



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA

CLEBERSON ANDRADE DA SILVA SANTOS

Design e simulação de um acoplador planar reconfigurável para aplicação em sistemas de telecomunicações em micro-ondas

Cabo de Santo Agostinho – PE

2024

CLEBERSON ANDRADE DA SILVA SANTOS

Design e simulação de um acoplador planar reconfigurável para aplicação em sistemas de telecomunicações em micro-ondas

Monografia apresentada ao curso de Graduação em Engenharia Eletrônica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco, como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Elias Marques Ferreira de Oliveira.

Cabo de Santo Agostinho – PE

2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Sistema Integrado de Bibliotecas da UFRPE
Bibliotecário(a): Suely Manzi – CRB-4 809

S237d Santos, Cleberson Andrade da Silva.

Design e simulação de um acoplador planar reconfigurável para aplicação em sistemas de telecomunicações em micro-ondas / Cleberson Andrade da Silva Santos. - Cabo de Santo Agostinho, 2024.

71 f.; il.

Orientador(a): Elias Marques Ferreira de Oliveira.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal Rural de Pernambuco, Unidade Acadêmica Cabo de Santo Agostinho - UACSA, Bacharelado em Engenharia Eletrônica, Cabo de Santo Agostinho, BR-PE, 2024.

Inclui referências.

1. Acoplamentos. 2. Linhas de transmissão em fita. 3. Linhas de transmissão de microondas. 4. Engenharia eletrônica 5. Linhas de telecomunicação. I. Oliveira, Elias Marques Ferreira de, orient. II. Título

CDD 621.3

CLEBERSON ANDRADE DA SILVA SANTOS

Design e simulação de um acoplador planar reconfigurável para aplicação em sistemas de telecomunicações em micro-ondas

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal Rural de Pernambuco como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Aprovado em: 10/10/2024

Banca examinadora

Prof. Dr. Elias Marques Ferreira de Oliveira, UFRPE
Orientador

Profa. Dr. Sergio Vladimir Barreiro Degiorgi, UFRPE
Examinador

Prof. Dr. Marcos Cesar Santos Oria, UFRPE
Examinador

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por se fazer presente na minha vida, todos os dias me dando forças e segurando na minha mão para vencer os desafios da vida, abençoando e cuidando de mim.

À minha família, que, acima de todos os problemas e dificuldades, empenhou-se incansavelmente para que eu tivesse a oportunidade de estudar. Obrigado por todas as tentativas, persistências e esforços para que eu pudesse ser sempre a melhor versão de mim mesmo. Vocês são a razão pela qual continuo a lutar todos os dias por um futuro melhor, para que possamos viver momentos maravilhosos.

A todas as pessoas que cruzaram meu caminho ao longo desta jornada, pelos abraços, pelo incentivo, pelas palavras de apoio e por estarem ao meu lado, e que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial, aos amigos/irmãos que ganhei e pelos quais sou profundamente grato a Deus por tê-los na minha vida, pela força que sempre me deram, pelo suporte e auxílio que não tenho como agradecer.

Agradeço à instituição UFRPE, à Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho e aos professores que passaram pela minha vida, compartilhando valiosos conhecimentos comigo. Agradeço por cada aprendizado, por moldarem minha percepção e pensamento ao longo desta jornada acadêmica, fundamentais para o meu crescimento pessoal e profissional.

Em especial, meu profundo reconhecimento ao meu orientador, professor Elias, que esteve presente na minha vida acadêmica, que me estendeu a mão e me ofereceu o suporte necessário na minha carreira. Mesmo diante dos desafios familiares, escolares e profissionais, ele esteve comigo e ajudou a superar barreiras. O profissional que me tornarei devo muito ao seu apoio, seus conselhos, orientações, opiniões e compartilhamento de experiências. Estou ciente de que é algo que jamais conseguirei retribuir da mesma forma.

Por fim, gostaria de dedicar este trabalho à memória do meu avô Elpídio. Ele, que estará agora aos cuidados de Deus, sempre me chamou de “Meu engenheiro” e me dava todo incentivo com todo amor e carinho. Dedico este trabalho a você, que deixou uma marca de fé, esperança e luta. Seu impacto na minha vida foi significativo demais e jamais será esquecido por mim.

*O próprio Senhor irá à sua frente e estará com
você; Ele nunca o deixará nem o abandonará. Não
tenha medo! Não desanime!*

(Deuteronômio 31.8 NVI)

RESUMO

A crescente demanda por dispositivos eletrônicos avançados para comunicação tem impulsionado o desenvolvimento de tecnologias de micro-ondas capazes de operar em múltiplas bandas de frequência. Inicialmente, a comunicação sem fio era limitada por transmissões fixas e frequências de baixa gama, mas a inovação tecnológica permitiu a expansão para frequências de micro-ondas, abrangendo de 3 GHz a 300 GHz. Entre os componentes críticos nessa faixa, destacam-se filtros, duplexadores e acopladores híbridos, que são essenciais para a gestão e distribuição de potência eletromagnética em sistemas de comunicação. No entanto, à medida que as exigências tecnológicas evoluíram, a necessidade de dispositivos multifuncionais, capazes de operar em mais de uma faixa de frequência, tornou-se crucial. Os acopladores direcionais que tradicionalmente possuem quatro portas e são utilizados para acoplar uma quantidade específica de potência eletromagnética, são exemplos clássicos de acopladores projetados para dividir a potência de forma equitativa entre as portas e são conhecidos como acopladores híbridos, como um tipo específico de acoplador conhecido que é o branch-line, em que é amplamente aplicado em circuitos como amplificadores e misturadores balanceados. A inovação neste tipo de dispositivo tem focado na integração de linhas de transmissão artificiais (LTAs) para possibilitar a operação multibanda desses acopladores. LTAs são projetadas para simular o comportamento de linhas de transmissão convencionais em várias faixas de frequência e são cruciais para o desenvolvimento de dispositivos com capacidades de operação em múltiplas bandas. Este trabalho propõe a investigação e desenvolvimento de novas técnicas para a concepção de acopladores híbridos do tipo branch-line, com foco na criação de versões reconfiguráveis, além de aprimorar a relação entre as frequências de operação e reduzir o tamanho dos dispositivos. A abordagem visa otimizar o desempenho dos acopladores, atendendo às crescentes demandas dos modernos sistemas de comunicação, fornecendo soluções mais versáteis e eficientes para aplicações em micro-ondas. O projeto será realizado com o auxílio de software de simulação eletromagnética, e o comportamento dos elementos chaveadores será modelado por meio de circuitos equivalentes, permitindo uma análise detalhada e precisa das características do dispositivo.

Palavras-chave: acopladores híbridos; microstrip; linha de transmissão.

ABSTRACT

The growing demand for advanced electronic devices for communication has driven the development of microwave technologies capable of operating in multiple frequency bands. Initially, wireless communication was limited by fixed transmissions and low-frequency bands, but technological innovation has enabled expansion to microwave frequencies, ranging from 3 GHz to 300 GHz. Among the critical components in this range, filters, duplexers, and hybrid couplers stand out, being essential for the management and distribution of electromagnetic power in communication systems. However, as technological demands have evolved, the need for multifunctional devices capable of operating in more than one frequency band has become crucial. Directional couplers, which traditionally have four ports and are used to couple a specific amount of electromagnetic power, are classic examples of couplers designed to divide power equitably among the ports and are known as hybrid couplers. A specific type of known coupler is the branch-line, widely applied in circuits such as amplifiers and balanced mixers. Innovation in this type of device has focused on the integration of artificial transmission lines (ATLs) to enable multiband operation of these couplers. ATLs are designed to simulate the behavior of conventional transmission lines in various frequency bands and are crucial for the development of devices with multiband operating capabilities. This work proposes the investigation and development of new techniques for the design of branch-line hybrid couplers, focusing on creating reconfigurable versions, as well as improving the relationship between operating frequencies and reducing the size of the devices. The approach aims to optimize the performance of couplers, meeting the growing demands of modern communication systems, providing more versatile and efficient solutions for microwave applications. The project will be carried out with the aid of electromagnetic simulation software, and the behavior of the switching elements will be modeled through equivalent circuits, allowing a detailed and accurate analysis of the device characteristics.

Keywords: hybrid couplers; microstrip; transmission line.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Representação de uma linha de transmissão como uma rede de duas portas.....	17
Figura 2 - Parâmetros primários da linha de transmissão.	18
Figura 3 - Linha de transmissão com tensões.	20
Figura 4 - Linha planar.....	22
Figura 5 - Microstrip - Modo de propagação do quase-TEM da linha de transmissão.....	22
Figura 6 - Dispersão de ondas em linhas de transmissão.....	26
Figura 7 - Sistema de N portas interligadas por meio de linhas de transmissão, permitindo a propagação de sinais entre os terminais.....	27
Figura 8- (a) divisão de potência (b) combinação de potência.	30
Figura 9 - Layout do acoplador direcional.....	31
Figura 10 - Caracterização geométrica de acopladores híbridos de 90°.....	35
Figura 11 - Circuito equivalente normalizado de um acoplador <i>branch-line</i> , utilizado para facilitar a análise e o projeto.	37
Figura 12 - Decomposição modal do acoplador <i>branch-line</i> em seus modos característicos: (a) par e (b) ímpar.....	38
Figura 13 - Acoplador híbrido planar de 180° com portas não intercaladas para aplicações de ondas milimétricas	42
Figura 14 - Resistência para radiofrequência em função da corrente de polarização, para o diodo PIN HP-5082-3003.	44
Figura 15 - Atenuador de RF tipo série, usando um diodo PIN.....	44
Figura 16 - Atenuador de RF tipo paralelo, usando um diodo PIN.	45
Figura 17 - Atenuador com diodos PIN da série 5082-3080, para controle automático de ganho	45
Figura 18 - Atenuação em função da tensão de AGC, para o atenuador para 45 MHz	46
Figura 19 - Design e geometria das microfítas	47

Figura 20 – Representação dos diodos que atuam como interruptores desligando a linha 2 e ligando a linha 1	48
Figura 21 - Modelo equivalente do diodo PIN composto por circuitos série RL e RC	49
Figura 22 - Carta de Smith para a impedância da linha somada com os diodos PIN.....	49
Figura 23 - Carta de Smith do casamento da impedância da linha somada com os diodos PIN	50
Figura 24 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para 3GHz com microfita ideal ...	51
Figura 25 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para 2.1 GHz com microfita ideal	51
Figura 26 – Desenho do acoplador híbrido de 90° para linha 1	52
Figura 27 - Desenho do acoplador híbrido de 90° para linha 2.....	53
Figura 28 - Cálculo das dimensões da microfita com perda para impedância de 35 Ohm	54
Figura 29 - Cálculo das dimensões da microfita com perda para impedância de 50 Ohm	54
Figura 30 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para linha de transmissão com perdas em 2 GHz.....	55
Figura 31 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para linha de transmissão com perdas em 3 GHz.....	56
Figura 32 – Montagem do circuito usado para simulação dos acopladores híbridos de 90°, a utilizando o CST STUDIO®	57
Figura 33 - Caminho e conexões para a linha 1	59
Figura 34 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB.....	59
Figura 35 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau.....	60
Figura 36 - Caminho e conexões para a linha 2	61
Figura 37 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB (Linha 2).....	61
Figura 38 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau (Linha 2).....	62
Figura 39 - Montagem do circuito usado para simulação dos acopladores híbridos de 90°, a utilizando o CST STUDIO®	63

Figura 40 - Ilustração da distribuição dos comprimentos físicos das linhas de microfita com perdas	65
Figura 41 - Caminho e conexões para a linha 1	66
Figura 42 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB (Linha 1)	67
Figura 43 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau (Linha 1)	67
Figura 44 - Caminho e conexões para a linha 2	68
Figura 45 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB (Linha 2)	68
Figura 46 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau (Linha 2)	69

LISTAS DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros e valores usados na simulação para a linha de transmissão sem perdas.	58
Tabela 2 - Parâmetros utilizados e otimizados pelo CST STUDIO® com a linha com perdas.	63
Tabela 3 - Comprimentos físicos das linhas de microfita com perdas.....	65

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 OBJETIVOS.....	15
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO	17
2.2 MICROFITAS.....	21
2.3 TEORIA DAS REDES DE MICRO-ONDAS	25
2.4 ACOPLADORES DIRECIONAIS.....	30
2.5 ACOPLADORES HÍBRIDOS	34
2.5.1 Acopladores híbridos em 90°	35
2.5.2 Acopladores híbridos em 180°	41
2.6 ELEMENTOS CHAVEADORES.....	42
2.6.1 - Diodo PIN	43
3 METODOLOGIA PROPOSTA	46
3.1 DESENHO DAS LINHAS DE MICROFITA.....	47
3.2 DESENHO DO ELEMENTO CHAVEADOR COM UMA MICROFITA IDEAL	47
3.3 CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA	49
3.4 OTIMIZAÇÃO COM O CST STUDIO® COM LINHA DE TRANSMISSÃO IDEAL	50
3.5 DESENHO DO BRANCH-LINE COM ELEMENTOS CHAVEADORES E MICROFITA	52
3.6 OTIMIZAÇÃO COM O CST STUDIO® COM LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDAS..	53
4 RESULTADOS E ANÁLISE	56
4.1 RESULTADOS PARA O ACOPLADORES HÍBRIDOS DE 90° GRAUS COM LINHAS DE TRANSMISSÃO IDEAIS	57
4.1.1 Resultados para o branch-line configurado para 3GHz	58
4.1.2 Resultados para o branch-line configurado para 2GHz	60
4.2 RESULTADOS PARA O ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90° COM LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDA	62
4.2.1 Resultados para o branch-line com perdas configurado para 3GHz	66
4.2.2 Resultados para o branch-line com perdas configurado para 2GHz	67
CONCLUSÃO	70
REFERÊNCIAS	71

1 INTRODUÇÃO

Desde o início do século XX, os sistemas de comunicação móvel têm se tornado cada vez mais relevantes, sendo amplamente utilizados em setores como telecomunicações e transportes. As primeiras transmissões em ambientes abertos utilizavam ondas eletromagnéticas de baixas frequências, caracterizadas por comprimentos de onda mais longos. Com o avanço da tecnologia, as comunicações evoluíram para o uso de ondas eletromagnéticas moduladas, transmitidas por uma antena e recebidas por outra no destino, caracterizando os sistemas de radiocomunicação ou comunicações sem fio (Ribeiro, 2009).

A engenharia de radiofrequência (RF) e micro-ondas estuda sinais de corrente alternada em uma faixa de frequências que vai de 100 MHz a 1000 GHz. As frequências de RF são subdivididas em faixas de frequência muito alta (VHF) e ultra alta (UHF), que correspondem a 300 MHz a 3 GHz. O termo "micro-ondas" refere-se a frequências entre 3 GHz e 300 GHz, com comprimentos de onda variando de 10 cm a 1 mm. A Quadro apresenta a divisão do espectro eletromagnético, indicando a posição das faixas de micro-ondas em relação a outras regiões do espectro, detalhando a sua aplicabilidade e as características específicas de cada faixa.

Quadro 1 – Divisão do espectro eletromagnético e a localização das faixas de micro-ondas.

Ordem	Limites de frequência	Comprimento de onda	Identificação métrica	Denominação oficial	Tipos de ondas
1	3Hz - 30Hz	$10^4\text{km} - 10^3\text{km}$	Decamétricas	ELF	Faixa subaudível
2	30Hz - 300Hz	$10^3\text{km} - 10^2\text{km}$	Megamétricas	SLF	Início da faixa audível
3	300Hz - 3kHz	$10^2\text{km} - 10\text{km}$	Hectométricas	ULF	Frequências de voz
4	3kHz - 30kHz	$100\text{km} - 10\text{km}$	Miriamétricas	VLF	Ondas muito longas
5	30kHz - 300kHz	$10\text{km} - 1\text{km}$	Quilométricas	LF	Ondas longas
6	300kHz - 3MHz	$1\text{km} - 100\text{m}$	Hectométricas	MF	Ondas médias
7	3MHz - 30MHz	$100\text{m} - 10\text{m}$	Decamétricas	HF	Ondas curtas
8	30MHz - 300MHz	$10\text{m} - 1\text{m}$	Métricas	VHF	Ondas muito curtas

(continua)

Quadro 1 – Divisão do espectro eletromagnético e a localização das faixas de micro-ondas.

Ordem	Limites de frequência	Comprimento de onda	Identificação métrica	Denominação oficial	Tipos de ondas
9	300MHz - 3GHz	1m - 10cm	Decimétricas	UHF	Micro-ondas
10	3GHz - 30GHz	10cm - 1cm	Centimétricas	SHF	Micro-ondas
11	30GHz - 300GHz	1cm - 1mm	Milimétricas	EHF	Micro-ondas
12	300GHz - 3THz	1mm - 100µm	Decimilimétricas	Sem designação	Micro-ondas
13	300GHz - 375THz	100µm - 800nm	Micrométricas	Infravermelho	Faixa de luz
14	375THz - 790THz	800nm - 380nm	Hectonanométricas	Luz visível	Faixa de luz
15	790THz - 22,5PHz	380nm - 13nm	Decananométricas	Ultravioleta	Faixa de luz
16	22,5PHz - 45EHZ	13nm - 6,7pm	Nanométricas	Raios X	Faixa de alta energia
17	45EHZ - 270EHZ	6,7pm - 1pm	Picométricas	Raios gama	Faixa de alta energia
18	270EHZ em diante	Menor que 1pm	Hectofentométricas	Raios cósmicos	Faixa de alta energia

Fonte: Ribeiro, 2009.

(conclusão)

Sinais com comprimentos de onda na ordem de milímetros são denominados ondas milimétricas, devido às suas altas frequências e comprimentos de onda curtos. Nessas condições, a teoria de circuitos tradicional muitas vezes não pode ser aplicada diretamente para resolver problemas em redes de micro-ondas. Em vez disso, utiliza-se a teoria eletromagnética, conforme descrita pelas equações de Maxwell (Pozar, 2012). Isso ocorre porque, em frequências elevadas de RF e micro-ondas, as aproximações feitas pela teoria de circuitos para elementos agrupados tornam-se imprecisas ou inadequadas.

O desenvolvimento de componentes e sistemas para comprimentos de onda muito pequenos começou nos anos que antecederam à Segunda Guerra Mundial, com aplicações tanto militares quanto civis. Após o conflito, houve um aumento no interesse pelo uso civil dessas tecnologias. A crescente demanda por mais comunicações simultâneas levou ao uso de frequências portadoras mais altas, devido ao congestionamento e saturação das faixas inferiores. Com o avanço da tecnologia e o conhecimento das propriedades do meio de

transmissão, foram desenvolvidas técnicas para utilizar frequências cada vez mais altas, permitindo o aumento na quantidade de mensagens simultâneas com uma única portadora. Essa tecnologia possibilitou um grande aumento no uso de satélites de comunicações e sistemas de telefonia móvel, onde os usuários podem se mover dentro da área de cobertura.

. Os dispositivos de micro-ondas geralmente atuam como elementos distribuídos, onde a fase da tensão ou corrente muda significativamente ao longo da extensão física do dispositivo. Os acopladores direcionais, que tradicionalmente possuem quatro portas e são utilizados para acoplar uma quantidade específica de potência eletromagnética, são exemplos clássicos de acopladores projetados para dividir a potência de forma equitativa entre as portas e são conhecidos como acopladores híbridos, como um tipo específico de acoplador conhecido que é o *branch-line* (Pozar, 2012). em que é amplamente aplicado em circuitos como amplificadores e misturadores balanceados. Esse tipo de acoplador possui uma ampla gama de aplicações, sendo utilizado em circuitos como amplificadores balanceados, misturadores, combinadores e divisores de potência. Além disso, trata-se de um dos componentes mais comuns em redes de formação de feixe, as quais consistem em um conjunto de antenas conectadas de maneira que a rede de alimentação resulte em um sinal com maior diretividade em comparação com o desempenho de cada antena individualmente. Um exemplo notável desse tipo de rede é a matriz de Butler, um circuito amplamente utilizado para direcionar feixes de ondas de rádio em uma direção predeterminada (Lira, 2016).

Este trabalho tem como objetivo principal a investigação e desenvolvimento de acopladores híbridos do tipo *branch-line* reconfiguráveis, com foco na ampliação da largura de banda fracionária, otimização da relação entre as frequências de operação e redução das dimensões físicas dos dispositivos. Esses avanços prometem melhorar significativamente o desempenho dos dispositivos de comunicação, facilitando a implementação de acopladores multibanda mais versáteis e eficazes.

1.1 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo geral o projeto, a implementação e a avaliação de acopladores híbridos reconfiguráveis destinados a aplicações em antenas de micro-ondas. A proposta busca desenvolver dispositivos que possibilitem o ajuste da frequência de operação em sistemas de acoplamento, otimizando assim o desempenho das antenas em diversas condições e contribuindo para o avanço da pesquisa em transmissão de sinais digitais. Para alcançar esse objetivo geral, foram estabelecidos os seguintes objetivos específicos:

- Investigar os princípios de funcionamento dos acopladores direcionais e suas aplicações em sistemas de comunicação e radar.
- Projetar acopladores planares sintonizáveis.
- Desenvolver o projeto do acoplador *branch-line* de 90 graus, empregando elementos chaveadores.
- Simular os acopladores via software e realizar medições experimentais para avaliar seu desempenho, além de implementar protótipos.
- Comparar os resultados obtidos com os modelos teóricos e analisar a eficácia dos acopladores sintonizáveis.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Na sessão 1, será introduzido o contexto de desenvolvimento dos acopladores sintonizáveis, com foco em sua aplicação em sistemas de telecomunicações e radares de micro-ondas. Serão discutidas as principais vantagens desses dispositivos, incluindo sua capacidade de otimizar o desempenho das antenas em diferentes condições operacionais, além de sua relevância para a transmissão eficiente de sinais digitais.

Na sessão 2, será realizada uma fundamentação teórica baseada em revisões bibliográficas sobre acopladores direcionais, antenas e componentes passivos, além de uma análise das diversas topologias e materiais utilizados em acopladores sintonizáveis. Essa revisão tem como objetivo fornecer os parâmetros essenciais para o projeto e a implementação dos acopladores.

Na sessão 3, será detalhado o processo de projeto dos acopladores planares sintonizáveis utilizando o software CST Design Studio®, com foco na simulação eletromagnética e na medição dos parâmetros de desempenho. Este capítulo descreverá os procedimentos de implementação, simulação, validação e análise crítica dos resultados.

Na sessão 4, será realizada uma análise comparativa entre os resultados experimentais e os modelos teóricos, com o intuito de avaliar a eficácia dos acopladores sintonizáveis. Serão discutidas as possíveis melhorias nos projetos e suas implicações para a pesquisa e desenvolvimento de sistemas de comunicação e radar.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

Linhas de transmissão são estruturas condutivas projetadas para transportar energia eletromagnética em altas frequências, nas quais os efeitos ondulatórios se tornam preponderantes. A relação entre a frequência e o comprimento de onda da onda eletromagnética é inversamente proporcional, ou seja, quanto maior a frequência, menor o comprimento de onda. Quando o comprimento de onda se aproxima das dimensões físicas dos condutores, fenômenos de reflexão são inevitáveis, comprometendo a eficiência da transmissão. Para minimizar tais reflexões, as linhas de transmissão empregam configurações geométricas específicas e técnicas de casamento de impedância.

Essencialmente, uma linha de transmissão consiste em, no mínimo, dois condutores paralelos (Pozar, 2012). Para fins de análise teórica, é comum modelá-la como uma rede de duas portas Figura 1, permitindo a aplicação de técnicas de circuitos para a caracterização de seu comportamento eletromagnético.

Figura 1 - Representação de uma linha de transmissão como uma rede de duas portas.

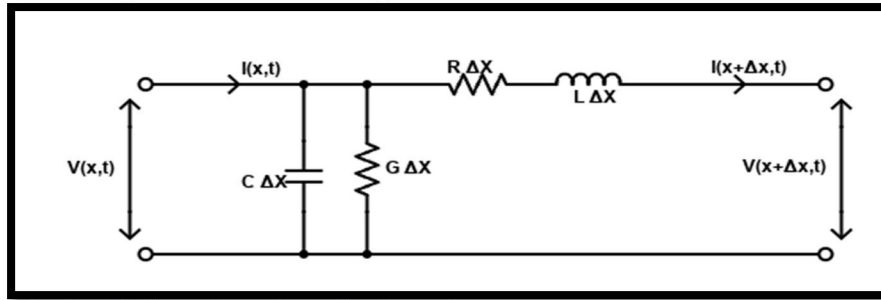


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Linhas de transmissão uniformes são caracterizadas primordialmente por sua impedância característica, denotada por Z_0 . Este parâmetro representa a razão entre a tensão e a corrente complexas de uma onda eletromagnética propagando-se ao longo da linha, em qualquer ponto de sua extensão, conforme expresso pela equação (1).

A determinação precisa dos valores de tensão e corrente ao longo da linha pode ser realizada através das equações do telégrafo, um conjunto de equações diferenciais lineares de primeira ordem desenvolvido por Oliver Heaviside. Com base nas equações de Maxwell, Heaviside propôs um modelo circuitual para linhas de transmissão, representando-as por uma série infinita de redes de duas portas elementares, cada uma com um comprimento infinitesimal Δx e composta por elementos concentrados, como mostra a Figura 2.

Figura 2 - Parâmetros primários da linha de transmissão.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os parâmetros distribuídos de uma linha de transmissão são caracterizados por R , L , G e C , representando, respectivamente, a resistência série por unidade de comprimento [Ω/m], a indutância série por unidade de comprimento [H/m], a capacitância *shunt* por unidade de comprimento [F/m] e a condutância *shunt* por unidade de comprimento [S/m]. Estes parâmetros modelam, de forma distribuída ao longo da linha, os efeitos resistivos, indutivos, capacitivos e condutivos, respectivamente.

As equações diferenciais parciais que descrevem a variação da tensão $V(x)$ e da corrente $I(x)$ ao longo da linha, no domínio da frequência, são dadas pelas equações (1) e (2) (Pojar, 2012).

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = -(R + j\omega L)I(x) \quad (1)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = -(G + j\omega C)V(x) \quad (2)$$

Quando os efeitos resistivos (R) e condutivos (G) são desprezíveis em comparação aos efeitos indutivos (L) e capacitivos (C), a linha de transmissão pode ser modelada como uma linha sem perdas. Nessas condições, as equações (1) e (2) podem ser simplificadas, resultando em um conjunto de equações diferenciais parciais que descrevem a propagação de ondas eletromagnéticas sem atenuação ao longo da linha.

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} + \omega^2 L C V(x) = 0 \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} + \omega^2 L C I(x) = 0 \quad (4)$$

As equações (3) e (4) representam um par de equações diferenciais parciais de onda, cujas soluções descrevem a propagação de ondas eletromagnéticas planas ao longo da linha de transmissão, tanto no sentido direto quanto no sentido inverso, com a mesma velocidade de fase. A presença de ondas refletidas, decorrente de descontinuidades na linha ou de uma carga mal adaptada, resulta na superposição de ondas incidentes e refletidas, podendo gerar padrões de ondas estacionárias.

A hipótese de uma linha de transmissão sem perdas ($R = G = 0$), onde R representa a resistência série por unidade de comprimento e G a condutância *shunt* por unidade de comprimento, simplifica consideravelmente o modelo matemático, permitindo a obtenção de soluções analíticas mais simples. No entanto, em linhas reais, as perdas ôhmicas e dielétricas, representadas por R e G , respectivamente, introduzem atenuação e distorção na onda propagada. As equações (5) e (6) fornecem um modelo mais completo para linhas de transmissão com perdas, incluindo termos que contabilizam esses efeitos.

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} + \gamma^2 V(x) \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} + \gamma^2 I(x) \quad (6)$$

Sendo γ a constante de propagação, dada pela equação (7) que caracteriza a atenuação e a mudança de fase da onda ao longo da linha de transmissão, sendo α e β , respectivamente, a contante de atenuação e a contante de fase.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (7)$$

As equações diferenciais parciais que governam a distribuição de tensão $V(x)$ e corrente $I(x)$ ao longo da linha de transmissão possuem como soluções, respectivamente:

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x}, \quad (8)$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-\gamma x} - V^- e^{\gamma x}). \quad (9)$$

A impedância característica Z_0 é um parâmetro fundamental na análise de linhas de transmissão, pois determina a relação entre a tensão e a corrente em qualquer ponto da linha. Para linhas sem perdas, Z_0 é dada pela simples expressão $\sqrt{L/C}$. No entanto, para linhas com perdas, a impedância característica se torna complexa, refletindo a natureza dissipativa da linha e a dependência da frequência da onda, como pode ser vista na equação (10):

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = -\frac{V^-}{I^-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (10)$$

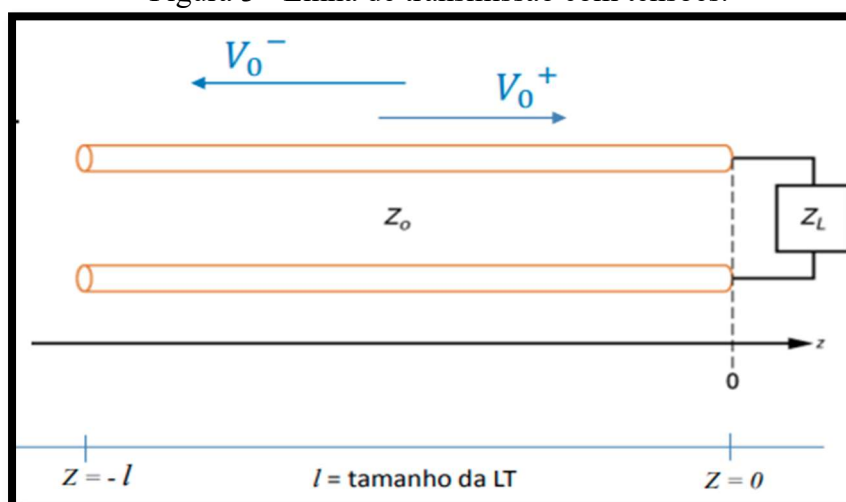
A impedância característica Z_0 de uma linha de transmissão representa a razão entre a tensão e a corrente de uma onda eletromagnética incidente que se propaga ao longo da linha na ausência de reflexões. No entanto, em condições reais, a presença de ondas refletidas resulta em uma impedância de entrada $Z(l)$ que varia ao longo da linha e é dada por:

$$Z_{in}(l) = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_0 \frac{(1 + \Gamma_L e^{-2\gamma l})}{(1 - \Gamma_L e^{-2\gamma l})} \quad (11)$$

Em que Γ_L denota o coeficiente de reflexão de tensão na carga, conforme definido pela equação (12) e ilustrado na Figura 3.

$$\Gamma_L = \frac{(Z_L - Z_0)}{(Z_L + Z_0)} \quad (12)$$

Figura 3 - Linha de transmissão com tensões.



Fonte: https://fccdecastro.com.br/pdf/OL_VI.pdf.

A equação (11) pode ser manipulada algebricamente a fim de expressar a impedância de entrada em termos da impedância da carga, resultando em:

$$Z_{in}(l) = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + jZ_L \tanh(\gamma l)}. \quad (13)$$

A fim de simplificar a análise, neste trabalho consideram-se linhas de transmissão ideais, ou seja, sem perdas. Sob essa hipótese, a constante de propagação, dada pela equação (7), é puramente imaginária ($\gamma = j\beta$), uma vez que os termos resistivos (R e G) são desprezíveis. Nessa condição, a impedância de entrada é dada por:

$$Z_{in}(l) = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}. \quad (14)$$

Sendo β o número de onda, ou seja, a parte imaginária da constante de propagação, calculado por meio de:

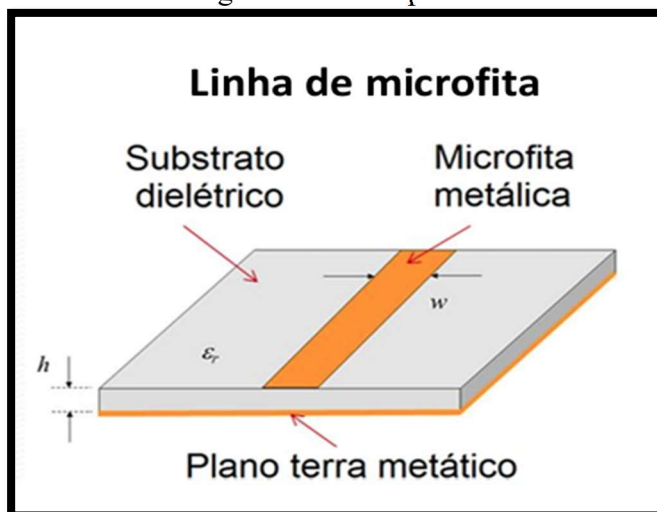
$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (15)$$

O parâmetro λ presente na equação representa o comprimento de onda da onda eletromagnética propagando-se no meio da linha de transmissão, que, em geral, difere do comprimento de onda no vácuo devido às propriedades dielétricas da linha.

2.2 MICROFITAS

As linhas de microfita, amplamente utilizadas em circuitos de alta frequência, consistem em um condutor metálico plano de largura W e espessura t , disposto sobre um substrato dielétrico de espessura h e permissividade elétrica relativa ϵ_r . Um plano de terra metálico, localizado abaixo do substrato, completa a estrutura, conforme ilustrado na Figura 4.

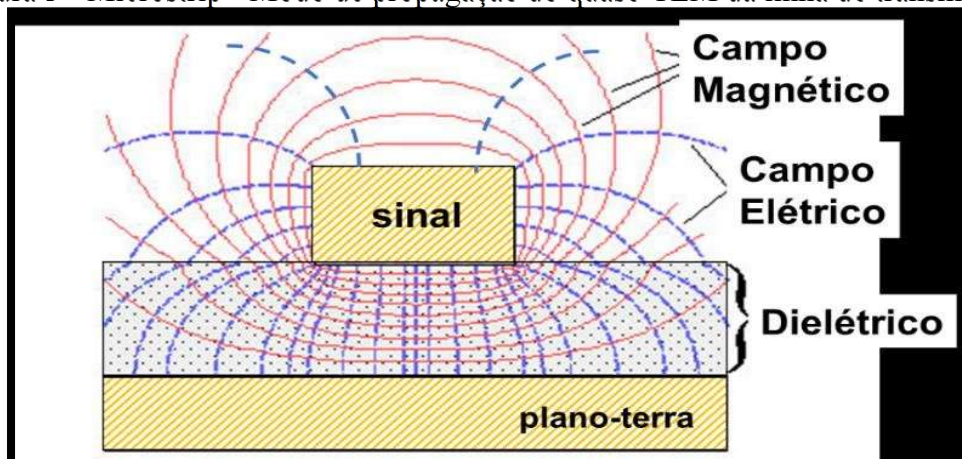
Figura 4 - Linha planar.



Fonte: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/7532954/mod_resource/content/23/3%20-%20Circuitos%20Passivos%20-%20PSI3581%20-%202023.pdf.

A distribuição dos campos eletromagnéticos em uma linha de microfita é complexa devido à heterogeneidade do meio de propagação, que engloba tanto o substrato dielétrico quanto a região de ar como vista na Figura 5 (Hong; Lancaster, 2001). A variação da permissividade elétrica ao longo da seção transversal da linha dificulta a análise exata do problema. Para contornar essa dificuldade, introduz-se o conceito de meio homogêneo equivalente, caracterizado por uma permissividade elétrica efetiva. Essa grandeza representa o valor médio da permissividade elétrica do meio de propagação, ponderado pela distribuição dos campos elétricos e magnéticos. A permissividade elétrica efetiva permite modelar a linha de microfita como uma linha de transmissão homogênea, facilitando o cálculo de seus parâmetros.

Figura 5 - Microstrip - Modo de propagação do quase-TEM da linha de transmissão.



Fonte: https://www.researchgate.net/figure/Figura-1-Microstrip-a-Modo-de-propagacao-do-quase-TEM-da-linha-de-transmissao_fig1_353646491.

Devido à heterogeneidade do meio de propagação, as linhas de microfita não suportam estritamente o modo transversal eletromagnético (*TEM*). A presença de componentes longitudinais nos campos elétrico e magnético indica a existência de modos híbridos, com características de modos transversais magnéticos (*TM*) e transversais elétricos (*TE*). No entanto, para substratos dielétricos com espessura muito menor que o comprimento de onda ($h \ll \lambda$), as componentes longitudinais são negligenciáveis, permitindo a aproximação quasi-TEM (Pozar, 2012). Nessa aproximação, as características de transmissão da microfita são descritas pela permissividade elétrica efetiva (ϵ_{re}) e pela impedância característica (Z_0), as quais podem ser calculadas de forma aproximada pelas equações (16) e (19), com erro inferior a 1% para fitas condutoras finas ($t \rightarrow 0$) (Hong; Lancaster, 2001):

Para $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right], \quad (16)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{0.25w}{h} \right)}. \quad (17)$$

Para $W/h \geq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5}, \quad (18)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}}. \quad (19)$$

A relação entre o comprimento de onda guiado (λ_g) em uma linha de microfita operando no modo quasi-TEM e o comprimento de onda no espaço livre (λ_0) é determinada pela permissividade elétrica efetiva (ϵ_{re}) do substrato, onde (c) é a velocidade da luz no vácuo e (f_0) é a frequência base. Essa relação pode ser expressa por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{re}}, \quad (20)$$

em que,

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0}. \quad (21)$$

As características de propagação em linhas de microfita são quantificadas pela velocidade de fase e pela constante de propagação. As expressões que descrevem esses parâmetros em função das propriedades da linha são dadas por, respectivamente:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{\omega}{\beta}, \quad (22)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}. \quad (23)$$

O comprimento elétrico (θ) de uma linha de microfita, que representa a distância elétrica percorrida por uma onda ao longo da linha, pode ser calculado a partir do comprimento físico (l) da seguinte forma:

$$\theta = \beta l. \quad (24)$$

A partir do valor conhecido da impedância característica (Z_0), é possível determinar a relação entre a largura (W) e a espessura (h) do condutor da microfita utilizando as equações apresentadas a seguir. A precisão dessas equações é superior a 99% (HONG E LANCASTER, 2001):

Para $W/h \leq 2$:

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{8e^{2A} - 2}, \quad (25)$$

na qual,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_{re} + 1}{2}} + \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_{re} + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_{re}} \right). \quad (26)$$

Para $W/h \geq 2$:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_{re} - 1}{2\epsilon_{re}} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_{re}} \right] \right\}, \quad (27)$$

na qual,

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_{re}}}. \quad (28)$$

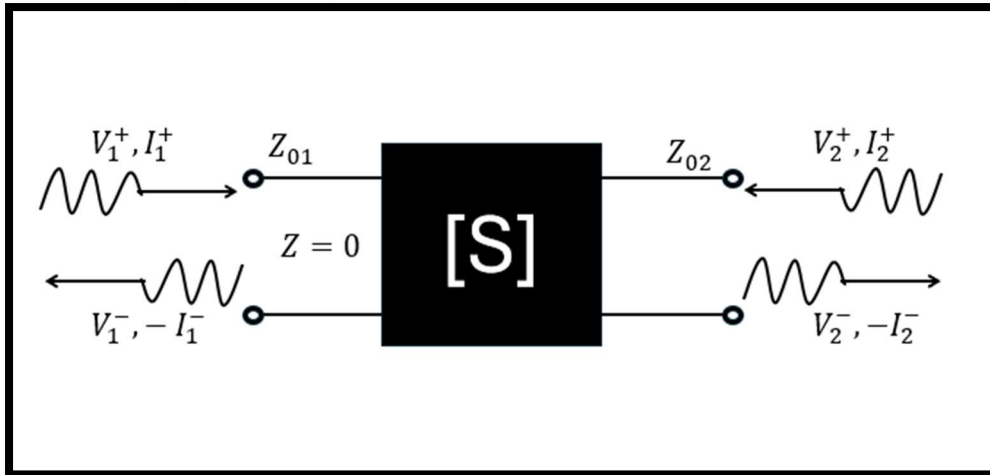
2.3 TEORIA DAS REDES DE MICRO-ONDAS

A representação de componentes e dispositivos de micro-ondas por meio de redes de N portas constitui uma metodologia fundamental para a análise e síntese de circuitos em altas frequências. Essa abordagem sistemática permite a abstração de componentes complexos em modelos matemáticos mais simples, facilitando a aplicação de técnicas de análise de circuitos tradicionais. Ao estender os conceitos de circuitos lineares invariantes no tempo (CLIT) para o domínio das micro-ondas, é possível modelar de forma precisa o comportamento de uma ampla gama de dispositivos, desde linhas de transmissão até componentes passivos e ativos.

A flexibilidade inerente às redes de N portas permite a modularização do projeto, possibilitando a análise e otimização de cada subsistema de forma independente. Além disso, a utilização de matrizes de parâmetros, como as de impedância, admitância, espalhamento e transmissão, proporciona diferentes perspectivas para a caracterização do comportamento da rede, permitindo a escolha da representação mais adequada para cada aplicação.

A Figura 6 apresenta um exemplo típico de uma rede de duas portas, conectada a linhas de transmissão. A análise das ondas incidentes e refletidas nessa configuração é crucial para a determinação dos parâmetros de espalhamento (S-parameters), que caracterizam completamente a rede em termos de suas propriedades de reflexão e transmissão.

Figura 6 - Dispersão de ondas em linhas de transmissão.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir das relações constitutivas entre tensão e corrente em uma rede de duas portas, define-se o coeficiente de reflexão de tensão na porta como a razão entre a onda de tensão refletida e a onda de tensão incidente, expresso por Γ :

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-(0)}{V_1^+(0)}. \quad (29)$$

Perda de retorno (Return Loss), expressa em decibéis (dB), representa a quantidade de sinal refletido em um sistema, indicando o grau de adaptação de impedâncias.

$$RL(dB) = -20 \log |\Gamma_1| \quad (30)$$

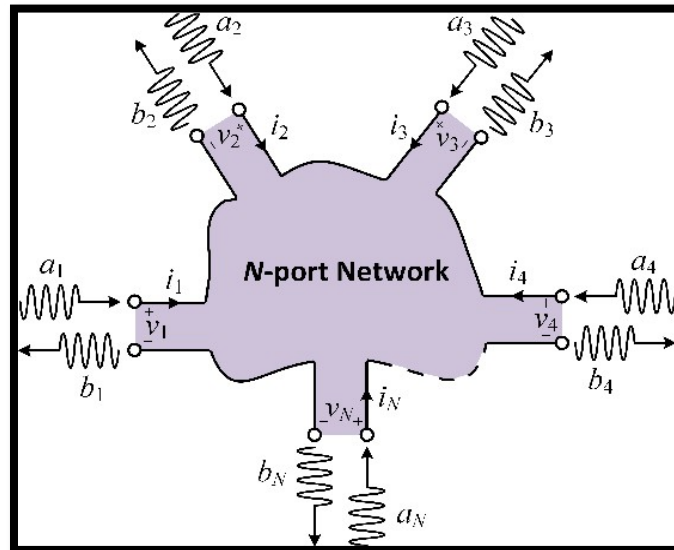
E a razão de onda estacionária, VSWR:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|}. \quad (31)$$

Analisaremos uma rede multiporta que consiste em N terminais, sendo cada terminal conectado a uma linha de transmissão homogênea, conforme ilustrado na Figura 7. As ondas eletromagnéticas que se propagam ao longo dessas linhas podem ser modeladas por meio de tensões e correntes fasoriais. As ondas incidentes, que se propagam em direção ao n-ésimo terminal, são representadas por V_n^+ e I_n^+ , enquanto as ondas refletidas, que se propagam no sentido oposto, são representadas por V_n^- e I_n^- . A impedância característica intrínseca Z_0

representa a propriedade elétrica fundamental de cada linha de transmissão, determinando a relação entre a tensão e a corrente em uma onda eletromagnética que se propaga ao longo da linha.

Figura 7 - Sistema de N portas interligadas por meio de linhas de transmissão, permitindo a propagação de sinais entre os terminais.



Fonte: <https://www.semanticscholar.org/paper/Modeling-and-Architecture-Design-of-Intelligent-Shen-Clerckx/b08cdfc253ced8df8b53b784a2f117096ab0c9b5/figure/1>.

A análise de redes multiporta, essencial em diversas áreas da engenharia elétrica, é facilitada pela representação em espaço de estado. Neste trabalho, adota-se essa abordagem para descrever o comportamento de redes com N terminais. A matriz de impedância, peça fundamental nessa representação, conforme demonstrado em Pozar (2012), estabelece uma relação linear entre as tensões e correntes nos terminais. Essa relação, expressa pela equação (32), permite a obtenção de diversas propriedades importantes da rede, tais como a função de transferência e a estabilidade.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & \cdot & \cdot & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ Z_{N1} & \dots & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (32)$$

A relação entre as tensões, correntes e impedâncias em uma rede multiporta pode ser expressa de forma compacta pela equação (33):

$$[V] = [Z][I]. \quad (33)$$

Na equação (32), $[V]$, $[Z]$ e $[I]$ representam, respectivamente, as matrizes de tensão, impedância e corrente, generalizando a Lei de Ohm para circuitos multiporta. De forma dual, a matriz de admitância $[Y]$, que é a inversa da matriz de impedância, estabelece a relação entre as correntes $[I]$, tensões $[V]$ e admitâncias $[Y]$, por meio da equação (34):

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & \cdot & \cdot & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ Y_{N1} & \dots & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}, \quad (34)$$

de maneira simplificada:

$$[I] = [Y][V]. \quad (35)$$

As matrizes de impedância $[Z]$ e admitância $[Y]$ oferecem representações duais para a análise de redes multiporta. A primeira, definida pela equação (33), relaciona as tensões e correntes de porta através de uma relação impedância, enquanto a segunda, sua inversa, estabelece uma relação admitância, como expresso na equação (36):

$$[Y][Z] = [I]. \quad (36)$$

A partir das equações (32) e (34), os elementos individuais Z_{ij} e Y_{ij} das matrizes de impedância e admitância, respectivamente, podem ser determinados conforme as expressões:

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \text{ com } I_k = 0 \text{ para todo } k \neq j, \quad (37)$$

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \text{ com } V_k = 0 \text{ para todo } k \neq j. \quad (38)$$

A reciprocidade de uma rede, caracterizada pela ausência de elementos ativos, impõe uma restrição sobre as matrizes de impedância e admitância, tornando-as simétricas (Collin, 1979), conforme demonstrado pelas equações:

$$Z_{ij} = Z_{ji}, \quad (39)$$

$$Y_{ij} = Y_{ji}. \quad (40)$$

Em altas frequências, a natureza ondulatória das tensões e correntes torna as representações em termos de impedância e admitância inadequadas para descrever o comportamento de redes elétricas. A propagação de ondas eletromagnéticas exige uma abordagem mais abrangente, que considere os conceitos de ondas incidentes e refletidas. Nesse contexto, a matriz de espalhamento no Pozar (2012), emerge como uma ferramenta fundamental para a análise de circuitos, como pode ser visto pela equação:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & \cdot & \cdot & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & \vdots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}, \quad (41)$$

de maneira simplificada:

$$[V^-] = [S][V^+]. \quad (42)$$

As matrizes de onda de voltagem refletida $[V^-]$ e incidente $[V^+]$ estão relacionadas à matriz de espalhamento $[S]$ por meio da equação (41). Os elementos da matriz $[S]$ podem ser determinados experimentalmente, aplicando-se uma onda incidente em um único ponto e curto-circuitando ou abrindo os demais, como visto pela equação:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \text{ com } V_k^+ = 0 \text{ para todo } k \neq j. \quad (43)$$

Para redes recíprocas, a matriz $[S]$ exibe a propriedade de simetria, como expresso por:

$$S_{ij} = S_{ji}. \quad (44)$$

Para o caso de uma rede sem perdas, a matriz de espalhamento $[S]$ é unitária, obedecendo à equação (44),

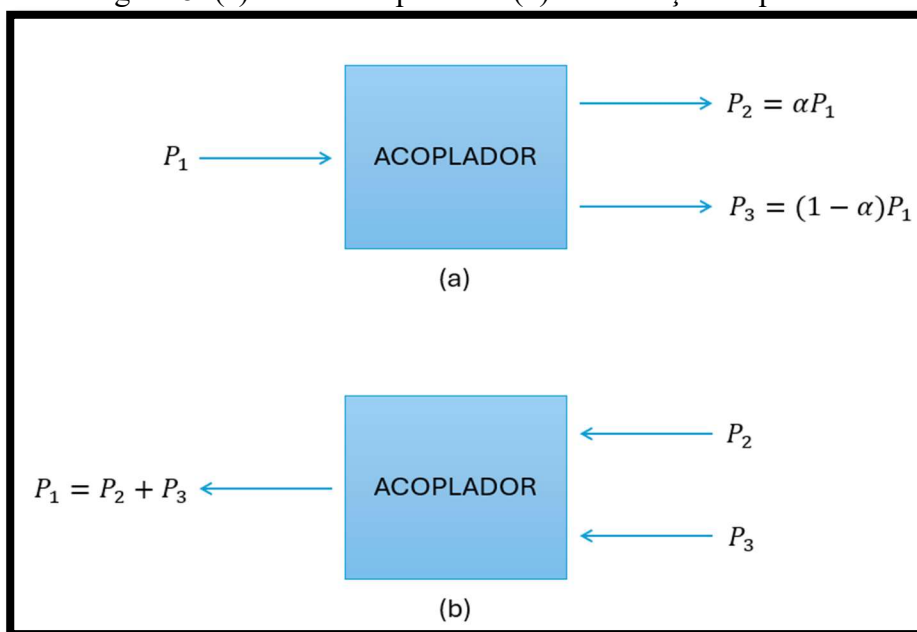
$$[S]^T[S]^* = [I], \quad (45)$$

essa propriedade é uma consequência direta da conservação de potência na rede.

2.4 ACOPLADORES DIRECIONAIS

Acopladores direcionais são dispositivos passivos de quatro portas, operando na faixa de micro-ondas, que permitem a extração controlada de uma parcela da potência incidente em uma linha de transmissão (O'Neill, 2013). Essas componentes encontram diversas aplicações em sistemas de radiofrequência, incluindo a divisão e a combinação de sinais. No processo de divisão, o sinal de entrada é distribuído para múltiplas saídas com amplitudes definidas, conforme ilustrado na Figura 8(a). Inversamente, na combinação de sinais, múltiplos sinais de entrada são somados em uma única saída, como mostrado na Figura 8(b).

Figura 8- (a) divisão de potência (b) combinação de potência.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Em um acoplador direcional ideal, a transferência de energia ocorre exclusivamente entre as portas adjacentes. As portas opostas (1 e 4, 2 e 3) são consideradas perfeitamente isoladas, o que implica que um sinal aplicado em uma dessas portas não induz qualquer sinal detectável na porta oposta. Essa característica de desacoplamento ideal é fundamental para a operação do dispositivo e é representada graficamente na Figura 9.

Figura 9 - Layout do acoplador direcional.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A avaliação do desempenho de um acoplador direcional envolve a quantificação de quatro parâmetros fundamentais: acoplamento, diretividade, isolamento e perda por inserção. O acoplamento define a relação entre a potência incidente na porta principal e a potência extraída na porta acoplada. A diretividade é uma medida da capacidade do dispositivo em isolar as portas não adjacentes, ou seja, em minimizar a transferência de potência entre portas que não estão diretamente conectadas. O isolamento, por sua vez, quantifica a atenuação da potência na porta oposta à porta de entrada, e a perda por inserção representa a atenuação total de potência entre a porta de entrada e a porta diretamente conectada. As expressões matemáticas que permitem o cálculo desses parâmetros são apresentadas a seguir (Pozar, 2012):

$$\text{Acoplamento} \quad C = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_3} \right) = -10 \log |S_{31}|^2 \quad (46)$$

$$\text{Diretividade} \quad D = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right) = -10 \log \frac{|S_{14}|^2}{|S_{13}|^2} \quad (47)$$

$$\text{Isolação} \quad I = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_4} \right) = -10 \log |S_{14}|^2 \quad (48)$$

$$\text{Perda por inserção} \quad L = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = -10 \log |S_{12}|^2 \quad (49)$$

Expressando as grandezas em decibéis, a relação entre elas pode ser descrita da seguinte forma:

$$I = C + D. \quad (50)$$

Um acoplador direcional ideal, caracterizado pela reciprocidade, apresenta um isolamento perfeito entre as portas não adjacentes, ou seja, a potência incidente em uma porta não induz qualquer sinal na porta oposta. Essa característica implica em diretividade e isolamento infinitos. A matriz de espalhamento S , que descreve completamente o comportamento do acoplador, possui elementos S_{ij} que satisfazem as condições de idealidade, as quais são expressas por:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} = S_{12} \\ S_{31} = S_{13} \\ S_{41} = S_{14} = 0 \\ S_{23} = S_{32} = 0 \\ S_{24} = S_{42} \\ S_{34} = S_{43}, \end{array} \right. , \quad (51)$$

Portanto,

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}. \quad (52)$$

A condição sem perdas imposta ao acoplador resulta em uma matriz de espalhamento S unitária. Essa propriedade implica nas seguintes relações entre os elementos de S :

$$\sum_{k=1}^n S_{kj} S_{kj}^* = \begin{cases} 1, & \text{se } i = j \\ 0, & \text{se } i \neq j \end{cases}. \quad (53)$$

A equação (53) fornece o seguinte resultado numérico:

$$S_{12} S_{24}^* + S_{13} S_{34}^* = 0, \quad (54)$$

$$S_{12} S_{13}^* + S_{24} S_{34}^* = 0, \quad (55)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (56)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1. \quad (57)$$

Conforme demonstrado pelas equações (56) e (57):

$$|S_{13}| = |S_{24}|. \quad (58)$$

Conforme demonstrado na equação (54):

$$|S_{13}| = |S_{24}|. \quad (59)$$

A equação (54) implica que:

$$|S_{12}||S_{24}| = |S_{13}||S_{34}|. \quad (60)$$

Substituindo a expressão (59) na equação (60):

$$|S_{12}| = |S_{34}|. \quad (61)$$

Adotando um plano de referência, é possível:

$$S_{12} = S_{34} = \alpha, \quad (62)$$

$$S_{13} = \beta e^{j\theta}, \quad (63)$$

$$S_{24} = \beta e^{j\varphi}, \quad (64)$$

em que α e β são constantes reais, e θ e φ representam as fases.

Efetuada a substituição das equações (62) e (64) na equação (57), resulta em:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1. \quad (65)$$

Efetuada a substituição das equações (62) e (63) na equação (55), resulta em:

$$\theta + \varphi = \pi \pm 2n\pi. \quad (66)$$

Desconsiderando múltiplos inteiros de 2π , duas configurações para as fases θ e φ são comumente empregadas na prática.

A primeira, denominada acoplador simétrico ou acoplador em 90° , corresponde à condição $\theta = \varphi = \pi/2$. A matriz de espalhamento associada a essa configuração é dada por:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}. \quad (67)$$

A segunda configuração, denominada acoplador anti-simétrico, é caracterizada por uma diferença de fase de 180° entre as constantes de fase θ e φ , ou seja, $\theta = 0$ e $\varphi = \pi$. Devido a essa característica, é comumente referenciado como acoplador em 180° . A matriz de espalhamento associada a essa configuração é dada por:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}. \quad (68)$$

2.5 ACOPLADORES HÍBRIDOS

A flexibilidade de projeto dos acopladores direcionais permite a obtenção de diversas relações de divisão de potência. Um caso particular de grande interesse é o acoplador híbrido, caracterizado pela divisão equitativa da potência incidente e por uma diferença de fase fixa entre as portas direta e acoplada (90° ou 180°) (Pozar, 2012). Essa configuração específica implica em uma matriz de espalhamento com a seguinte propriedade:

$$\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (69)$$

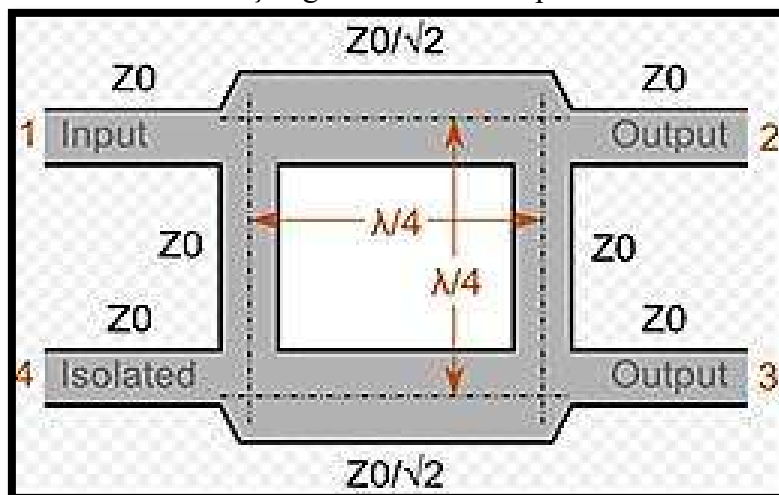
Embora os acopladores híbridos possam ser considerados um caso particular dos acopladores direcionais, sua caracterização requer a introdução de parâmetros adicionais. Além

dos parâmetros comuns aos acopladores direcionais (acoplamento, diretividade, isolamento e perda por inserção), os acopladores híbridos são caracterizados pelo balanço de fase e balanço de amplitude (O'Neill, 2013). Esses parâmetros, que correspondem, respectivamente, à diferença de fase e à diferença de amplitude entre os sinais de saída S_{21} e S_{31} , são cruciais para a compreensão do comportamento desses dispositivos e apresentam uma dependência intrínseca da frequência.

2.5.1 Acopladores híbridos em 90°

O acoplador híbrido em quadratura, um tipo de acoplador direcional que proporciona uma divisão de potência igualitária e uma defasagem de 90° entre as portas de saída, é frequentemente implementado utilizando linhas de transmissão com comprimento de um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$). Essa configuração, ilustrada na Figura 10, resulta em um dispositivo com duas portas de entrada e duas portas de saída. As linhas de transmissão horizontais, conhecidas como linha principal, e as linhas verticais, denominadas linhas de ramo, interagem de maneira a proporcionar a divisão de potência e a defasagem desejadas. Este tipo de acoplador é amplamente utilizado em sistemas de comunicação e instrumentação devido à sua eficiência e precisão.

Figura 10 - Caracterização geométrica de acopladores híbridos de 90°.



Fonte: <http://ael.cbnu.ac.kr/lectures/undergraduate/microwave-engineering/2020-1/Lecture-notes/08-wireless-communication/Lab08-Microstrip-quadrature-hybrid-coupler.files/image024.jpg>.

A representa um acoplador híbrido em condições ideais de casamento. Nessa configuração, um sinal aplicado à porta 1 resulta em uma divisão equitativa de potência, com

cada uma das portas 2 e 3 recebendo metade da potência incidente e uma diferença de fase de 90° . A alta diretividade do dispositivo, caracterizada pela ausência de transmissão para a porta isolada (porta 4) e pela ausência de reflexão na porta de entrada, é uma característica desejável em muitas aplicações. A matriz de espalhamento, que descreve completamente o comportamento do acoplador, é apresentada em como (Pozar, 2012):

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (70)$$

Para obter divisões de potência assimétricas em acopladores direcionais, como a distribuição de 90% e 10% nas portas 2 e 3, respectivamente, é necessário adaptar os parâmetros de espalhamento. Segundo (Pozar, 2012),

$$S_{21} = -j \frac{Z_{01}}{Z_0}, \quad (71)$$

$$S_{31} = -j \frac{Z_{01}}{Z_{02}}, \quad (72)$$

$$S_{11} = S_{41} = 0, \quad (73)$$

satisfazendo a relação de casamento de impedâncias,

$$\frac{Z_{01}^2}{Z_0^2} + \frac{Z_{01}^2}{Z_{02}^2} = 1. \quad (74)$$

Combinando os resultados das equações (52), (71), (72) e (73), a matriz de espalhamento assume a forma,

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -j \frac{Z_{01}}{Z_0} & -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} & 0 \\ -j \frac{Z_{01}}{Z_0} & 0 & 0 & -\frac{Z_{01}}{Z_2} \\ -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} & 0 & 0 & -j \frac{Z_{01}}{Z_0} \\ 0 & -\frac{Z_{01}}{Z_{02}} & -j \frac{Z_{01}}{Z_0} & 0 \end{bmatrix}. \quad (75)$$

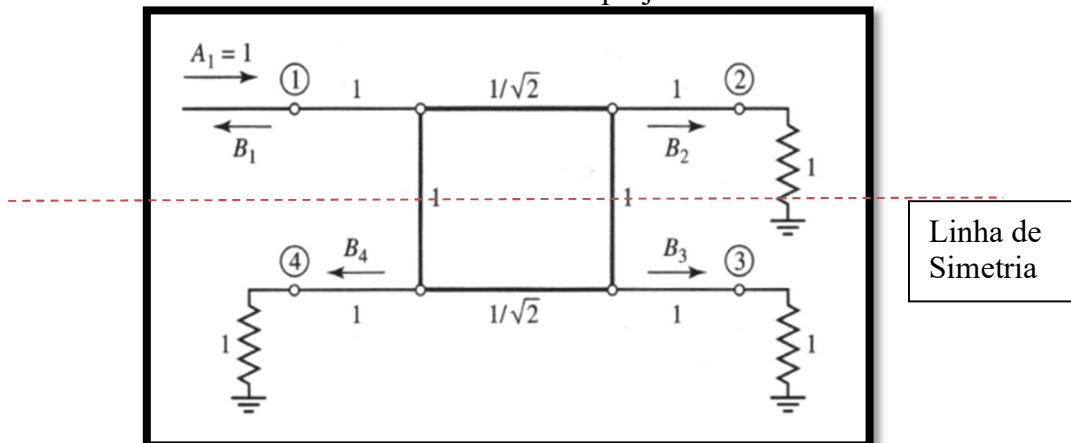
Uma comparação entre a matriz de espalhamento apresentada na equação (70) e aquela obtida em (75) revela que, para garantir a divisão equitativa de potência, os parâmetros Z_{01} e Z_{02} devem satisfazer as seguintes relações:

$$Z_{01} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (76)$$

$$Z_{02} = Z_0. \quad (77)$$

A fim de facilitar a análise, o acoplador *branch-line* será normalizado considerando uma impedância característica de referência de 50Ω , valor amplamente utilizado em sistemas micro-ondas. A exploração da simetria desse circuito é fundamental para sua compreensão. A Figura 11 apresenta a representação normalizada do acoplador, onde uma linha imaginária divide o circuito em duas metades simétricas, permitindo a aplicação do método de análise modal par-ímpar (Collin, 1979).

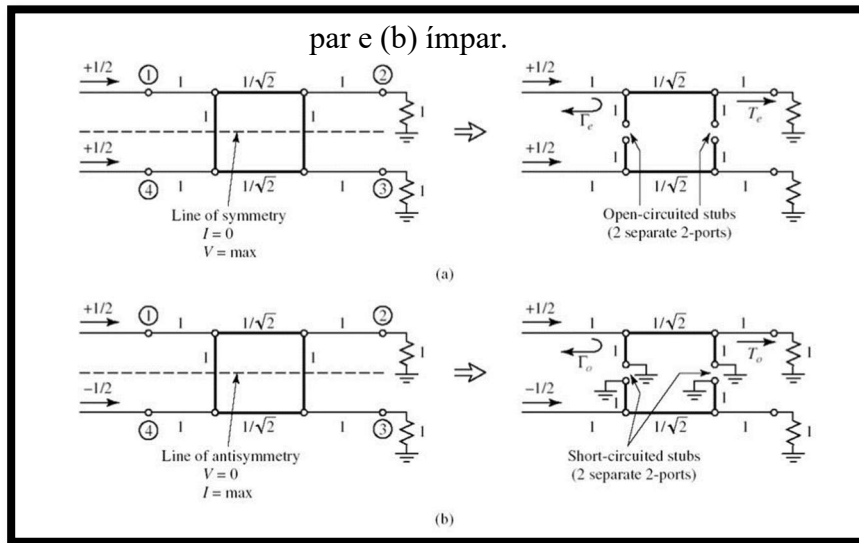
Figura 11 - Circuito equivalente normalizado de um acoplador *branch-line*, utilizado para facilitar a análise e o projeto.



Fonte: https://feng.stafpu.bu.edu.eg/Electrical%20Engineering/2461/crs-11983/Files/ActiveCircuits_lec04.pdf.

O circuito da Figura 11, composto por linhas de transmissão com impedâncias normalizadas em relação a Z_0 e com todas as portas casadas, pode ser analisado através da decomposição modal. Sob excitação de uma onda incidente de amplitude A_1 na porta 1, o circuito pode ser equivalentemente representado pela superposição de dois circuitos: um em modo par e outro em modo ímpar, conforme apresentado na Figura 12. A validade dessa abordagem decorre da propriedade de linearidade do sistema.

Figura 12 - Decomposição modal do acoplador *branch-line* em seus modos característicos: (a)



Fonte: <https://www.ittc.ku.edu/~jstiles/723/handouts/The%20Quadrature%20Hybrid%20Coupler%20723.pdf>.

Na análise modal apresentada na Figura 12, o acoplador *branch-line* é excitado em dois modos fundamentais: (a) par, com sinais de mesma fase e amplitude $1/2$ aplicados nas portas 1 e 4, e (b) ímpar, com sinais de fase oposta e mesma amplitude $1/2$ nas mesmas portas. Devido à simetria do circuito, observa-se que, no modo par, os máximos de tensão ocorrem nos pontos da linha tracejada, onde a impedância é infinita, simulando um circuito aberto. Analogamente, no modo ímpar, os mínimos de tensão ocorrem nesses mesmos pontos, equivalendo a um curto-circuito. A aplicação do princípio da superposição permite determinar as amplitudes das ondas emergentes B_1 , B_2 , B_3 e B_4 em cada porta, conforme expresso em (Pozar, 2012),

$$B_1 = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_0, \quad (78)$$

$$B_2 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_0, \quad (79)$$

$$B_3 = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_0, \quad (80)$$

$$B_4 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_0. \quad (81)$$

Os coeficientes de reflexão e transmissão para os modos par (Γ_p, T_p) e ímpar (Γ_i, T_i) podem ser obtidos a partir da matriz de espalhamento do circuito.

Para o circuito de duas portas da Figura 12(a), a matriz de espalhamento é calculada a partir do produto das matrizes ABCD de cada seção de linha de transmissão, considerando a topologia em cascata.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & j\text{sen}(\beta l)/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2}\text{sen}(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S & 1 \end{bmatrix} \quad (82)$$

A admitância Y_S corresponde à admitância de entrada do trecho de linha de transmissão em circuito aberto, conforme ilustrado na Figura 10. Considerando que o comprimento elétrico da seção 1, com impedância característica normalizada $1/\sqrt{2}$, é igual a um quarto de comprimento de onda ($l = \lambda/4$), o circuito se encontra em uma condição de ressonância, o que implica em uma relação específica entre a admitância Y_S e a impedância característica da linha.

Considerando a expressão da admitância de entrada de uma linha de transmissão, dada por:

$$Y_S = j\tan(\beta l_S), \quad (83)$$

e o fato de que o comprimento do *stub* é $\lambda/8$, ou seja, metade do comprimento da seção de linha de $\lambda/4$ ilustrada na Figura 13, obtém-se a seguinte relação para a admitância do *stub*:

$$Y_S = j. \quad (84)$$

Substituindo essa expressão na matriz (82), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}. \quad (85)$$

Dentre essas relações, as que permitem a conversão entre os parâmetros de transmissão (ABCD) e os parâmetros de espalhamento (S) são de particular interesse na análise de circuitos. As equações a seguir explicitam como os parâmetros de espalhamento podem ser determinados a partir dos parâmetros de transmissão:

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}, \quad (86)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}, \quad (87)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}, \quad (88)$$

$$S_{22} = \frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}. \quad (89)$$

A partir das relações estabelecidas em na equação (86) e (88), que definem a transformação entre os parâmetros ABCD e os parâmetros de espalhamento S (equivalentes aos coeficientes de transmissão e reflexão), obtém-se:

$$\Gamma_e = \frac{A_e + B_e - C_e - D_e}{A_e + B_e + C_e + D_e} = 0, \quad (90)$$

$$T_e = \frac{2}{A_e + B_e + C_e + D_e} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j). \quad (91)$$

Seguindo a mesma abordagem utilizada para o modo par, a matriz ABCD para o modo ímpar pode ser expressa como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}. \quad (92)$$

Como consequência, os coeficientes de reflexão e transmissão são determinados por:

$$\Gamma_0 = 0, \quad (93)$$

$$T_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - j). \quad (94)$$

Ao se substituírem as equações (90) a (94) nas equações (78) a (81), tem-se como resultado:

$$B_1 = 0, \quad (95)$$

$$B_2 = -\frac{j}{\sqrt{2}}, \quad (96)$$

$$B_3 = -\frac{j}{\sqrt{2}}, \quad (97)$$

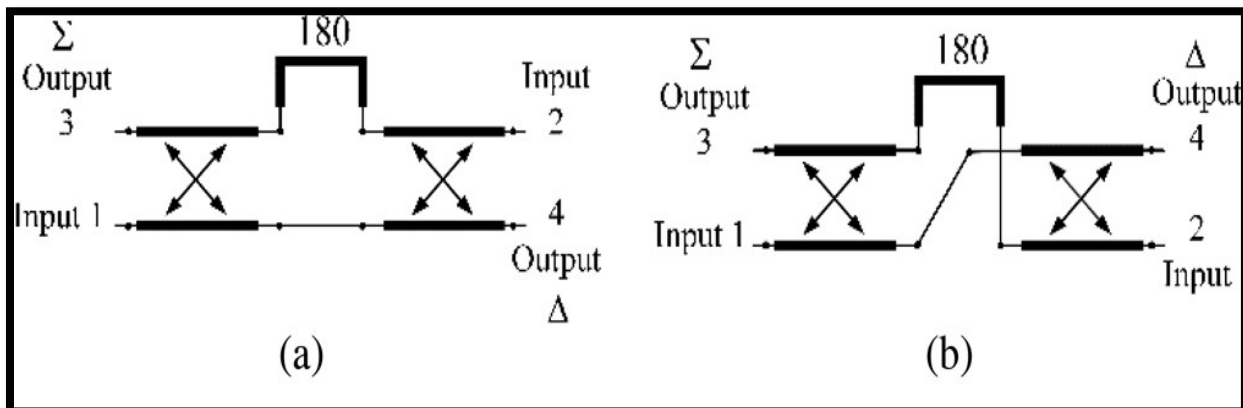
$$B_4 = 0. \quad (98)$$

A análise dos resultados revela que a porta 1 está perfeitamente casada, enquanto as portas 2 e 3 dividem igualmente a potência incidente, com as respectivas defasagens. No entanto, a largura de banda do acoplador *branch – line*, definida como a razão entre a faixa de frequência operacional e a frequência central, é intrinsecamente limitada a um intervalo de 10% a 20% devido ao comprimento de quarto de onda. Para ampliar a largura de banda, é possível empregar múltiplas seções em cascata, embora isso resulte em um aumento considerável no tamanho do dispositivo.

2.5.2 Acopladores híbridos em 180°

O acoplador híbrido de 180° é um dispositivo de micro-ondas com quatro portas, caracterizado pela capacidade de dividir igualmente a potência de um sinal incidente, direcionando-o para duas saídas com uma diferença de fase de 180°. Essa propriedade permite que o dispositivo funcione tanto como divisor de potência quanto como combinador. Na Figura 13(a), quando um sinal é aplicado à porta 1, a potência é igualmente dividida e direcionada para as portas 2 e 4, com as ondas eletromagnéticas nessas saídas estando em fase. A porta 3, nesse cenário, permanece isolada, sem receber sinal. Na Figura 13(b), ao aplicar o sinal na porta 3, o comportamento se inverte: as portas 2 e 4 recebem sinais de mesma amplitude, porém com fase oposta, enquanto a porta 1 fica isolada. Essa dualidade de funcionamento é atribuída à natureza simétrica do acoplador. Quando utilizado como combinador, os sinais aplicados nas portas 2 e 3 são somados na porta 1, enquanto a porta 4 apresenta a diferença entre esses sinais. Devido a essa característica, as portas 1 e 4 são frequentemente denominadas porta de soma e porta de diferença, respectivamente.

Figura 13 - Acoplador híbrido planar de 180° com portas não intercaladas para aplicações de ondas milimétricas.



Fonte: <https://doi.org/10.1017/S1759078719001533>.

A caracterização completa do acoplador híbrido em 180° é realizada através de sua matriz de espalhamento, representada na Equação (99):

$$[S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (99)$$

esta matriz descreve matematicamente as relações entre as ondas incidentes e refletidas em cada porta do dispositivo (Pozar, 2012). A forma particular desta matriz demonstra as propriedades de divisão de potência igualitária e defasagem de 180° características deste tipo de acoplador. A implementação física do acoplador híbrido em 180° pode ser realizada por meio de diferentes estruturas. A escolha da topologia dependerá de fatores como a faixa de frequência de operação, as dimensões físicas desejadas e as especificações de desempenho requeridas.

2.6 ELEMENTOS CHAVEADORES

A constante evolução da eletrônica e da eletroeletrônica tem impulsionado a busca por soluções cada vez mais eficientes e versáteis em sistemas elétricos, nesse cenário, os dispositivos chaveadores destacam-se como componentes de fundamental importância, desempenhando um papel crucial na modulação e no controle de sinais elétricos. Os dispositivos chaveadores são componentes capazes de alternar entre estados de condução e não-condução, permitindo o estabelecimento ou a interrupção de circuitos elétricos. Sua capacidade

de operar em altas frequências, com mínimas perdas, torna-os indispensáveis em uma ampla gama de aplicações, desde circuitos de potência até sistemas de comunicação.

2.6.1 - Diodo PIN

Diodos PIN são dispositivos semicondutores constituídos por uma junção PN sanduichada entre duas regiões intrínsecas (I). A região intrínseca, caracterizada por uma alta resistividade, confere ao diodo propriedades únicas, especialmente em altas frequências, sob polarização direta, os portadores minoritários são injetados nas regiões intrínsecas, onde se recombinam com os portadores majoritários. A concentração desses portadores minoritários na região I determina a condutividade do diodo.

Uma característica marcante dos diodos PIN é a sua resposta em frequência, abaixo de uma determinada frequência de corte (f_c), o diodo comporta-se similarmente a um diodo PN convencional. No entanto, acima de f_c , a condutância do diodo torna-se praticamente constante e independente da frequência, até que efeitos capacitivos comecem a dominar (Intrator; Mello, 1983). Essa característica o torna ideal para aplicações em alta frequência, como:

Comutação rápida: A capacidade de comutar rapidamente entre estados de alta e baixa condutividade o torna útil em circuitos de comutação de RF.

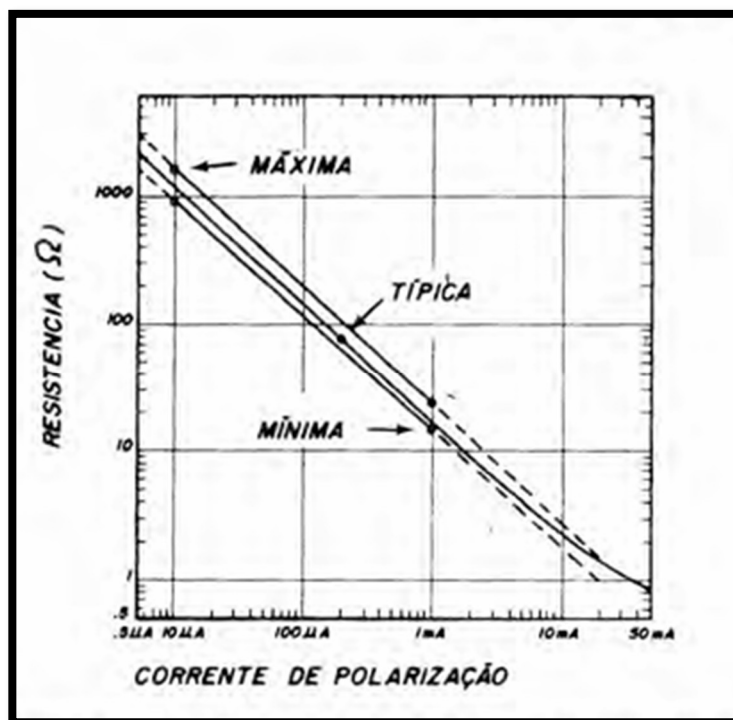
Atenuação variável: A resistência do diodo PIN pode ser controlada pela corrente de polarização, permitindo a construção de atenuadores variáveis.

Proteção contra surtos: A região intrínseca larga confere ao diodo PIN uma alta capacidade de bloqueio de tensão, tornando-o adequado para proteção contra surtos.

Fotodetectores: A região intrínseca pode ser utilizada para absorver fótons, convertendo energia luminosa em corrente elétrica.

A Figura 14 apresenta a curva característica do diodo PIN HP-5082-3003, demonstrando a relação entre a resistência em radiofrequência e a corrente de polarização. Essa curva ilustra a capacidade de controlar a resistência do diodo através da variação da corrente.

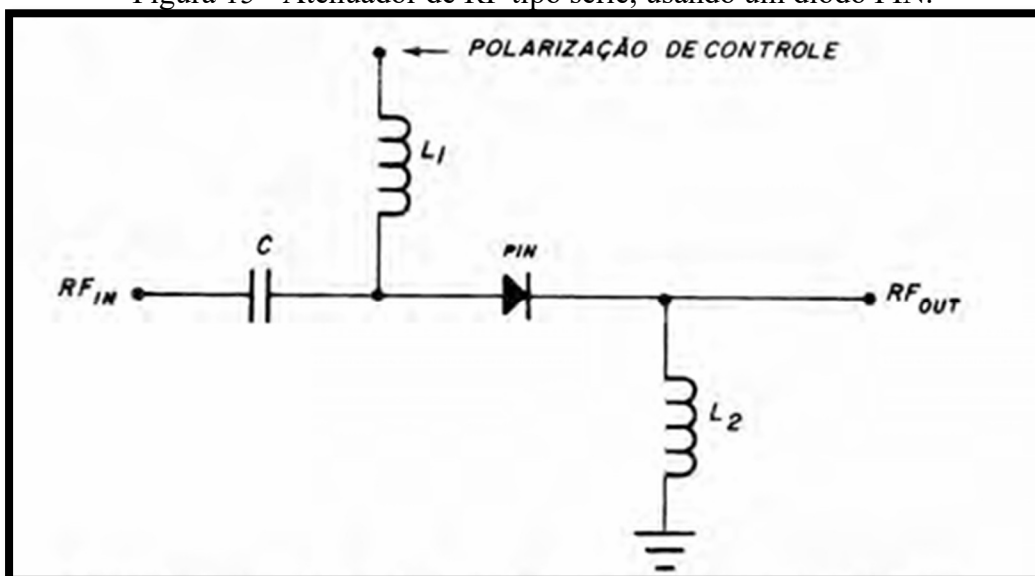
Figura 14 - Resistência para radiofrequência em função da corrente de polarização, para o diodo PIN HP-5082-3003.



Fonte: Intrator; Mello, 1983

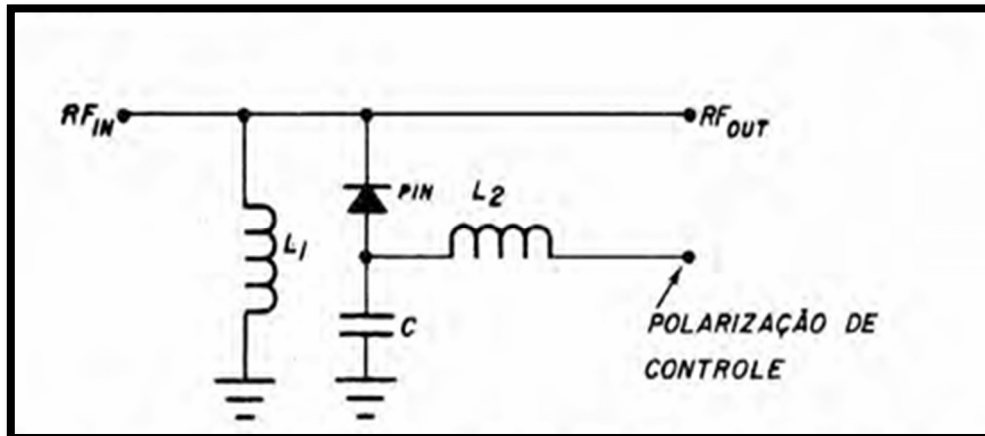
Com base na curva característica apresentada na Figura 14, a aplicabilidade dos diodos PIN em projetos de atenuadores e comutadores de radiofrequência torna-se evidente. A capacidade de variar a resistência do diodo PIN através da corrente de polarização permite um controle preciso da atenuação em circuitos de RF.

Figura 15 - Atenuador de RF tipo série, usando um diodo PIN.



Fonte: Intrator; Mello, 1983

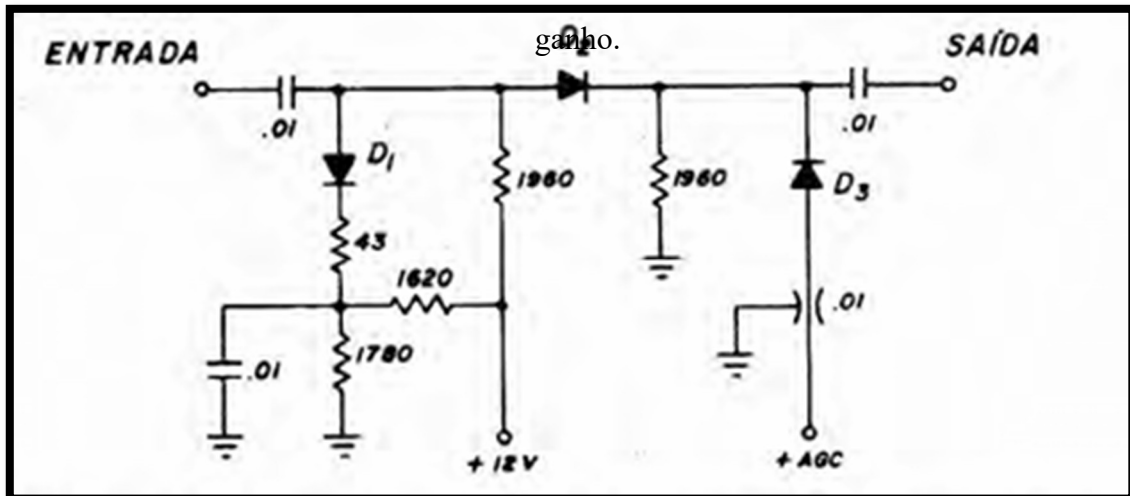
Figura 16 - Atenuador de RF tipo paralelo, usando um diodo PIN.



Fonte: Intrator; Mello, 1983

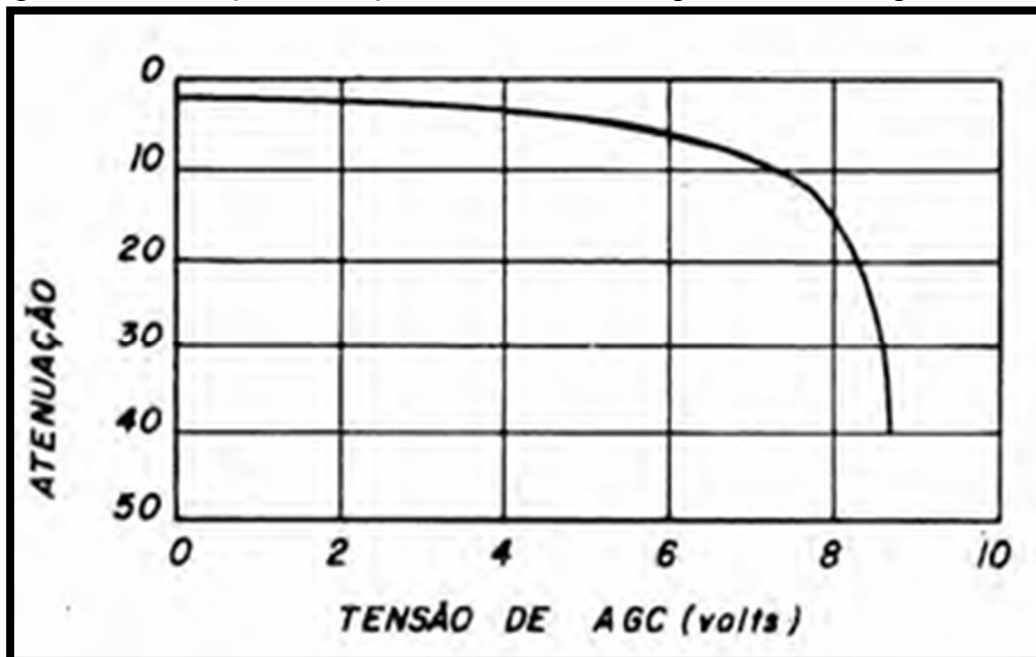
A Figura 15 e Figura 16 ilustram, respectivamente, configurações típicas de atenuadores série e paralelo utilizando diodos PIN. Nesses circuitos, a variação da resistência do diodo PIN resulta em uma alteração na impedância do circuito, proporcionando assim um mecanismo eficaz para controlar o nível de sinal.

Figura 17 - Atenuador com diodos PIN da série 5082-3080, para controle automático de



Fonte: Intrator; Mello, 1983

Figura 18 - Atenuação em função da tensão de AGC, para o atenuador para 45 MHz.



Fonte: Intrator; Mello, 1983

A Figura 17 e Figura 18 apresentam, respectivamente, um atenuador com diodos PIN da série 5082-3080 e o gráfico que mostra a atenuação em função da tensão de AGC, para o atenuador para 45 MHz empregando diodos PIN. Nestes circuitos, a variação da resistência do diodo PIN, induzida por alterações em sua corrente de polarização, resulta em uma modulação da impedância do circuito. Conseqüentemente, o nível de sinal transmitido pode ser controlado de forma precisa. Em resumo, os diodos PIN são componentes semicondutores versáteis, com aplicações em diversas áreas da eletrônica, sua estrutura única e suas características em alta frequência os tornam dispositivos essenciais em circuitos de RF, optoeletrônica e proteção de circuitos.

3 METODOLOGIA PROPOSTA

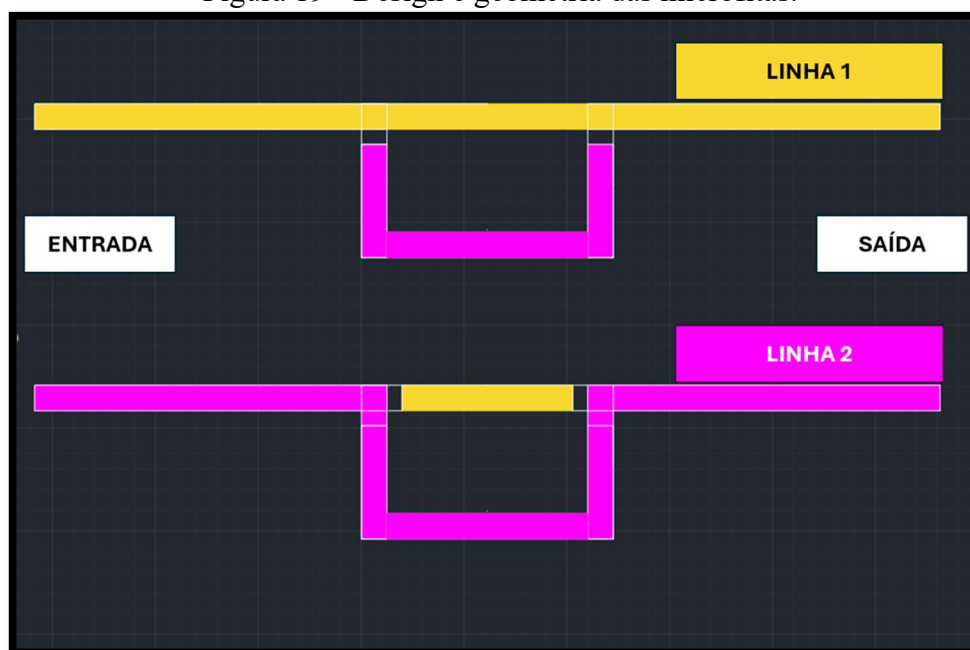
O presente capítulo dedica-se à apresentação detalhada de uma metodologia para o dimensionamento de acopladores híbridos de 90° do tipo *branch – line*. A abordagem proposta inclui o projeto otimizado de linhas de microfita com comprimentos variáveis, permitindo a sintonia do dispositivo em uma ampla faixa de frequências. A implementação prática da metodologia é demonstrada através do desenvolvimento completo de um acoplador híbrido, abrangendo desde o projeto das linhas de microfita até o casamento de impedâncias e

a otimização via software CST STUDIO®. A ferramenta computacional mostrou-se essencial para a manipulação eficiente de dados e a realização de análises estatísticas robustas, contribuindo significativamente para a confiabilidade dos resultados obtidos.

3.1 DESENHO DAS LINHAS DE MICROFITA

A análise teórica demonstrou que a implementação de duas linhas paralelas com comprimentos distintos em cada setor do acoplador híbrido de 90° do tipo *branch – line* é crucial para a ampliação da banda de operação. Conforme indicado na equação (26), a variação nos comprimentos físicos das linhas gera diferentes deslocamentos de fase, resultando em frequências de ressonância distintas para cada linha, isso assegura uma diferença de fase de 90° graus entre a entrada e a saída em uma frequência específica para cada linha. Essa característica permite que o acoplador funcione de forma eficiente em uma faixa de frequências mais ampla. Para alcançar comprimentos distintos em cada linha, adotamos o design mostrado na Figura 19.

Figura 19 - Design e geometria das microfita.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

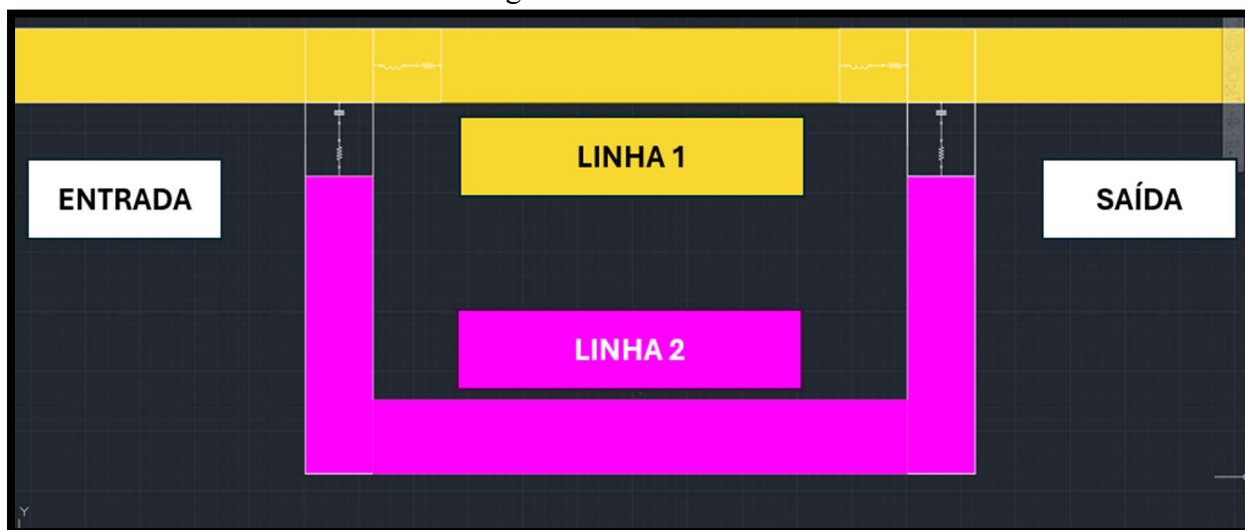
3.2 DESENHO DO ELEMENTO CHAVEADOR COM UMA MICROFITA IDEAL

Neste trabalho, o controle do dispositivo é realizado por meio de diodos que atuam como interruptores, selecionando diferentes caminhos de sinal na estrutura da linha (Silva *et al*,

2019). Esses diodos são utilizados para alternar entre dois caminhos distintos, associados às linhas 1 e 2, como visto na Figura 20. Cada estado do sistema é otimizado para gerar curvas de interferência específicas. Os diodos são polarizados de forma a permitir a passagem do sinal por um caminho específico, enquanto bloqueiam outros percursos. Capacitores são empregados para isolar a fonte de tensão DC dos componentes de RF, garantindo que o sinal de medição permaneça inalterado pela polarização dos diodos. Esse arranjo possibilita que o dispositivo altere rapidamente seu estado de operação, ajustando-se às diferentes condições de frequência que precisam ser medidas, o que é essencial para a reconfigurabilidade do sistema.

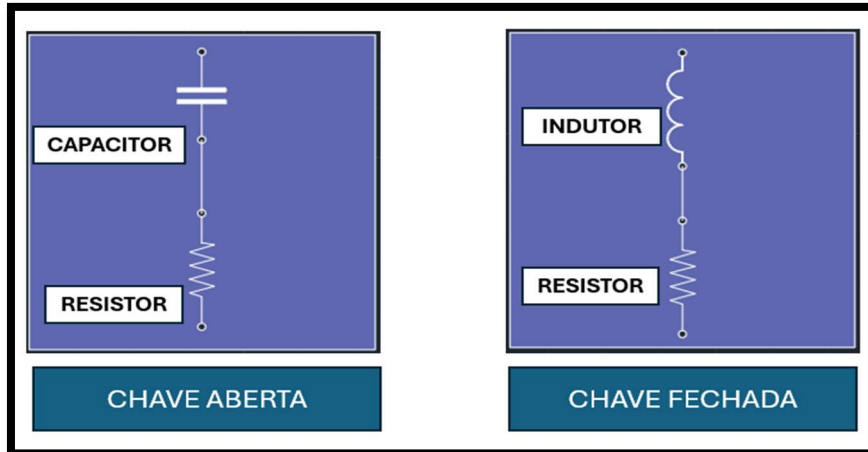
Para a realização das simulações, adotou-se um modelo equivalente do diodo PIN composto por circuitos série RL e RC, representando, respectivamente, as condições de polarização direta e reversa. Os valores dos componentes ($R = 6,65 \Omega$, $L = 399,58 \text{ pH}$ para polarização direta e $R = 187,33 \Omega$, $C = 956 \text{ pF}$ para polarização reversa) (Silva et al., 2019). Essa configuração como pode ser vista na Figura 21 permitiu uma representação precisa do comportamento do diodo PIN nas condições de operação simuladas.

Figura 20 – Representação dos diodos que atuam como interruptores desligando a linha 2 e ligando a linha 1.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 21 - Modelo equivalente do diodo PIN composto por circuitos série RL e RC.

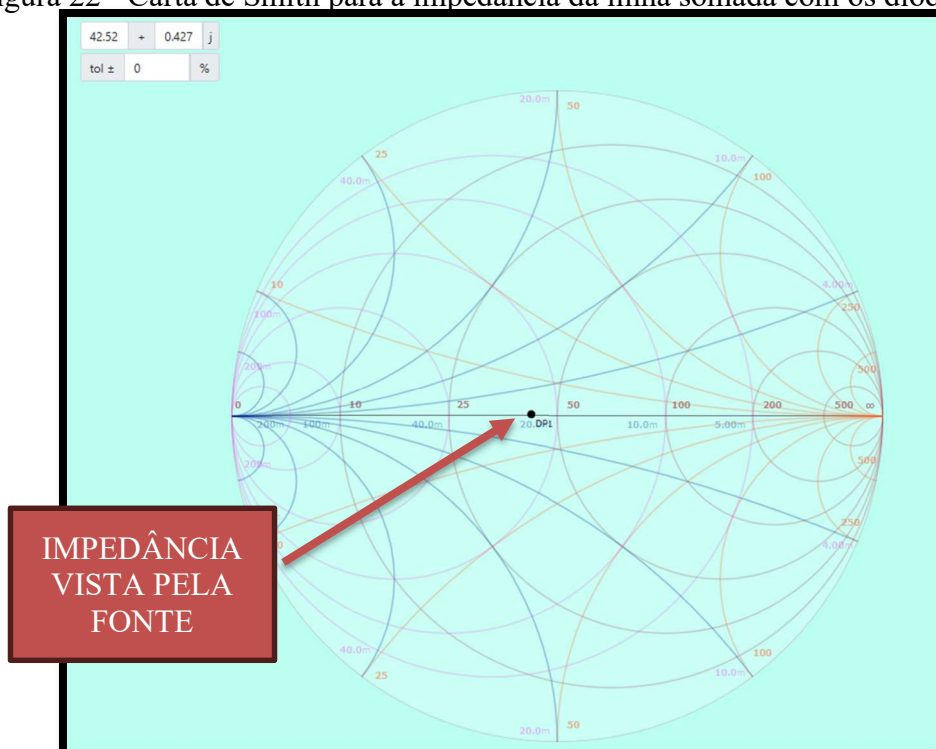


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.3 CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA

A presença de capacitores e indutores, introduzidos no modelo para simular as perdas associadas aos diodos de chaveamento do acoplador híbrido de 90° do tipo *branch – line*, resulta em um somatório de impedâncias que se afasta do casamento ideal. A carta de Smith, apresentada na Figura 22, ilustra graficamente esse descasamento, evidenciando a necessidade de técnicas adicionais para otimizar o desempenho do circuito.

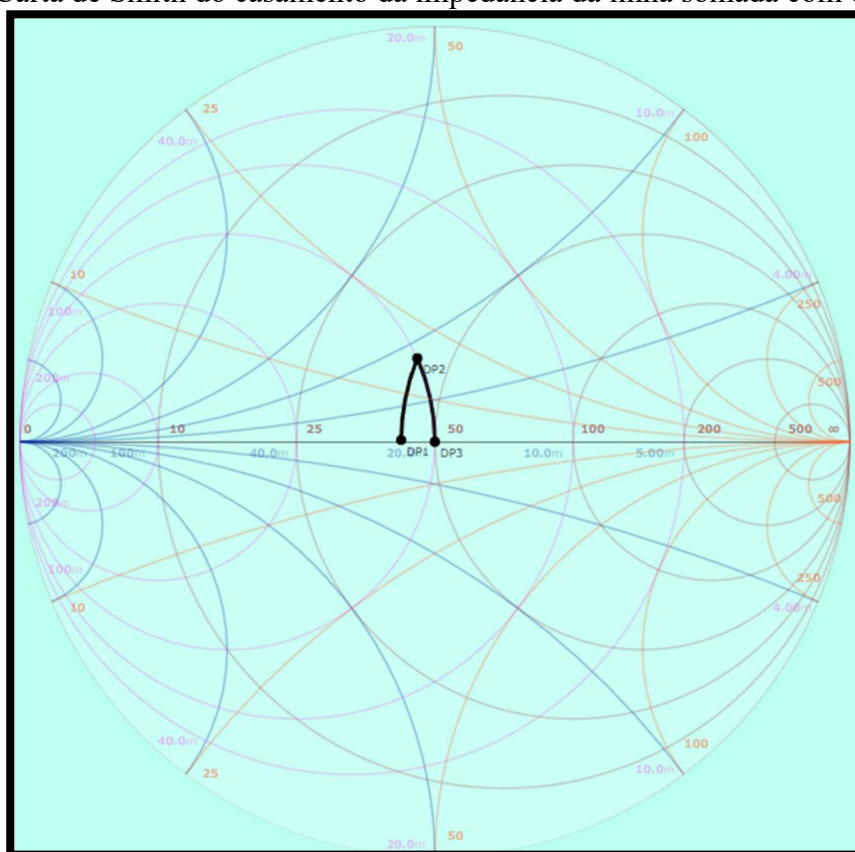
Figura 22 - Carta de Smith para a impedância da linha somada com os diodos PIN.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O casamento de impedâncias é fundamental para garantir a máxima transferência de potência e minimizar reflexões no circuito. Para atingir esse objetivo, foi necessário realizar ajustes na impedância vista pela carga através da inserção de um indutor de 0,925 nH em série (ponto DP2) e, posteriormente, de um capacitor de 0,445 pF em paralelo (ponto DP3), conforme demonstrado na Figura 23. Essa sequência de ajustes permitiu obter o casamento de impedâncias em 50Ω .

Figura 23 - Carta de Smith do casamento da impedância da linha somada com os diodos PIN.



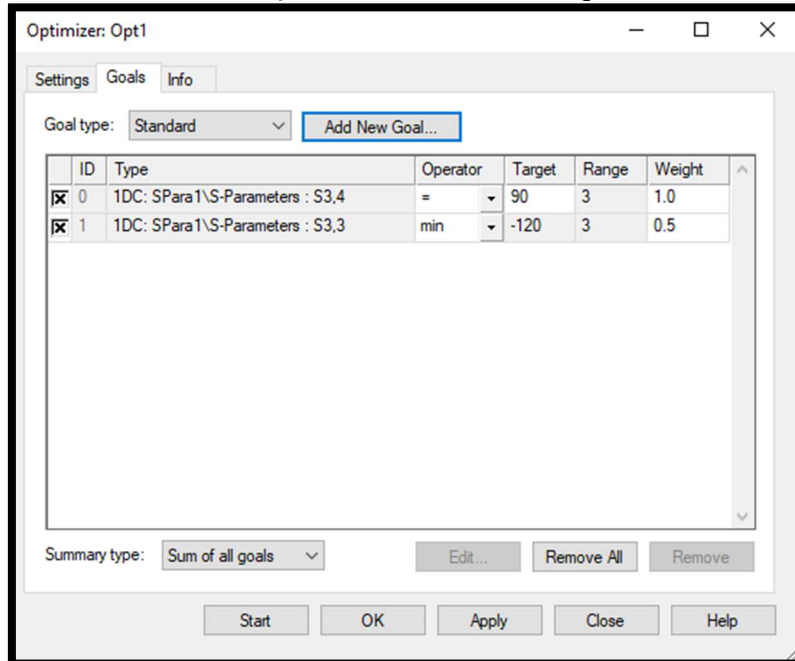
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.4 OTIMIZAÇÃO COM O CST STUDIO® COM LINHA DE TRANSMISSÃO IDEAL.

Para que o acoplador híbrido de 90° graus do tipo branch-line opere de maneira eficaz com a linha casada em 50Ω , é fundamental que a defasagem entre a entrada e a saída da linha seja de 90° com uma atenuação de 3 dB e a menor reflexão possível, na frequência selecionada, que em nosso projeto foi de 3 GHz para a linha 1 e 2.1 GHz para a linha 2. Para determinar os parâmetros ideais de capacitor e indutor que garantam o casamento de impedância em 50Ω , foi utilizado o software CST STUDIO®. Esse programa permitiu a otimização dos parâmetros para

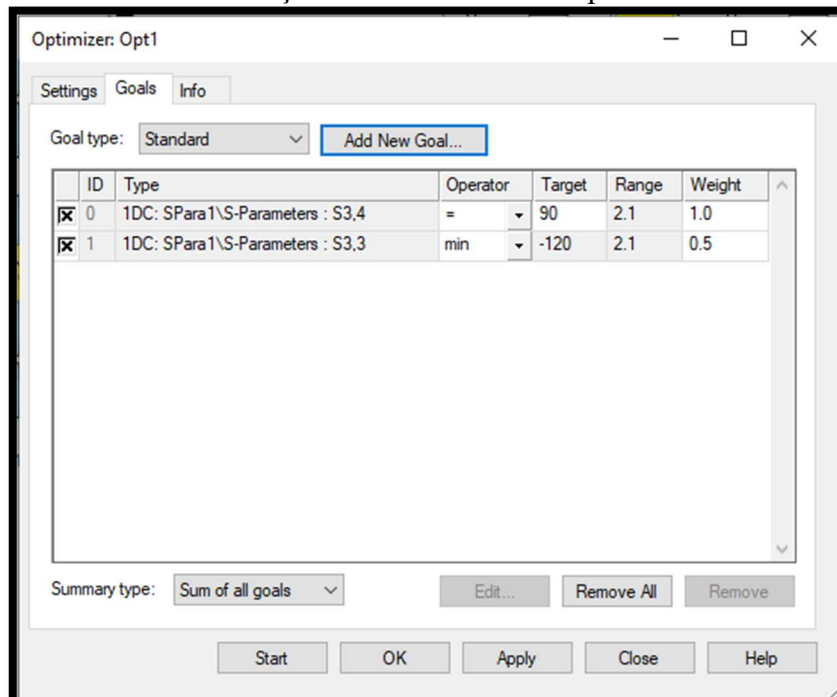
alcançar uma defasagem próxima de 90° com atenuação de 3 dB e reflexão mínima, como pode ser visto na Figura 24 e Figura 25.

Figura 24 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para 3GHz com microfita ideal.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 25 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para 2.1 GHz com microfita ideal.

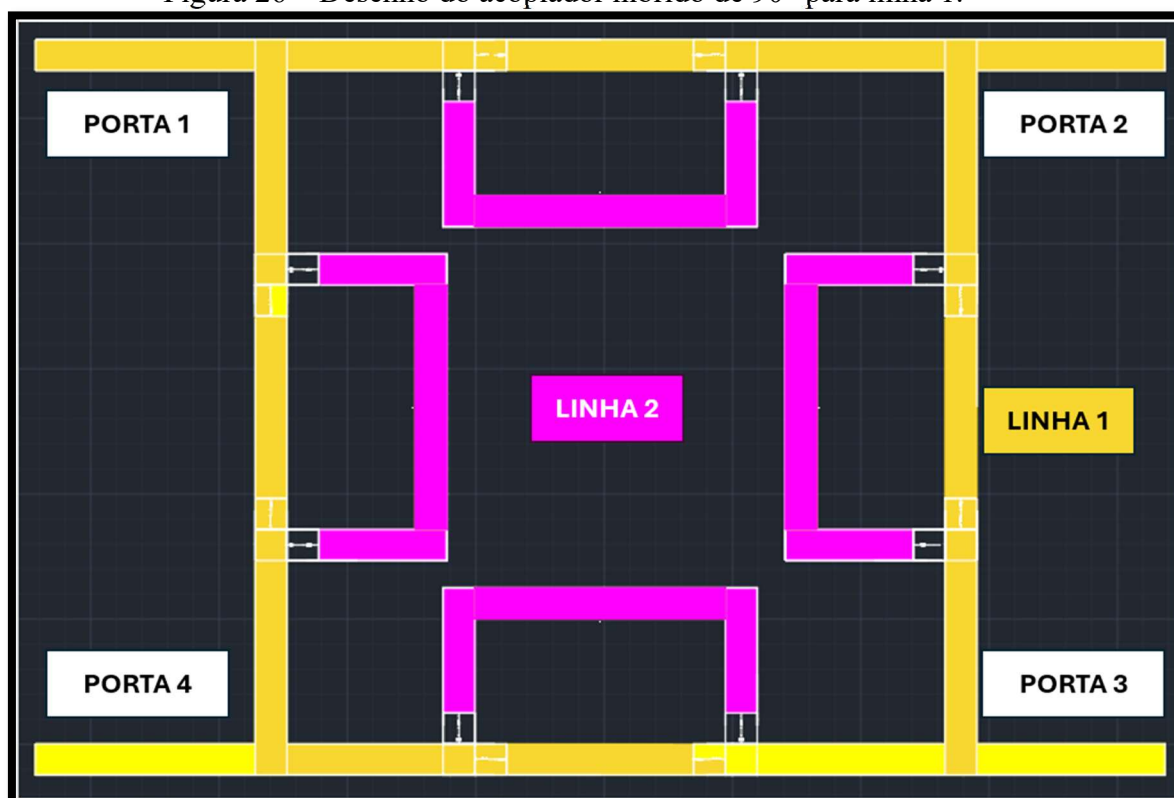


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.5 DESENHO DO BRANCH-LINE COM ELEMENTOS CHAVEADORES E MICROFITA

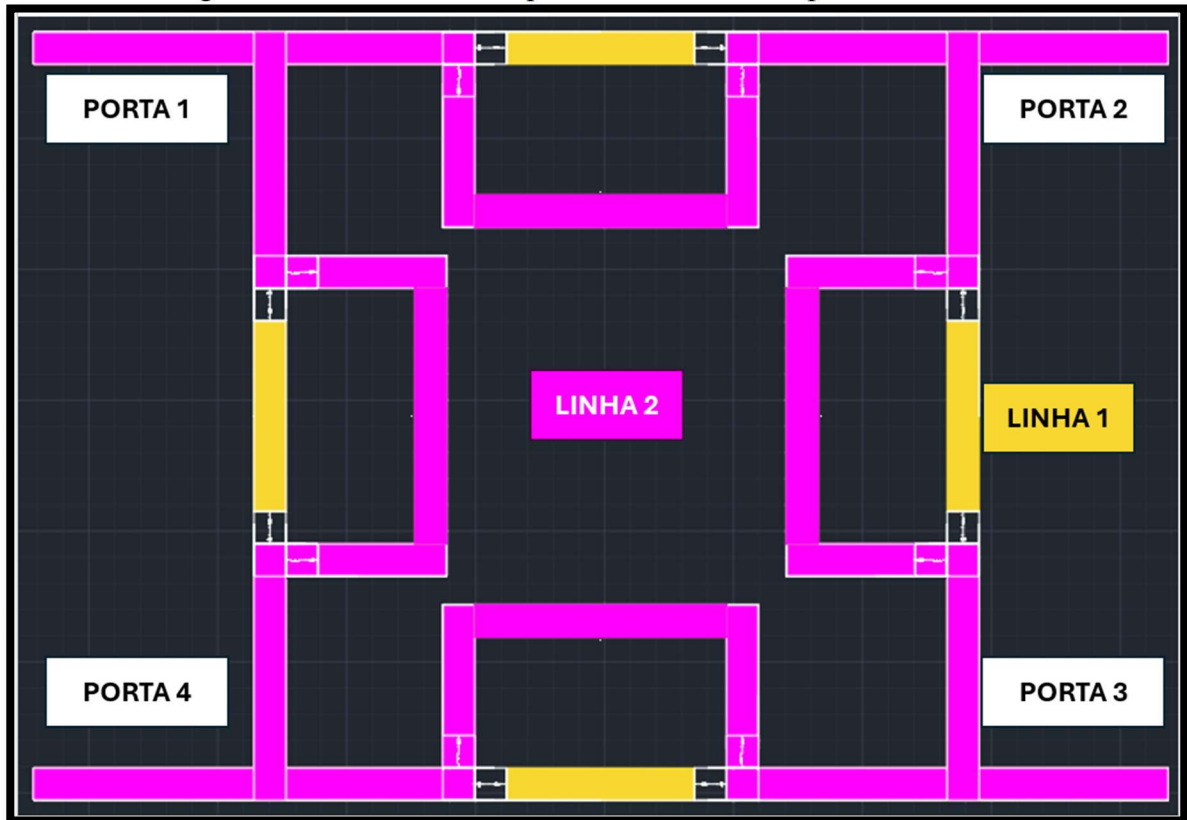
Após o casamento da linha em 50Ω e a otimização dos valores do comprimento elétrico, indutor e capacitor para alcançar uma defasagem de 90° com atenuação de 3 dB, foi possível construir o acoplador híbrido de 90° , seguindo os princípios estabelecidos no item 2.6.1, garantindo assim seu correto funcionamento. Na Figura 26, é apresentada a configuração do acoplador híbrido de 90° , onde os diodos permitem a condução apenas na linha 1, possibilitando que o acoplador funcione na frequência f_1 , correspondente ao comprimento dessa linha. Já na Figura 27, a configuração mostra o acoplador híbrido de 90° com os diodos permitindo a condução exclusivamente na linha 2, fazendo com que o acoplador opere na frequência f_2 , adequada ao novo comprimento da linha e à frequência.

Figura 26 – Desenho do acoplador híbrido de 90° para linha 1.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 27 - Desenho do acoplador híbrido de 90° para linha 2.



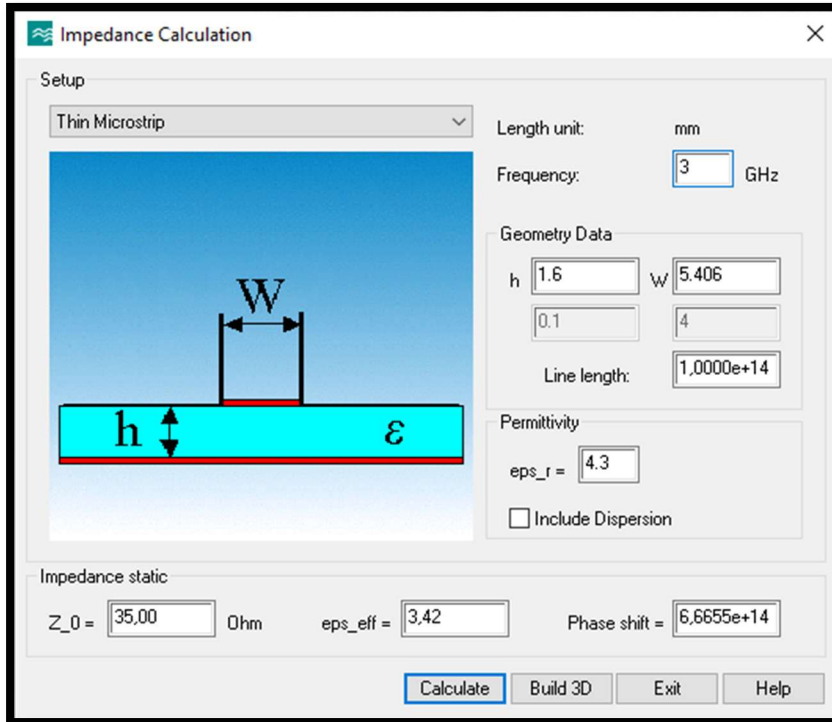
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.6 OTIMIZAÇÃO COM O CST STUDIO® COM LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDAS

Após o cálculo dos parâmetros necessários para o projeto do acoplador *branch – line* com elementos chaveadores e microfita ideal, e com o intuito de aproximar o modelo teórico às condições práticas, torna-se possível determinar a relação entre a largura (W) e a espessura (h) do condutor da microfita, considerando a impedância característica (Z_0). O cálculo das dimensões de uma microfita para obter a impedância desejada requer a determinação precisa da largura (W) e da altura (h) da microfita, levando em consideração as propriedades do substrato dielétrico utilizado. A fórmula básica para calcular a impedância característica (Z_0) de uma linha de microfita é representada pelas equações 27, 28, 29 e 30, que fornecem aproximações para os valores de W e h . As equações empíricas para o cálculo de Z_0 em microfitas proporcionam uma estimativa inicial, entretanto, a complexidade inerente à geometria da microfita e às propriedades do substrato dielétrico demanda o emprego de ferramentas computacionais mais sofisticadas. Desse modo, utilizou-se o software CST STUDIO® para realizar simulações eletromagnéticas precisas, permitindo a consideração da

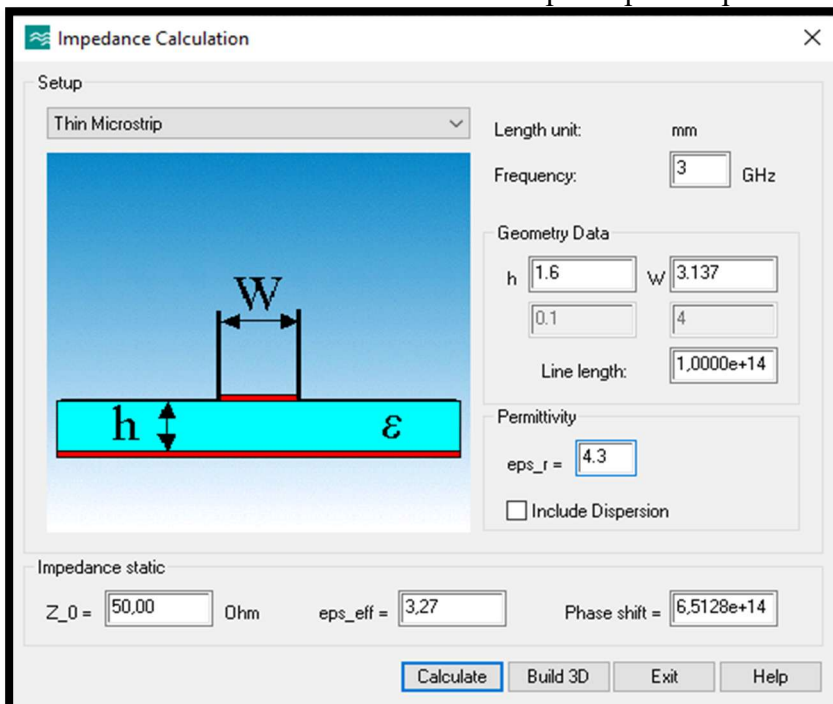
permissividade elétrica efetiva do substrato e a obtenção de resultados mais confiáveis. A Figura 28 e Figura 29 apresentam os resultados obtidos através da simulação.

Figura 28 - Cálculo das dimensões da microfita com perda para impedância de 35 Ohm.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

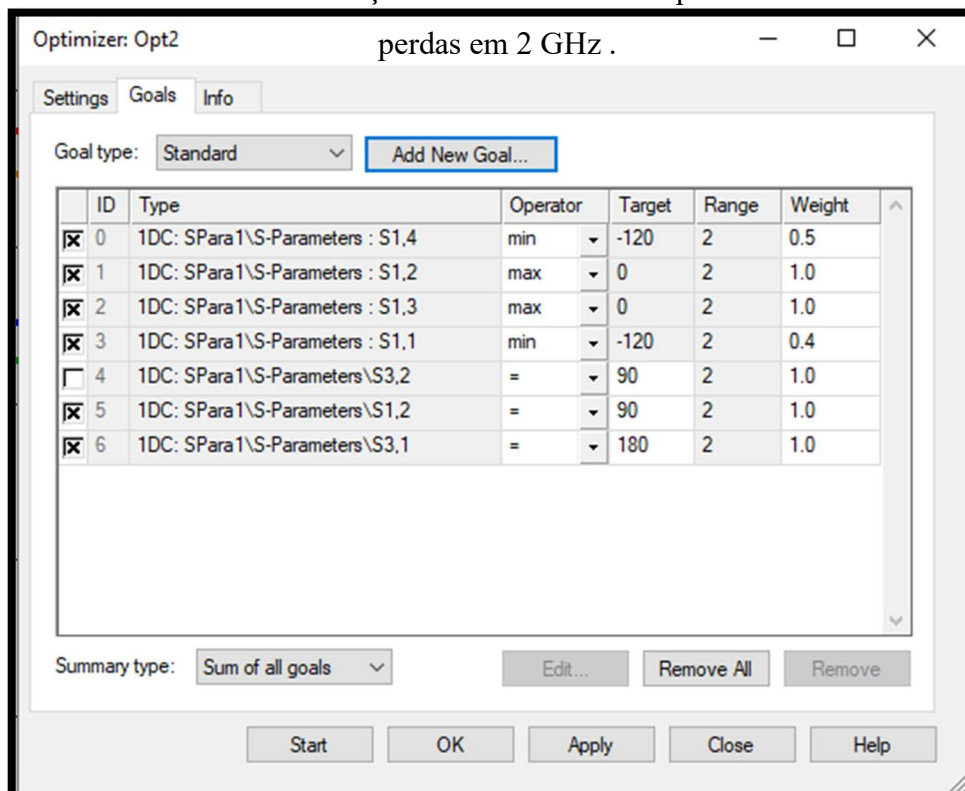
Figura 29 - Cálculo das dimensões da microfita com perda para impedância de 50 Ohm.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

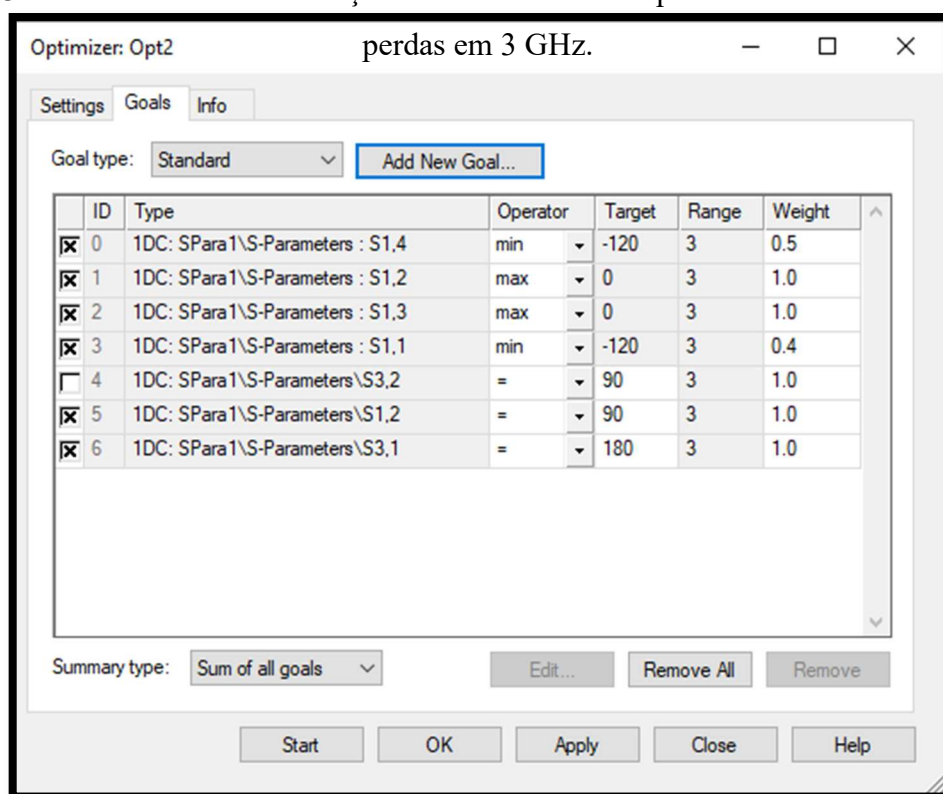
Foi necessário utilizar o software CST STUDIO® para otimizar o comprimento das linhas de transmissão, assim como os valores dos capacitores e indutores associados às linhas 1 e 2, com o objetivo de aprimorar o desempenho geral do projeto. O software permitiu realizar uma análise detalhada e precisa dos parâmetros envolvidos, possibilitando ajustes finos que seriam inviáveis por meio de cálculos manuais, como poder ser visto na Figura 30 e Figura 31. Através dessa ferramenta, foi possível identificar a configuração ideal para garantir a máxima eficiência do acoplador nas frequências de interesse, otimizando a resposta do sistema. Além disso, como o ajuste do comprimento de uma linha influencia diretamente na outra devido às interações eletromagnéticas no circuito, o software foi fundamental para encontrar os melhores parâmetros que otimizassem ambas as linhas de forma equilibrada. As simulações foram realizadas para as frequências de 2 GHz e 3 GHz, garantindo o melhor desempenho nas faixas desejadas.

Figura 30 - Parâmetros de otimização no CTS STUDIO® para linha de transmissão com



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 31 - Parâmetros de otimização no CST STUDIO® para linha de transmissão com



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

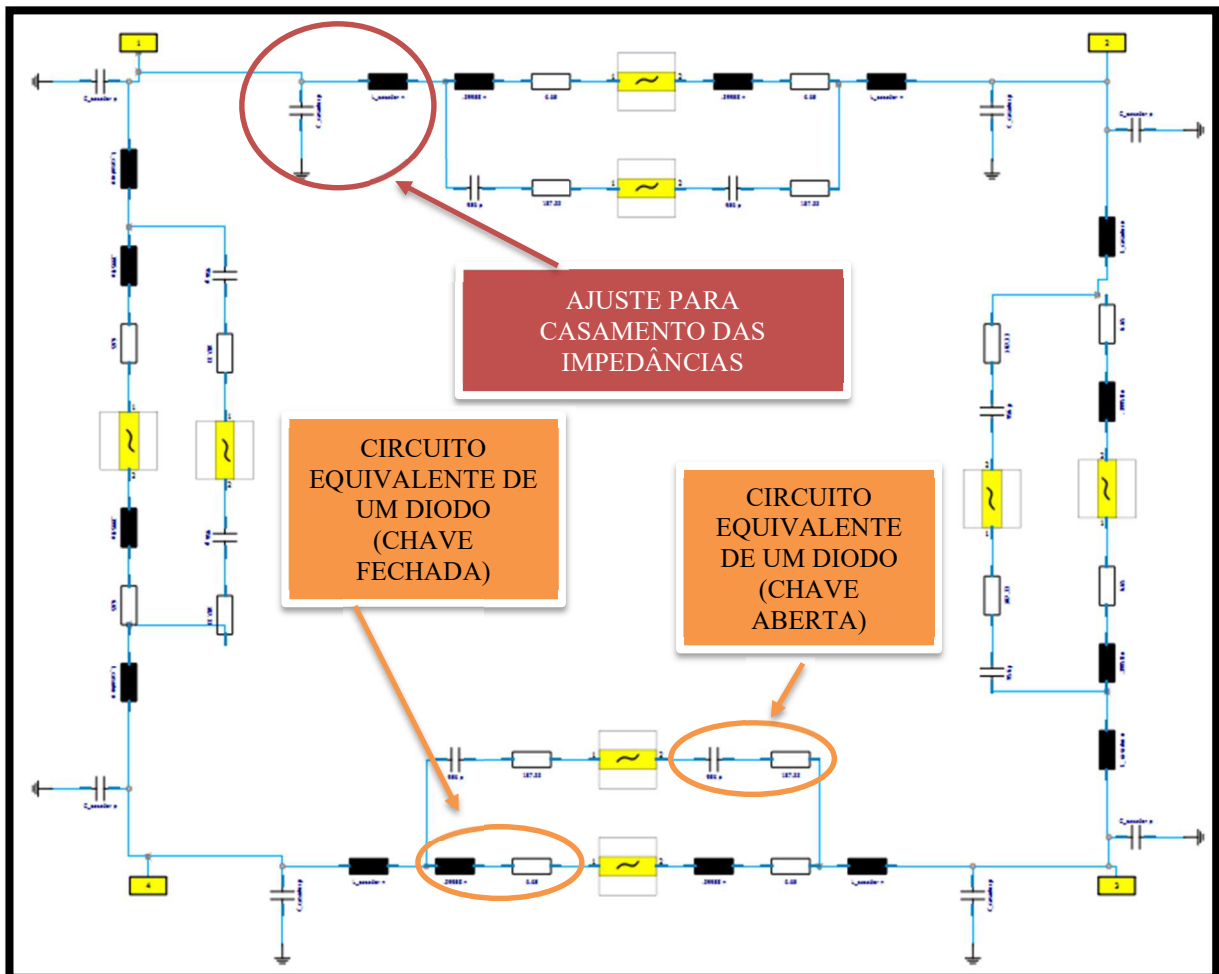
4 RESULTADOS E ANÁLISE

Neste capítulo, serão apresentados e discutidos detalhadamente os resultados das simulações realizadas com base na metodologia proposta. A utilização do software CST STUDIO® desempenhou um papel fundamental no dimensionamento adequado dos acopladores híbridos de 90°, permitindo uma análise precisa das condições operacionais e do desempenho do acoplador, além da otimização dos componentes reativos necessários para alcançar o desempenho ideal. A Tabela 1 apresenta os valores otimizados para o comprimento elétrico das linhas com características ideais, bem como os valores dos resistores, indutores e capacitores, já a Tabela 2 exibe os valores otimizados considerando as perdas, levando em conta as interações eletromagnéticas, além dos valores de resistores, indutores e capacitores ajustados no CST STUDIO® para o casamento das impedâncias. Com base nas suposições previamente estabelecidas, o acoplador híbrido foi ajustado para obter uma defasagem próxima de 90°, com uma atenuação de 3 dB, esse ajuste foi feito para operar nas frequências de 3 GHz na linha 1 e 2,1 GHz na linha 2 para o caso ideal, e 3 GHz e 2 GHz, respectivamente, para o caso com perdas.

4.1 RESULTADOS PARA O ACOPLADORES HÍBRIDOS DE 90° GRAUS COM LINHAS DE TRANSMISSÃO IDEAIS

A impedância do sistema foi ajustada para maximizar a eficiência do acoplador dentro de sua faixa operacional. Adicionalmente, a Figura 32 (na qual a linha 2 está desligada e a linha 1 está ligada) oferece uma visão detalhada da posição e do dimensionamento dos elementos reativos, como capacitores e indutores, conectados às linhas 1 e 2, com os valores calculados para otimizar o desempenho do acoplador. Esses cálculos foram otimizados com o CST STUDIO® com base nas especificações dos componentes, permitindo uma configuração otimizada do circuito para atender às exigências de desempenho estabelecidas para este trabalho.

Figura 32 – Montagem do circuito usado para simulação dos acopladores híbridos de 90°, a utilizando o CST STUDIO®.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Tabela 1 – Parâmetros e valores usados na simulação para a linha de transmissão sem perdas.

Componentes para o casamento de impedância	
Indutor	0.4623 nH
Capacitor	0.2000 pF
Circuito equivalente de um diodo (chave aberta)	
Resistor	187.33 Ohm
Capacitor	956 pF
Circuito equivalente de um diodo (chave aberta)	
Resistor	6.65 Ohm
Intutor	0.3996 nH
Comprimento elétrico	
Linha 1	0.162
Linha 2	0.262

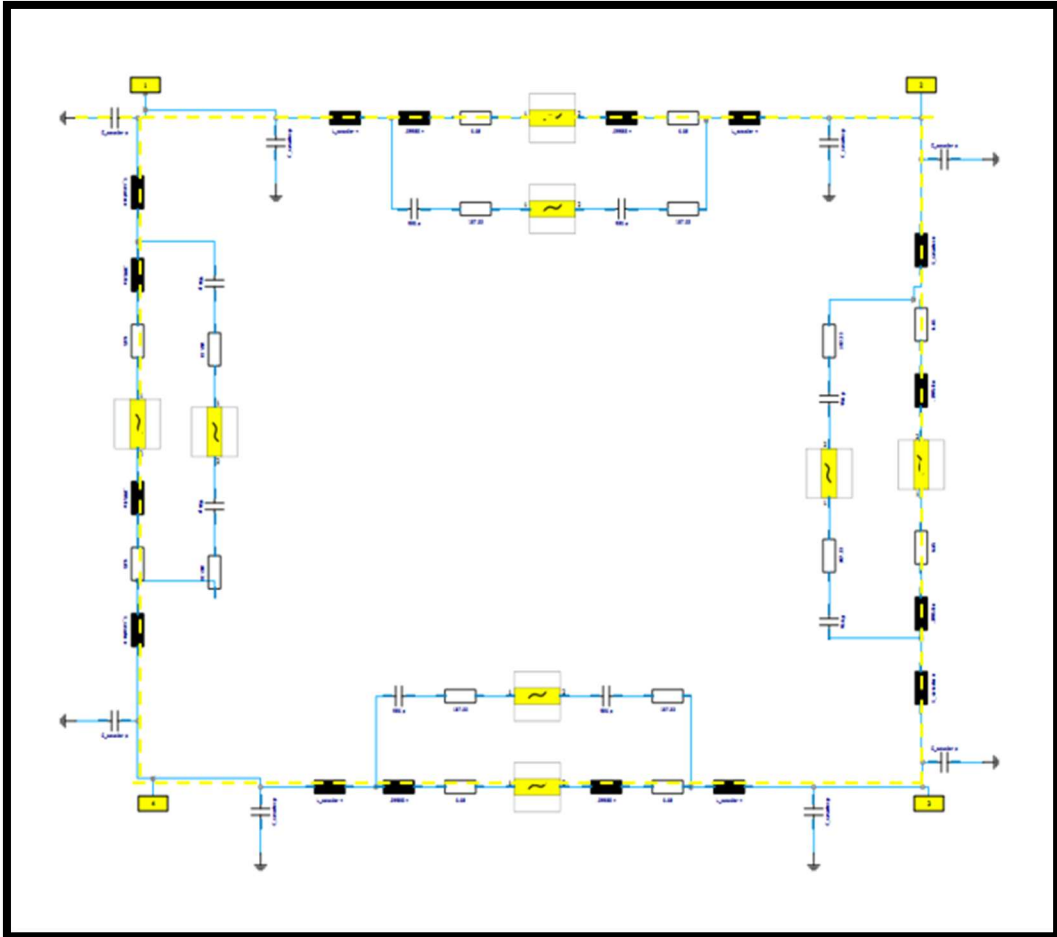
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1 Resultados para o branch-line configurado para 3GHz

A análise comparativa da Figura 26 e Figura 33, que representam, respectivamente, o circuito base e um simulado para um acoplador direcional de 90 graus, permite uma avaliação detalhada do comportamento do circuito. A Figura 34 e Figura 35 apresentam, respectivamente, a evolução da amplitude em escala dB e a resposta em frequência com a evolução da fase para sinais de degrau. Observa-se que, na frequência de 3 GHz, o acoplador opera conforme o esperado, permitindo a propagação do sinal pelas portas 2.1 e 3.1 e atenuando significativamente a transmissão pelas portas 4.1 e 4.4, em consonância com o princípio de funcionamento de um acoplador direcional. A diferença de fase entre as portas 2.1 e 3.1 encontra-se próxima aos 90 graus desejados, confirmando a característica de quadratura do acoplamento. A leve divergência da amplitude em relação ao valor teórico de 3 dB é atribuída às perdas inseridas no circuito através dos resistores, que simulam as dissipações presentes em componentes reais. A inclusão desses elementos dissipativos contribui para uma maior

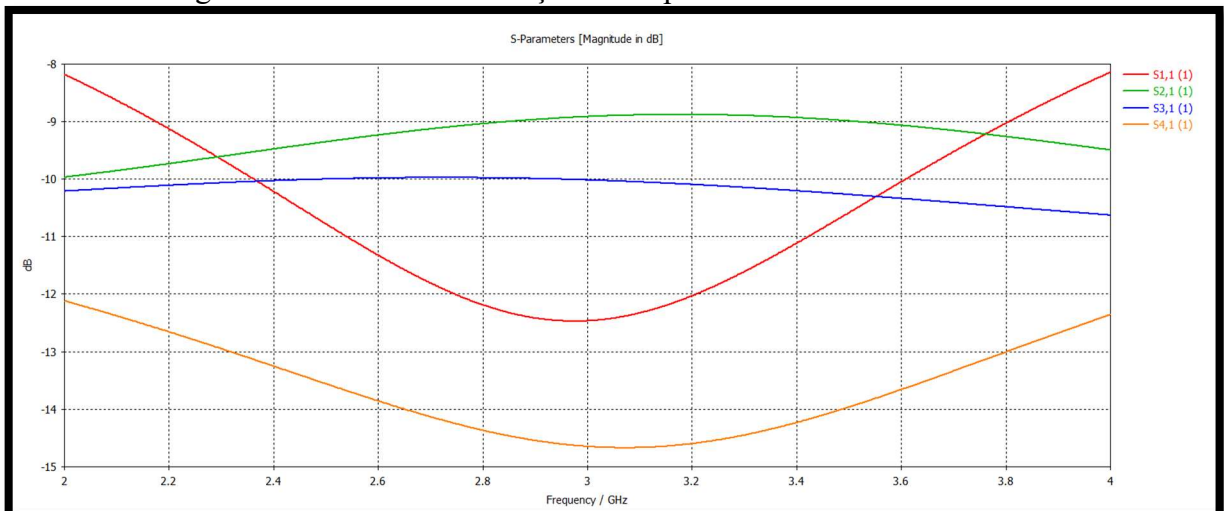
fidelidade do modelo, aproximando os resultados simulados das condições práticas de operação.

Figura 33 - Caminho e conexões para a linha 1.



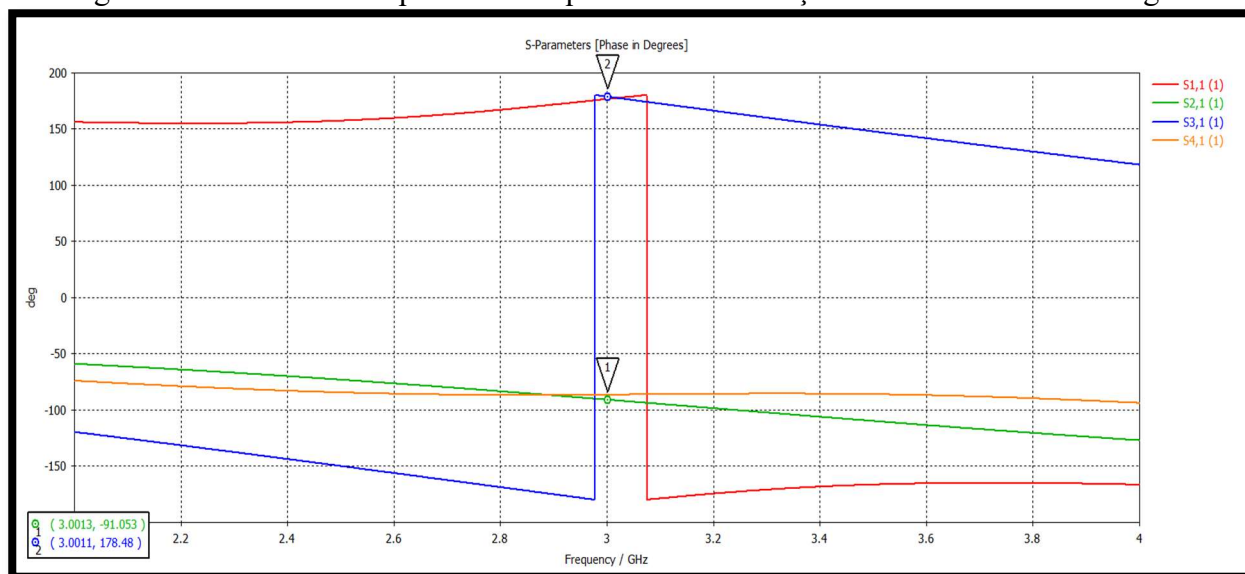
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 34 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 35 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau.

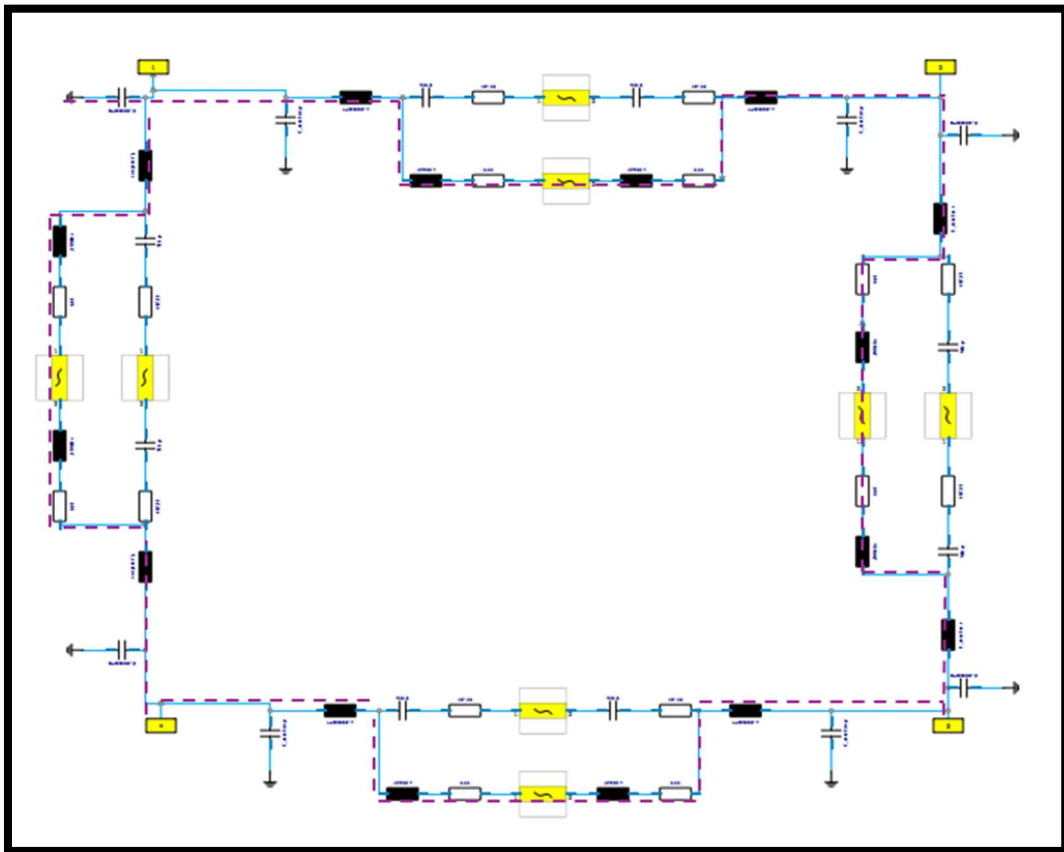


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.2 Resultados para o branch-line configurado para 2GHz

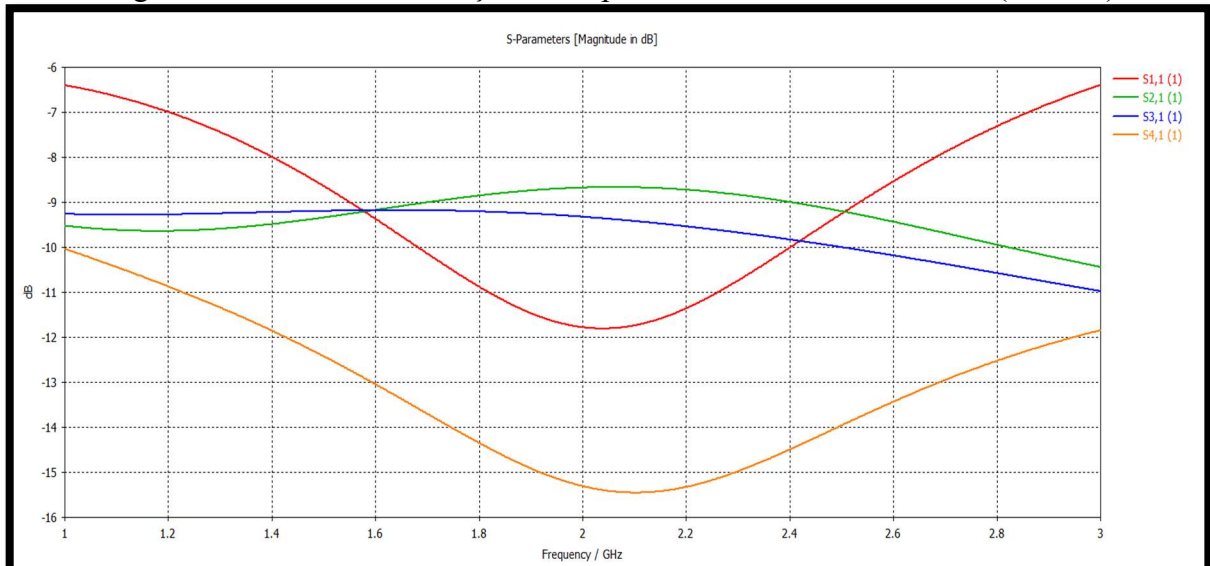
Seguindo a metodologia do item 4.1, realizou-se uma análise comparativa entre o circuito base na Figura 27 e sua simulação na Figura 26. A Figura 37 e Figura 38 corroboram o comportamento esperado para um acoplador direcional de 90 graus na frequência de 2.1 GHz. A propagação do sinal pelas portas 2.1 e 3.1, com atenuação nas portas 4.1 e 4.4, e a diferença de fase próxima a 90 graus entre as portas 2.1 e 3.1 confirmam a característica de quadratura do acoplamento. A leve divergência da amplitude em relação aos 3 dB teóricos é atribuída às perdas dos resistores, que simulam as condições reais de operação.

Figura 36 - Caminho e conexões para a linha 2.



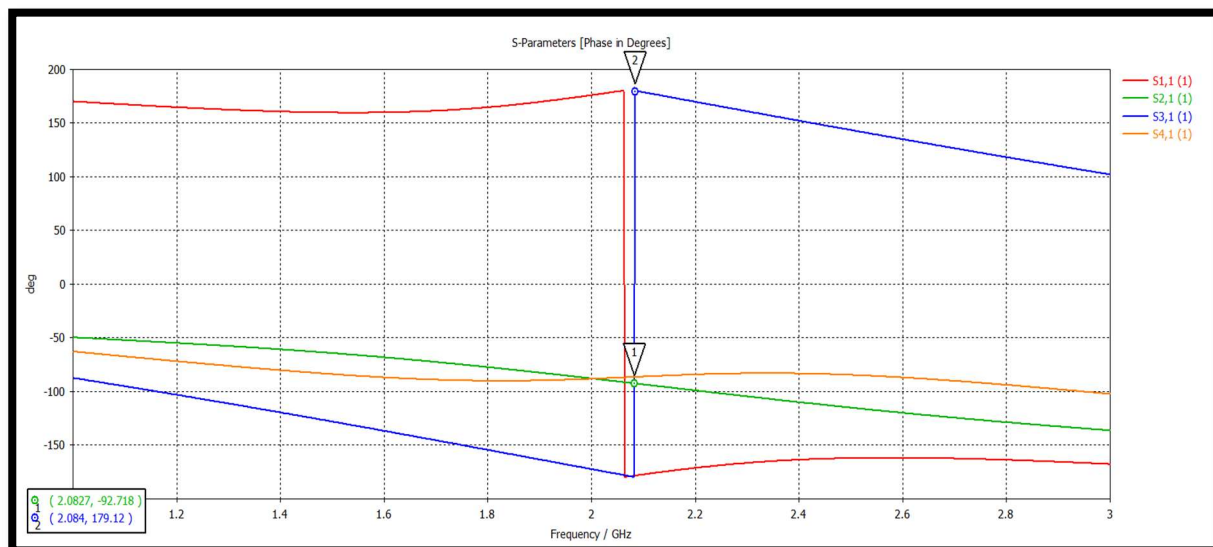
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 37 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB (Linha 2).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 38 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau
(Linha 2).

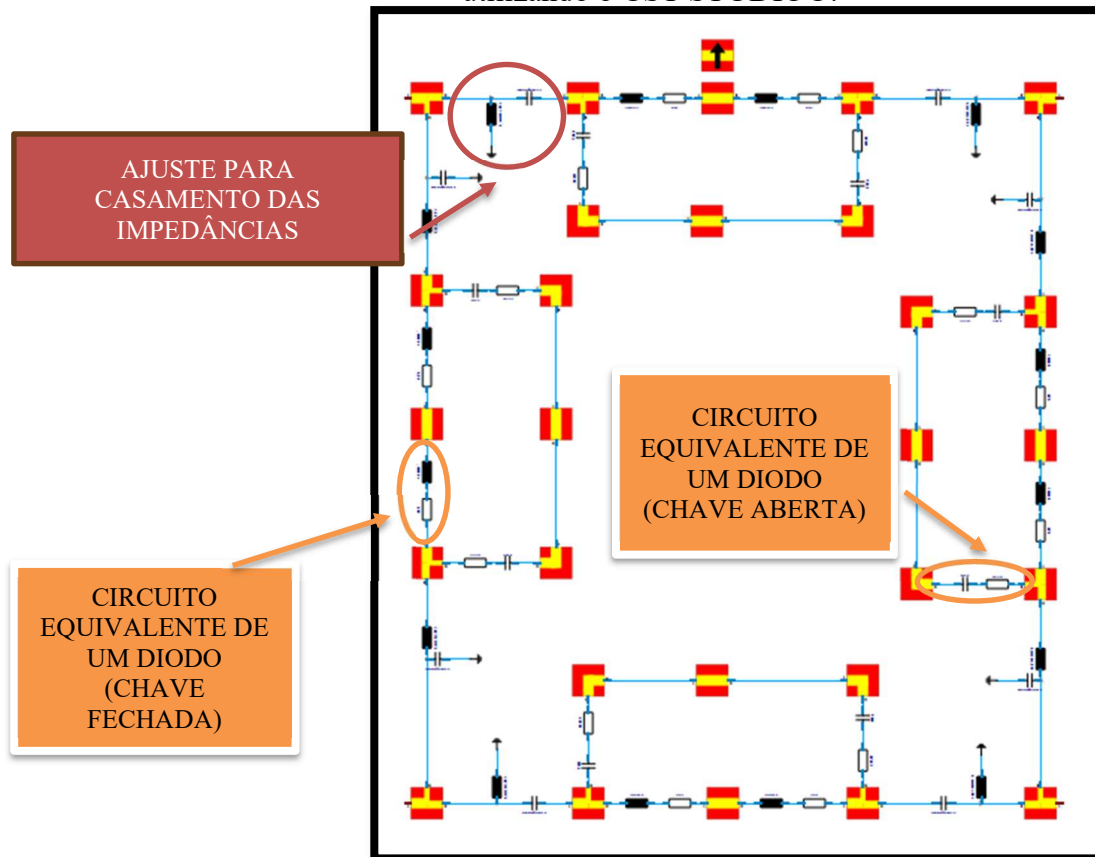


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4.2 RESULTADOS PARA O ACOPLADOR HÍBRIDO DE 90° COM LINHA DE TRANSMISSÃO COM PERDA

A impedância do sistema foi ajustada para maximizar a eficiência do acoplador, levando em consideração as perdas dentro de sua faixa operacional. Adicionalmente, a Figura 39(onde a linha 2 está desligada e a linha 1 está ativada) apresenta uma visão detalhada da posição e do dimensionamento dos elementos reativos, como capacitores e indutores, conectados às linhas 1 e 2. Os valores desses componentes foram calculados e otimizados utilizando o CST STUDIO® conforme pode ser visto na tabela 3, com base nas especificações dos materiais e nas condições operacionais do acoplador. Essa otimização permitiu configurar o circuito de maneira a atender às exigências de desempenho estabelecidas para este trabalho, garantindo uma resposta eficiente mesmo na presença de perdas no sistema.

Figura 39 - Montagem do circuito usado para simulação dos acopladores híbridos de 90°, a utilizando o CST STUDIO®.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Tabela 2 - Parâmetros utilizados e otimizados pelo CST STUDIO® com a linha com perdas.

Nome	Expressão	Valor	Descrição
L_casador_Linha_35_Ohm	4.0850569068554936	4.0850569068554936	nH
C_casador_Linha_35_Ohm	4.5564061661084043	4.5564061661084043	pF
freq	2e9	2e9	Hz
vel_luz	299792458	299792458	m/s
Eff_3GHz_50_Ohm	3.27	3.27	F/m
W_35	5.406	5.406	mm
W_50	3.137	3.137	mm
Eff_50_Ohm	3.27	3.27	F/m

(continua)

Tabela 2 - Parâmetros utilizados e otimizados pelo CST STUDIO® com a linha com perdas.

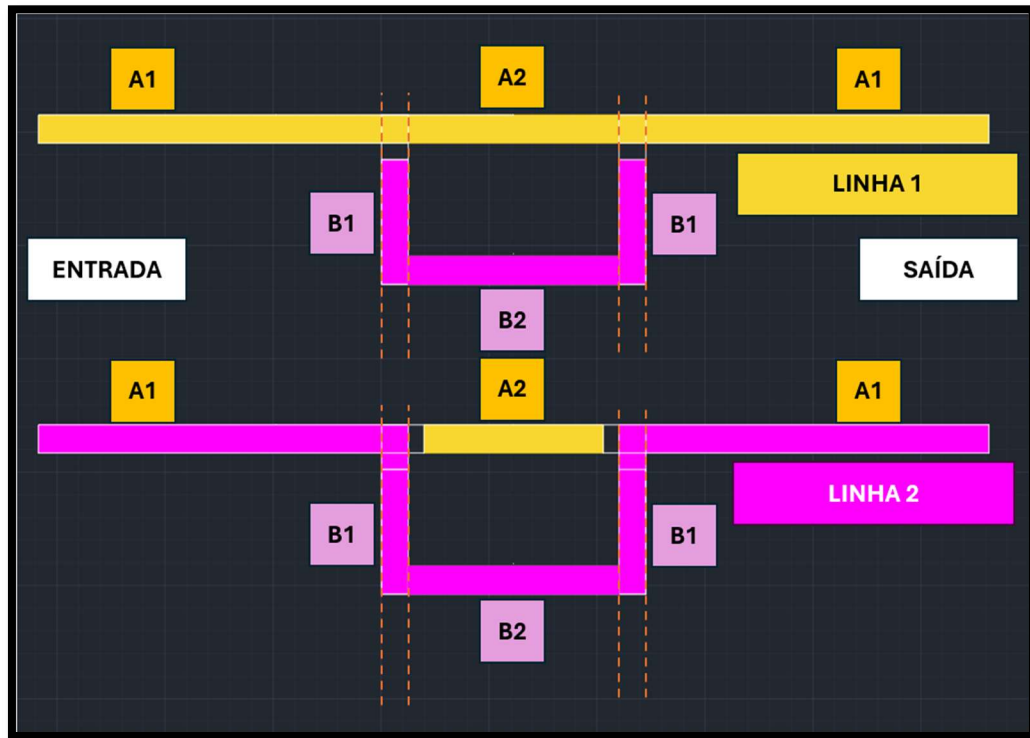
Nome	Expressão	Valor	Descrição
Comp_eletrico_Linha_50_Ohm	$(vel_luz/(freq*(Eff_50_Ohm^{1/2}))*1e3)$	91.6796506748652	mm
Comp_eletrico_Linha_35_Ohm	$(vel_luz/(freq*(3.42^{1/2}))*1e3)$	87.65861340529624	mm
Comp_fisi_0_262_50_Ohm	$(Comp_eletrico_Linha_50_Ohm/4)+C3$	12.6255416006096	mm
Comp_fisi_0_262_35_Ohm	$(Comp_eletrico_Linha_35_Ohm/4)+C1$	20.6755538122371	mm
Comp_fisi_0_162_50_Ohm	$(Comp_eletrico_Linha_50_Ohm/4)+C4$	12.6255416006096	mm
Comp_fisi_0_162_35_Ohm	$(Comp_eletrico_Linha_35_Ohm/4)+C4$	20.6755538122371	mm
C1	-1.2441	-1.2441	mm
C2	-10.294371001071108	-10.294371001071108	mm
L_casador_Linha_50_Ohm	0.2606999999999999	0.2606999999999999	nH
C2	0.010768	0.010768	mm
C3	47.948521943863009	47.948521943863009	mm
C4	51.308109120529765	51.308109120529765	mm

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

(conclusão)

Após a otimização, os comprimentos físicos foram distribuídos ao longo das linhas conforme ilustrado na Figura 40. Na Tabela 3 mostra os valores de comprimento distribuído para a linha de 50 Ohm e distribuídos para 35 Ohm, seguindo o mesmo parâmetros da Figura 28 e Figura 29. Dessa forma foi possível desenvolver um circuito otimizado para que pudesse obter os resultados de nosso interesse de um acoplador híbridos de 90°.

Figura 40 - Ilustração da distribuição dos comprimentos físicos das linhas de microfitas com perdas.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Tabela 3 - Comprimentos físicos das linhas de microfitas com perdas.

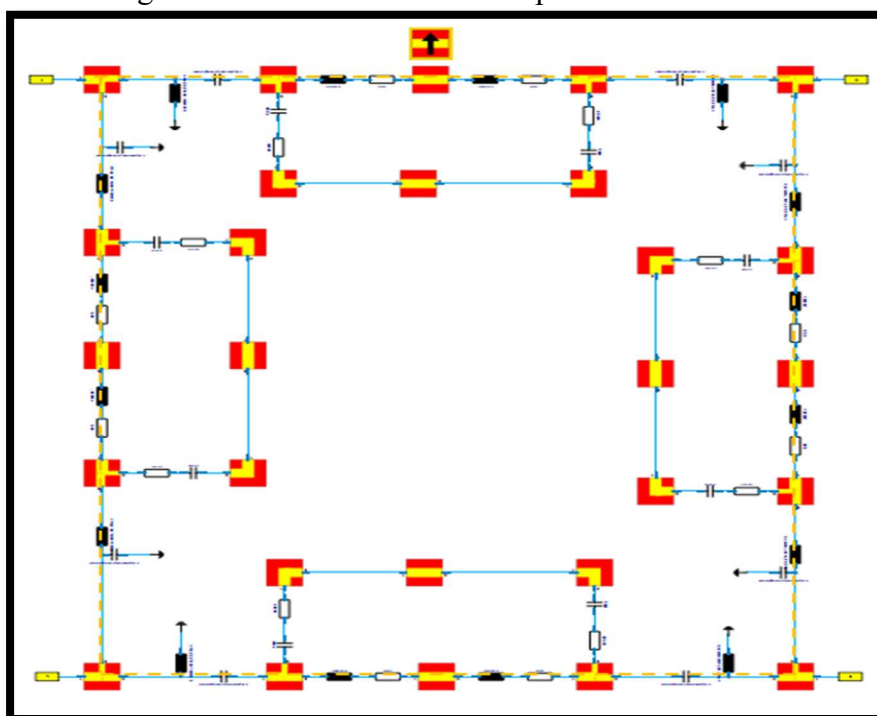
Comprimentos físicos das linhas	
Para linha de 50 Ohm	
A1	30% DE (Comp_fisi_0_162_50_Ohm)
A2	40% DE (Comp_fisi_0_162_50_Ohm)
B1	100% DE (Comp_fisi_0_262_50_Ohm)
B2	40% DO (Comp_fisi_0_162_50_Ohm)
Para linha de 35 Ohm	
A1	30% DE (Comp_fisi_0_162_35_Ohm)
A2	40% DE (Comp_fisi_0_162_35_Ohm)
B1	100% DE (Comp_fisi_0_262_35_Ohm)
B2	40% DO (Comp_fisi_0_162_35_Ohm)

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4.2.1 Resultados para o branch-line com perdas configurado para 3GHz

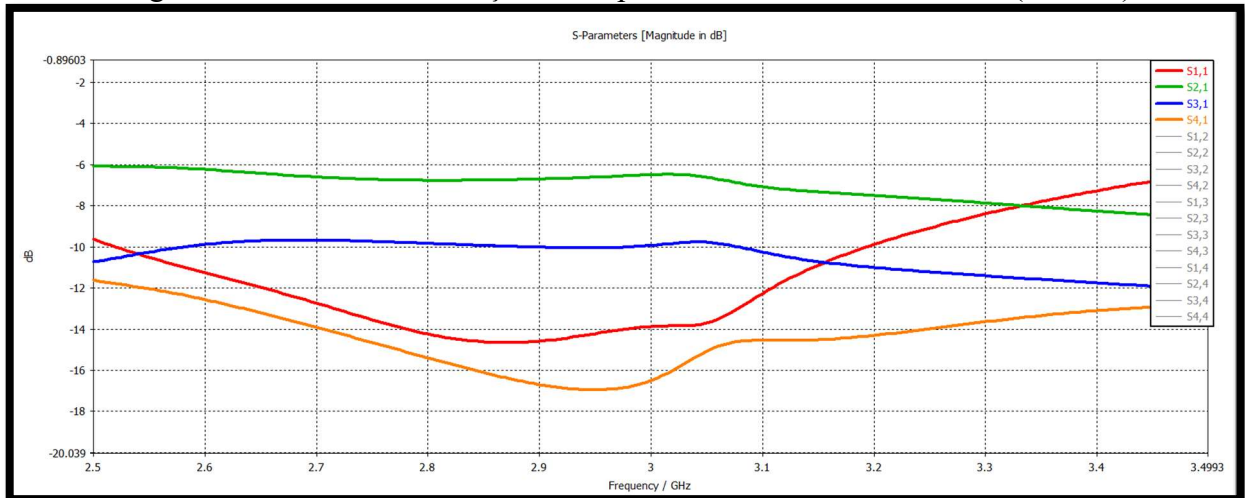
A análise comparativa entre a Figura 26 e Figura 41, que representam, respectivamente, o circuito base e a simulação de um acoplador direcional de 90 graus, possibilita uma avaliação detalhada do comportamento do circuito. A Figura 42 e Figura 43 apresentam, respectivamente, a evolução da amplitude em escala dB e a resposta em frequência, juntamente com a variação de fase para sinais de degrau. Observa-se que, na frequência de 3 GHz, o acoplador opera conforme o esperado, permitindo a propagação do sinal pelas portas 2.1 e 3.1, ao mesmo tempo em que atenua significativamente a transmissão pelas portas 4.1 e 4.4, em conformidade com o princípio de funcionamento de um acoplador direcional. A diferença de fase entre as portas 2.1 e 3.1 foi calculada em $85,44^\circ$, próxima dos 90° desejados, confirmando a característica de quadratura do acoplamento. A leve divergência na amplitude em relação ao valor teórico de 3 dB é atribuída às perdas inseridas no circuito por meio de resistores, que simulam as dissipações inerentes aos componentes reais. Além disso, como o caminho até a porta 2.1 é mais curto em comparação à porta 3.1, que possui mais componentes em seu trajeto, observa-se que o ganho em dB na porta 3.1 é inferior ao da porta 2.1. A inclusão desses elementos dissipativos aumenta a fidelidade do modelo simulado, aproximando os resultados das condições práticas de operação e fornecendo uma representação mais realista do desempenho do acoplador direcional.

Figura 41 - Caminho e conexões para a linha 1.



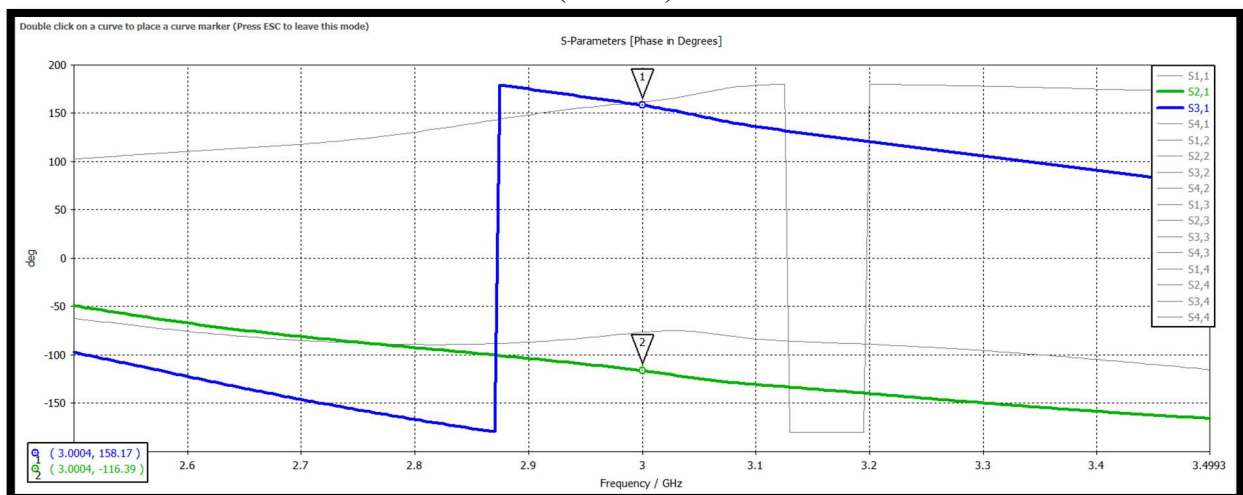
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 42 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB (Linha 1).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 43 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau (Linha 1)



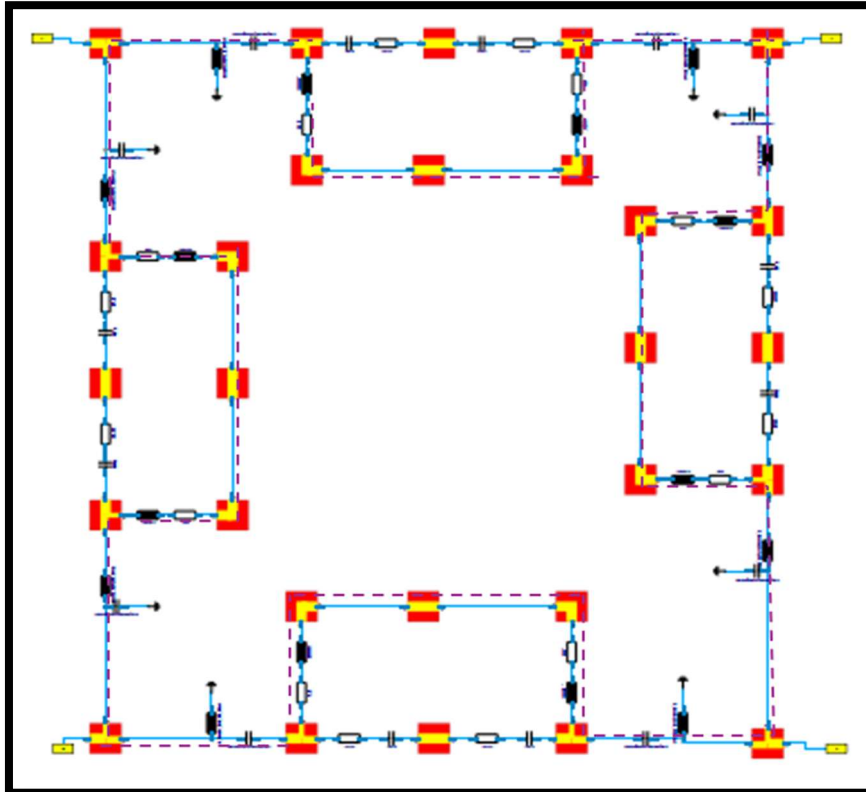
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4.2.2 Resultados para o branch-line com perdas configurado para 2GHz

Seguindo os parâmetros estabelecidos na seção 4.2, foi realizada uma análise comparativa entre o circuito base Figura 27 e sua simulação Figura 44. A Figura 45 e Figura 46 evidenciam o comportamento característico de um acoplador direcional de 90 graus operando na frequência de 2 GHz. A propagação do sinal pelas portas 2.1 e 3.1, juntamente com a atenuação nas portas 4.1 e 4.4 e a diferença de fase de 84,48 graus entre as portas 2.1 e 3.1, confirma a característica de quadratura do acoplamento. A leve discrepância em relação aos 90 graus teóricos pode ser atribuída às perdas ôhmicas nos resistores, às perdas dielétricas e às interações eletromagnéticas complexas presentes no circuito real. A maior atenuação observada

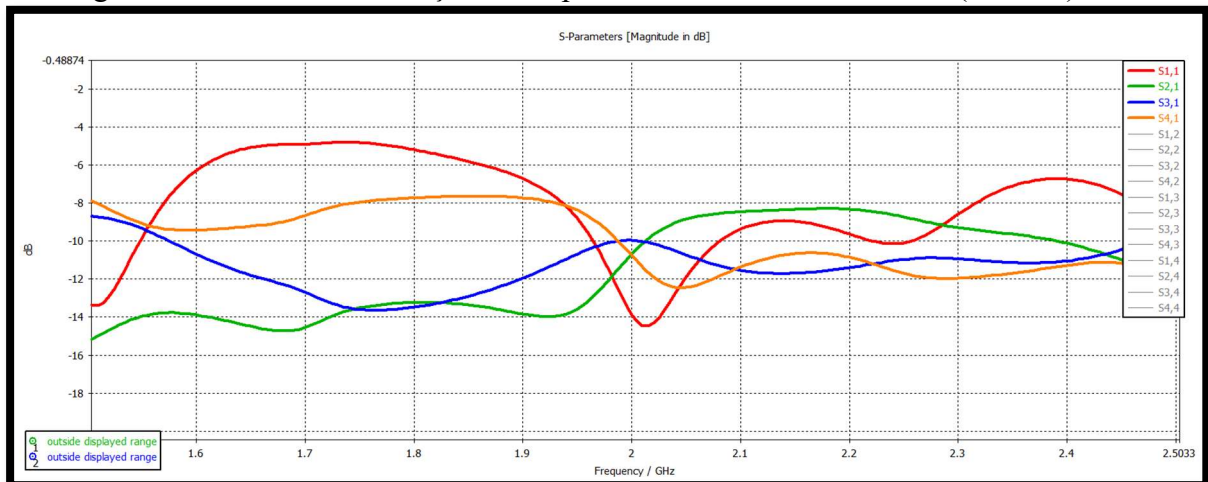
nas portas 2.1 e 3.1 em 2 GHz resulta do maior comprimento da linha de transmissão e das maiores perdas associadas a esse percurso, em comparação com a linha 1. A boa concordância entre os resultados da simulação e o comportamento esperado para o acoplador direcional atesta a precisão do modelo proposto e sua capacidade de prever o desempenho do circuito em condições reais de operação.

Figura 44 - Caminho e conexões para a linha 2.



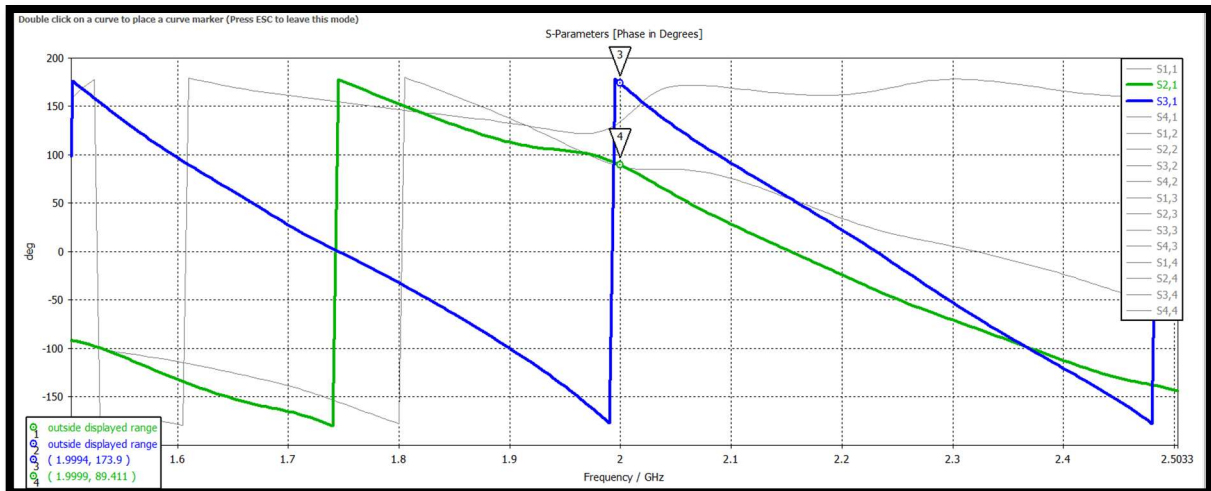
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 45 - Análise da evolução da amplitude de sinais em escala dB (Linha 2).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 46 - Análise da resposta em frequência e da evolução da fase em sinais de degrau
(Linha 2)



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

CONCLUSÃO

A análise comparativa entre o circuito base e as simulações realizadas para o acoplador direcional de 90° demonstrou a eficácia da metodologia proposta, a operação do acoplador na frequência de 3 GHz, com a adequada propagação do sinal e a atenuação nas portas indesejadas, bem como a manutenção de uma diferença de fase próxima aos 90 graus, valida o comportamento esperado de um acoplador direcional em quadratura.

Os resultados obtidos para a frequência de 2 GHz confirmam a versatilidade do acoplador projetado, evidenciando sua capacidade de operar eficientemente em diferentes faixas de frequência, a sintonização do acoplador para as frequências de 3 GHz e 2 GHz atende aos objetivos iniciais do projeto, sugerindo que o design proposto é viável e ajustável para múltiplas frequências de operação.

As divergências na amplitude observadas, atribuídas às perdas simuladas, ressaltam a importância de considerar elementos dissipativos para aproximar o modelo das condições reais de operação. Além disso, a dificuldade na sintonia do circuito para obter os parâmetros ideais destaca a necessidade de ajustes contínuos para alcançar os valores desejados.

Para trabalhos futuros, recomenda-se uma análise mais aprofundada das interferências causadas pelos capacitores, indutores e resistores na linha, além de um estudo detalhado das características de transmissão. A construção de um protótipo físico do acoplador permitiria a verificação experimental de seu desempenho, validando os resultados teóricos e contribuindo para o aprimoramento dos acopladores de linha de ramificação. Esse avanço seria valioso para fabricantes, ajudando na criação de acopladores mais eficientes e flexíveis, adaptáveis às necessidades específicas de diferentes aplicações.

REFERÊNCIAS

- CABRAL, H. A.; BEZERRA, S. T. G.; DE MELO, M. T. A diplexer for UMTS applications. **2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)**. IEEE, 2009. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IMOC.2009.5427595>. Acesso em: 30 dez. 2024.
- COHN, S. B.; LEVY, R. History of microwave passive components with particular attention to directional couplers. **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, v. 32, n. 9, p. 1046–1054, 1984. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TMTT.1984.1132816>. Acesso em: 30 dez. 2024.
- COLLIN, R. E. **Engenharia de microondas**. Guanabara Dois, 1979.
- COLLIN, R. E. **Foundations for Microwave Engineering**. IEEE Press, 2001.
- HONG, J. S; LANCASTER, M. J. **Microstrip filters for RF/Microwave applications**. New York: John Wiley & Sons, 2001. Disponível em: <http://twanclik.free.fr/electricity/electronic/pdfdone9/Microstrip%20Filters%20For%20RF%20Microwave%20Applications.pdf>. Acesso em: 30 dez. 2024.
- INTRATOR, Edmond; MELLO, Hilton A. **Dispositivos semicondutores**. 5. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1983.
- LIN, K. Y.; LIAO, S. S. A miniaturized parallel-coupled microstrip filter using over-coupled and stages with symmetrical tapped-line structure. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 50, n. 9, p. 2271-2274, 2008. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/mop.23675>. Acesso em: 30 dez. 2024.
- LIRA, Davi J. B. **Projeto de acopladores branch-line com banda dupla usando linhas de transmissões artificiais**. 2016. 24 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2016. Disponível em: <https://attena.ufpe.br/bitstream/123456789/18381/1/Disserta%C3%A7%C3%A3oDaviLira.pdf>. Acesso em: 11 ago. 2024.
- MELO, M. T.; BEZERRA, A. L.; FILHO, P. N. S.; BELFORT, A. J. Open Loop Duplexer Filter with Internal Stubs. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 50, p. 2422-2426, 2008. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/EUMC.2006.281454>. Acesso em: 30 dez. 2024.
- MONGIA, R.; AL, E. **RF and Microwave coupled-line circuits**. Boston: Artech House, 2007.
- MOGHADDASI, J.; WU, K. Planar 180° hybrid coupler with non-interspersed ports for millimeter-wave applications. **International journal of microwave and wireless technologies**, v. 12, n. 4, p. 293–302, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1017/S1759078719001533>. Acesso em: 30 dez. 2024.
- O'NEILL, **Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook: A Comprehensive Handbook for Electronic Warfare and Radar Systems Engineers**. 5. ed. Point Mugu, Califórnia: Naval Air Warfare Center Weapons Division, Avionics Department: Technical Communication Office, 2013.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4. ed. Nashville, TN, USA: John Wiley & Sons, 2012.

REED, J.; WHEELER, G. J. A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. MTT-4, 1956. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TMTT.1956.1125071>. Acesso em: 30 dez. 2024.

RIBEIRO, José A. J. **Engenharia de Microondas: fundamentos e aplicações**. São Paulo: Editora Saraiva, 2009. E-book. ISBN 9788536521961. Disponível em: <https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788536521961/>. Acesso em: 2 maio 2024.

S. FILHO, P. N.; BEZERRA, Alexandre; OLIVEIRA, Antonio J. B.; MELO, Marcos T. Coupled microstrip combline filters. **International journal of RF and microwave computer-aided engineering**, v. 17, n. 1, p. 110–114, 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/mmce.20205>. Acesso em: 30 dez. 2024.

SILVA, C. P. N.; PINHEIRO, G. J.; DE OLIVEIRA, M. R. T.; DE OLIVEIRA, E. M. F.; LLAMAS-GARRO, I.; DE MELO, M. T. Reconfigurable frequency discriminator based on fractal delay line. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 29, n. 3, p. 186–188, mar. 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2019.2892293>. Acesso em: 30 dez. 2024.