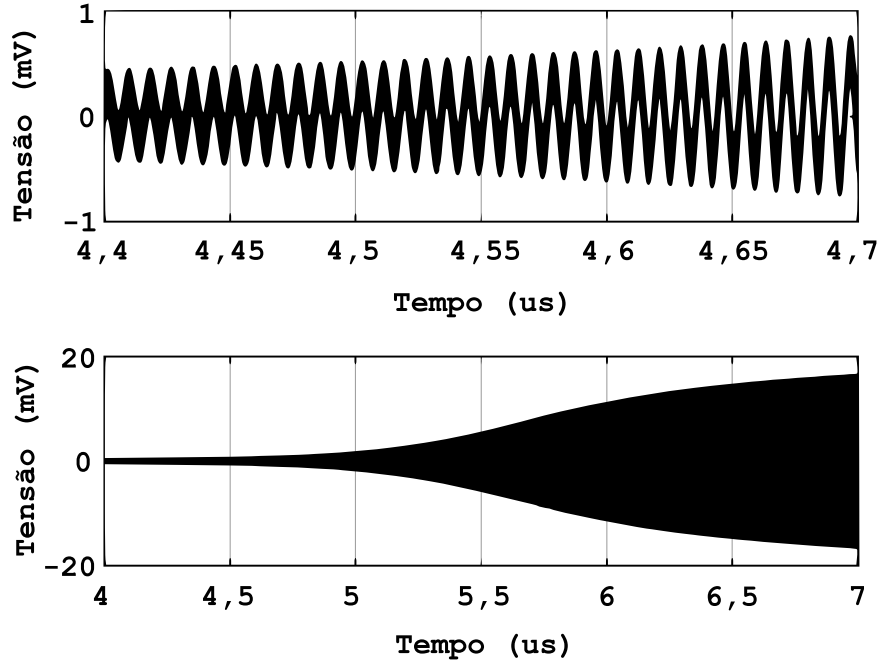


Figura 81 – Resposta transitória do modelo M3 junto ao oscilador obtido em [8] (modificada).

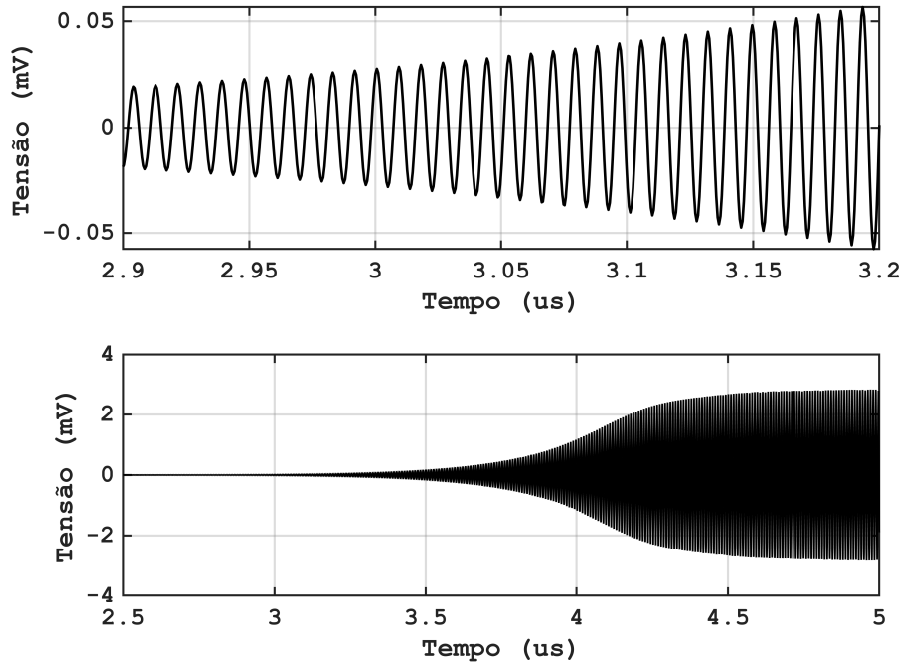


Figura 82 – Resposta transitória do modelo proposto junto ao oscilador.

A partir das respostas obtidas, verifica-se que cada modelo apresenta características distintas de oscilação quando inserido na malha de realimentação do oscilador. Observa-se que os modelos M2 e M3, embora possuam diferenças estruturais, resultaram em comportamentos relativamente próximos em termos de frequência e amplitude de oscilação. Em contrapartida, o modelo proposto foi o que apresentou maior diferença entre os modelos. Considerando que o modelo proposto representa de forma mais fiel as impedâncias de entrada e saída, bem como o acoplamento elétrico do dispositivo SAW, os resultados indicam que o comportamento do dispositivo real, quando inserido na malha de realimentação do oscilador, tende a se aproximar mais do modelo proposto.

7 Conclusões

Este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento e a validação de um modelo de circuito elétrico equivalente para dispositivos SAW, baseado em cristais ressonadores, fisicamente implementável e com parâmetros ajustáveis, capaz de representar o acoplamento elétrico entre as portas do dispositivo SAW, visando sua aplicação em estudos de bancada, calibração e integração com sistemas osciladores. Para alcançar esse objetivo, o trabalho foi estruturado a partir de uma ampla revisão bibliográfica, seguida da análise dos modelos existentes e de suas limitações, até a proposição e validação experimental do modelo desenvolvido.

A partir das investigações relacionadas as limitações dos modelos em representarem de forma coerente o acoplamento elétrico entre as portas e a possibilidade de implementação física, foi possível definir as características do modelo proposto. O desenvolvimento do modelo inclui o equacionamento da topologia, a definição dos parâmetros e a implementação tanto em ambiente de simulação quanto em forma física. Foram exploradas diferentes variações do modelo, utilizando cristais confeccionados e cristais comerciais, de modo a avaliar a influência desses componentes no comportamento geral do sistema e na capacidade do modelo em representar dispositivos SAW com diferentes variações de amplitude.

Os resultados obtidos a partir das simulações e das implementações físicas do modelo evidenciam que este foi capaz de permitir o ajuste dos parâmetros associados à transmissão do sinal, às impedâncias de entrada e de saída, bem como ao acoplamento elétrico inicialmente proposto. Essa constatação é reforçada pela comparação com o modelo de referência, a qual demonstra que o modelo proposto reproduz de forma consistente as principais características do comportamento do dispositivo SAW nas proximidades da frequência central. Observou-se também, que o modelo em simulação apresentou maior proximidade com o modelo de referência, enquanto as implementações físicas, apesar das limitações inerentes a efeitos parasitas e tolerâncias dos componentes, mantiveram um comportamento global coerente, validando a abordagem adotada.

Quando inserido na malha de realimentação de um oscilador senoidal, o modelo proposto também se mostrou capaz de sustentar a condição de oscilação. Observou-se que, embora apresente diferenças em frequência e amplitude em relação aos modelos M2 e M3, tais diferenças estão associadas à representação mais fiel das impedâncias e do acoplamento elétrico entre as portas. Esse resultado indica que a dinâmica de oscilação obtida com o modelo proposto tende a refletir de maneira mais fiel o comportamento esperado de um dispositivo SAW real quando inserido à malha de realimentação de osciladores.

De modo geral, os resultados demonstram que o modelo proposto constitui uma ferramenta viável para a representação de dispositivos SAW em torno da frequência central, contribuindo para a redução da dependência de dispositivos reais durante as etapas de projeto, calibração e validação experimental. Ainda assim, as diferenças observadas nos modelos físicos indicam a necessidade de aprimoramentos adicionais, principalmente relacionados a parte imaginária das impedâncias do modelo proposto. Para isso, pode-se investigar ajustes nos cálculos dos componentes do modelo de cristal ressonador, de modo a preservar a resposta de transmissão enquanto se melhora a aproximação da parte imaginária das impedâncias no modelo proposto. Além disso, devem-se analisar a redução dos efeitos parasitas da placa de circuito impresso, a melhoria dos componentes utilizados na construção dos modelos de cristal e a incorporação de efeitos adicionais ao modelo, como as reflexões de sinal.

Referências

- [1] Colin Campbell. *Surface acoustic wave devices and their signal processing applications*. Elsevier, 2012.
- [2] Djemson Badette. Determinación de períodos fundamentales del suelo mediante vibración ambiental en las comunidades de jardines del caribe y la playa, puerto rico. 2020.
- [3] Ollivier Tamarin, S Comeau, Corinne Dejous, D Moynet, Dominique Rebiere, J Bezian, and Jacques Pistre. Real time device for biosensing: design of a bacteriophage model using love acoustic waves. *Biosensors and Bioelectronics*, 18(5-6):755–763, 2003.
- [4] Karl S Van Dyke. The piezo-electric resonator and its equivalent network. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(6):742–764, 2006.
- [5] Sang Dae Yu. Simulation of surface acoustic wave devices. *ieee transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 51(5):616–623, 2004.
- [6] Raphael CO Jesus, Elyson AN Carvalho, Ollivier Tamarin, Raimundo CS Freire, and Corinne Dejous. Equivalent circuit models for saw delay line sensors. *IEEE Sensors Journal*, 22(12):11810–11818, 2022.
- [7] Dailan de Jesus Pereira Bernardes. Oscilador pierce com sensor a ondas de love na malha de realimentação. 2021.
- [8] Stéphane Carvalho, Paulo Nogueira, Raphael Cardoso, Pedro Barroso, Amanda Nunes, Elyson Carvalho, Maxence Rube, José Carvalho, and Raimundo CS Freire. Implementation and investigation of the operation of a saw sensor in the feedback loop of sinusoidal oscillators. In *2024 8th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)*, pages 1–6. IEEE, 2024.
- [9] Debdyuti Mandal and Sourav Banerjee. Surface acoustic wave (saw) sensors: Physics, materials, and applications. *Sensors*, 22(3):820, 2022.
- [10] Amir Manbachi and Richard SC Cobbold. Development and application of piezoelectric materials for ultrasound generation and detection. *Ultrasound*, 19(4):187–196, 2011.
- [11] Werner Buff, Stefan Klett, Marian Rusko, Jochen Ehrenpfordt, and M Goroli. Passive remote sensing for temperature and pressure using saw resonator devices. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 45(5):1388–1392, 1998.

- [12] R Banu Priya, T Venkatesan, G Pandiyarajan, and Haresh M Pandya. A short review of saw sensors. *J. Environ. Nanotechnol*, 4(4):15–22, 2015.
- [13] Yeison Montagut, José V García, Yolanda Jiménez, Carmen March, Ángel Montoya, and Antonio Arnau. Validation of a phase-mass characterization concept and interface for acoustic biosensors. *Sensors*, 11:4702–4720, 2011.
- [14] Per Delsing, Andrew N Cleland, Martin JA Schuetz, Johannes Knörzer, Géza Giedke, J Ignacio Cirac, Kartik Srinivasan, Marcelo Wu, Krishna Coimbatore Balram, Christopher Bäuerle, et al. The 2019 surface acoustic waves roadmap. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 52(35):353001, 2019.
- [15] Ralf Lucklum and Frank Eichelbaum. Interface circuits for qcm sensors. *Piezoelectric sensors*, pages 3–47, 2007.
- [16] Jamilah Karim et al. Implementation of cmos oscillator for cmos saw resonator. In *2016 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*, pages 1–5. IEEE, 2016.
- [17] Mohd Haidar Hamzah, Jamilah Karim, Aliza Aini Md Ralib, and Anis Nurashikin Nordin. Design and analysis of a boosted pierce oscillator using mems saw resonators. *Microsystem Technologies*, 24:587–594, 2018.
- [18] Henrique Silva, Raimundo Carlos Silvério Freire, Jalberth Fernandes de Araújo, Sávio Correia Bezerra, Maria Nathália Freitas Nunes, Maxence Rube, and Ollivier Tamarin. Comparative analysis of sinusoidal oscillators with surface acoustic wave sensor in the feedback loop. *Journal of Integrated Circuits and Systems*, 18(2):1–12, 2023.
- [19] Ahmed Kamal, Mahmoud Ali, Mohamed Faris, Omar Monzer, and Hassan Mostafa. Design and analysis of multi-port saw mems resonators. In *2020 9th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST)*, pages 1–4. IEEE, 2020.
- [20] OV Stukach. The phase invariance condition for the ultra-wideband voltage controlled attenuator. In *2008 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, pages 43–46. IEEE, 2008.
- [21] Nicolas Moll, Emilie Pascal, Duy Hàì Dinh, Jean-Paul Pillot, Bernard Bennetau, Dominique Rebière, Daniel Moynet, Yan Mas, Djavad Mossalayi, Jacques Pistré, et al. A love wave immunosensor for whole e. coli bacteria detection using an innovative two-step immobilisation approach. *Biosensors and Bioelectronics*, 22(9-10):2145–2150, 2007.

- [22] Jacques Curie and Pierre Curie. Développement, par pression, de l'électricité polaire dans les cristaux hémiedres à faces inclinées. *Comptes rendus*, 91:294–295, 1880.
- [23] Jigong Hao, Wei Li, Jiwei Zhai, and Haydn Chen. Progress in high-strain perovskite piezoelectric ceramics. *Materials Science and Engineering: R: Reports*, 135:1–57, 2019.
- [24] Richard M White and Fred W Voltmer. Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied physics letters*, 7(12):314–316, 1965.
- [25] Kerstin Länge, Bastian E Rapp, and Michael Rapp. Surface acoustic wave biosensors: a review. *Analytical and bioanalytical chemistry*, 391:1509–1519, 2008.
- [26] Jagannath Devkota, Paul R Ohodnicki, and David W Greve. Saw sensors for chemical vapors and gases. *Sensors*, 17(4):801, 2017.
- [27] Thomas MA Gronewold. Surface acoustic wave sensors in the bioanalytical field: Recent trends and challenges. *analytica chimica acta*, 603(2):119–128, 2007.
- [28] GS Calabrese, H Wohltjen, and MK Roy. A study of saw delay line behavior in liquids. In *IEEE 1986 Ultrasonics Symposium*, pages 607–610. IEEE, 1986.
- [29] Gary S Calabrese, Hank Wohltjen, and Manas K Roy. Surface acoustic wave devices as chemical sensors in liquids. evidence disputing the importance of rayleigh wave propagation. *Analytical Chemistry*, 59(6):833–837, 1987.
- [30] Augustus Edward Hough Love. I. the integration of the equations of propagation of electric waves. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, 197(287-299):1–45, 1901.
- [31] Norio Nomura, Yuji Aoyagi, Tsung-lin Chou, and Yoshifumi Sekine. Colpitts-type oscillator for high frequency application. In *Proceedings of the 2004 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2004.*, pages 748–751. IEEE, 2004.
- [32] Steven T Karris. Electronic devices and amplifier circuits. 2012.
- [33] Antonio Arnau, Yolanda Jimenez, and Tomas Sogorb. An extended butterworth van dyke model for quartz crystal microbalance applications in viscoelastic fluid media. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 48(5):1367–1382, 2001.
- [34] MM Elsherbini, MF Elkordy, and AM Gomaa. Scattering parameters prediction for 433mhz sawr with minimum insertion loss. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 1(1):78–87, 2016.

- [35] Mathias Link, Jan Weber, Matthias Schreiter, Wolfram Wersing, Omar Elmazria, and Patrick Alnot. Sensing characteristics of high-frequency shear mode resonators in glycerol solutions. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 121(2):372–378, 2007.
- [36] Rajan S Naik, Joseph J Lutsky, Rafael Reif, and Charles G Sodini. Electromechanical coupling constant extraction of thin-film piezoelectric materials using a bulk acoustic wave resonator. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 45(1):257–263, 1998.
- [37] W Richard Smith, Henry M Gerard, Jeffrey H Collins, Thomas M Reeder, and Herbert J Shaw. 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.
- [38] RF Milsom and M Redwood. Interdigital piezoelectric rayleighwave transducer: an improved equivalent circuit. *Electronics Letters*, 7(9):217–218, 1971.
- [39] T Krairojananan and 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.
- [40] Takeshi Aoki and 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*, 24(3):167–178, 1977.
- [41] Arthur Ballato. Equivalent circuits for resonators and transducers driven piezoelectrically. *Electronics Technology and Devices Laboratory*, 1990.
- [42] Bernhard Jakoby and Michael J Vellekoop. Analysis and optimization of love wave liquid sensors. *IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 45(5):1293–1302, 1998.
- [43] Enrique Iborra, Lucia Vergara, Jesus Sangrador, Marta Clement, Alfredo Sanz-Hervas, and Jimena Olivares. Circuit 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.
- [44] Maxence Rube, Ollivier Tamarin, Simon Hemour, Martine Sebeloue, Asawari Choudhari, Idris Sadli, Laurent Linguet, Dominique Rebiere, and Corinne Dejous. A behavior-descriptive model of love wave sensor in liquid medium for circuit-design and analysis with qucsstudio. In *2021 IEEE Sensors*, pages 1–4. IEEE, 2021.